

Paul Xorovits, Uinfild Xill

SXEMOTEXNIKA MAHORATI

Toshkent-2024

THE ART OF ELECTRONICS

Third edition

Paul Horowitz *Harvard University*

Winfield Hill *Rowland Institute for Science, Cambridge, Massachusetts*

Cambridge University Press

Cambridge

Paul Xorovits, Uinfild Xill

SXEMOTEXNIKA

MAHORATI

2-qism

Uchinchi nashr

Inglizchadan Mirahmad Mirzarahimov tarjimasi

Xorovits P., Xill U.

Sxemotexnika mahorati: Ingliz tilidan tarj. – 3-nashr. 2-qism.– Toshkent, 2024

342 b., il.

Taniqli amerikalik mutaxassislar Paul Xorovits va Uinfild Xillning elektronikaning jadal rivojlanayotgan sohalariga bag'ishlangan va keng o'quvchilar ommasiga ma'lum bo'lgan "The Art of Electronics" nomli monografiyasi dunyo miqyosida shuhrat qozongan. Mazkur tadqiqotning ingliz tilida chop etilgan uchinchi nashri o'zbek mutaxassislarini ham ushbu dolzarb ilmiy ish bilan tanishtirish maqsadida o'zbek tiliga tarjima qilindi. Kitobda qiziqarli texnik yechimlar taqdim etilishi bilan birga, apparatura ishlab chiqaruvchilarning xatolari ham tahlil qilingan. Shuningdek, elektron sxemalarni loyihalash va qo'llashning nozik jihatlari ham o'quvchi e'tiboriga havola qilingan. Monografiya uch qismdan iborat bo'lib, birinchi qismi elektron elementlar, tranzistorlar, operatsion kuchaytirgichlar, faol filtrlar, quvvat manbalari, bipolyar tranzistorlar, maydon effektli tranzistorlar haqidagi ma'lumotni o'z ichiga oladi. Elektronika, avtomatlashtirish, kompyuter texnologiyalari sohasidagi mutaxassislar, shuningdek, universitetlarning tegishli mutaxassisliklari talaba va magistrleri uchun mo'ljallangan mazkur kitobning o'zbek o'quvchilari e'tiboriga havola etilishi xolis bo'lib, har qanday tijoriy maqsaddan holidir.

MUNDARIJA

TO‘RTINCHI BOB:

Operatsion kuchaytirgichlar	
4.1. Op-amplarga kirish – “ideal komponent”	9
4.1.1. Feedback va operatsion kuchaytirgichlar	10
4.1.2. Operatsion kuchaytirgichlar	11
4.1.3. Oltin qoyidalar	12
4.2. Asosiy op-ampli sxemalar	13
4.2.1. Invertlovchi kuchaytirgich	13
4.2.2. Noinvertlovchi kuchaytirgich	14
4.2.3. Qaytargich	16
4.2.4. Ayiruvchi kuchaytirgich	16
4.2.5. Tok manbalari	17
4.2.6. Integratorlar	21
4.2.7. Op-amplar ishlatilganidagi asosiy xavfsizlik choralari	23
4.3. Op-ampda yig‘ilgan amaliy sxemalar	24
4.3.1. Chiziqli sxemalar	24
4.3.2. Nochiziqli sxemalar	31
4.3.3. Op-ampli sxemalar: uchburchak shaklidagi signallar ossillyatori	35
4.3.4. Op-ampda yaratilgan pinch-off kuchlanish testeri	37
4.3.5. Impuls davomiyligi programmlanadigan generator	38
4.3.6. Aktiv past chastotali filtr	39
4.4. Op-amp tuzilishi va parametrlariga batafsil nazar	40
4.4.1. Op-ampning ideal ishlash ko‘rsatgichlaridan chekinishlar	41
4.4.2. Op-ampdagi cheklanishlarning sxema ishlashiga ta’siri	50
4.4.3. Misol: sezgir millivoltmetr	57
4.4.4. Chastotalar ko‘lami va op-ampli tok manbalari	58
4.5. Op-ampli sxemalar tanlanishiga batafsil nazar	58
4.5.1. Aktiv pik detektorlar	58
4.5.2. Sample-and- hold	61
4.5.3. Aktiv clamp	63
4.5.4. Absolyut qiymatni olish sxemasi	63
4.5.5. Integratorga chuqurroq nazar	64
4.5.6. FETlardagi siljish toklarni yo‘qotuvchi sxema	66
4.5.7. Differensator	68
4.6. Yakka qutbli manbadan ishlaydigan op-amplar	69

4.6.1. Yakka qutbli manba bilan ishlaydigan as kuchaytirgichning kirishini siljitish	69
4.6.2. Sig‘im tabiatli yuklama	73
4.6.3. Bir qutbli manba bilan ishlaydigan op-amplar “Single-supply”	74
4.6.4. Misol: kuchlanish bilan boshqariladigan ossillyator	78
4.6.5. Kuchlanish bilan boshqariladigan ossillyatorni montaj qilish	80
4.6.6. Nolni kesib o‘tish detektor	81
4.6.7. Op-amplar jadvali	83
4.7. Boshqa kuchaytirgich va op-amplar turlari	84
4.8. Tipik op-ampli sxemalar.....	88
4.8.1. Universal laboratoriya kuchaytirgichi	88
4.8.2. Stuck-node tracer	90
4.8.3. Yuklama tokini sezish sxemasi	92
4.8.4. Badan oftobda qorayganining darajasini tekshirish integral monitori	94
4.9. Feedbackli kuchaytirgichdagi chastotaga bog‘liqlikni kompensatsiyasi	97
4.9.1. Kuchaytirish koefitsient va faza surilishining chastotaga bog‘liqligi	98
4.9.2. Kuchaytirgichni kompensatsiya qilish usullari	100
4.9.3. Feedback zanjirining chastotaga bog‘liqligi	103
4-bobga qo‘shimcha misollar	107
4- bob bo‘yicha xulosalar.....	108

BESHINCHI BOB:

Pretsezion sxemalar	113
5.1. Pretsezion op-ampli sxemalarni loyihalash usullari	113
5.1.1. Aniqlik dinamik ko‘lamga qarshi	114
5.1.2 Xatolik byudjeti	114
5.2. Misol: millivoltmetrga qaytamiz	115
5.2.1. Musobaqa: 10 mV, 1%, 10 MΩ, 1.8 V kuchlanish manbasi	115
5.2.2. Yechim: pretsezion RRIO tok manbasi	115
5.3. Darslar: xatolik byudjeti, qo‘shimcha parametrlar	119
5.4. Yana bir misol: siljitish kuchlanishi nol bo‘lgan pretsezion kuchaytirgich	120

5.4.1. Sxemaning ishlashi	121	5.10.12. “Uchtadan ikkita yomon emas”:	
5.5. Pretsezion loyihaning xatolik		mukammal op-amp yaratish	171
byudjeti	122	5.11. Auto-zero (chopp-stabilizatsiyali)	
5.5.1. Xatolik byudjeti	123	kuchaytirgichlar	174
5.6. Komponent xatoliklari	124	5.11.1. Auto-zero op-ampning	
5.6.1. Kuchaytirish koefitsientini		xususiyatlari	175
oʻrnatuvchi rezistorlar	124	5.11.2. Auto-zero op-amplar qaysi	181
5.6.2. Zaryad saqlovchi kondensator	125	hollarda ishlatilishi mumkin	
5.6.3. Nolga tushiruvchi kondensator	125	5.11.3. Auto-zero op-amplarni tanlash	181
5.7. Kuchaytirgich kirishidagi xatoliklar	127	5.11.4. Auto-zero op-amplar toʻplami	184
5.7.1. Kirish impedansi	127	5.12 Ustalar yaratgan sxemalar: Agilent	
5.7.2. Kirishdagi siljituvchi tok	128	yaratgan, oʻlchash aniqligi yuqori	
5.7.3. Kuchlanishni siljishi	130	boʻlgan, raqamli multimetr.....	186
5.7.4. Sinfaz signalning rejeksiyasi	132	5.12.1. Buning iloji yoʻq!	187
5.7.5. Quvvat manbasi rejeksiyasi	133	5.12.2. Notoʻgʻri – ammo iloji bor!	187
5.7.6. Nolga tushiruvchi kuchaytirgich:		5.12.3. Blok diagramma: oddiy plan	188
kirish xatoliklari	133	5.12.4. 34401 A 6.5 raqamli interfeys	188
5.8. Kuchaytirgich chiqishidagi		5.12.5. 34420A 7.5 raqamli interfeys	190
xatoliklar	135	5.13. Ayiruvchi, differensial va	
5.8.1. Yuksalish tezligi: umumiy		instrumental kuchaytirgichlar: kirish	194
tushunchalar	135	5.14. Ayiruvchi kuchaytirgich	196
5.8.2. Chastota koʻlami va oʻrnatilish vaqti	137	5.14.1. Asosiy sxemaning ishlashi	196
5.8.3. Oʻtishdagi shakl buzulishlari va		5.14.2. Amaliy sxemalar	197
chiqish impedansi	138	5.14.3. Ishlash parametrlari	202
5.8.4. Kuchaytirish koefitsienti bir		5.14.4. Sxema variantlari	206
boʻlgan quvvat kuchaytirgichi	140	5.15. Instrumental kuchaytirgich	208
5.8.5. Kuchaytirish koefitsientining		5.15.1. Birinchi (soddadil) nazar	208
xatoligi	142	5.15.2. Klassik uch op-ampli instrumental	
5.8.6. Kuchaytirish koefitsientining		kuchaytirgich	209
nochiziqligi	143	5.15.3. Kirish kaskadi toʻgʻrisidag	
5.8.7. Faza xatoligi va “aktiv		mulohazalar	210
kompensatsiya”	145	5.15.4. “Qoʻlbola” instrumental	
5.9. RRIO op-amplari: yaxshi, yomon va		kuchaytirgich	212
juda yomon.	148	5.15.5. Kirishning himoya qilishdagi	
5.9.1. Kirishdagi muammolar	148	toʻsiqlar	214
5.9.2. Chiqishdagi muammolar	149	5.16. Instrumental kuchaytirgichlarning	
5.10. Pretsezion op-ampni tanlash	153	turli jihatlari	216
5.10.1. “Ettita pretsezion op-amplar”	154	5.16.1. Kirish toki va shovqini	216
5.10.2. Korpusdagi op-amplar soni	155	5.16.2. Sinfaz signalning rejeksiya qilish	
5.10.3. Manba kuchlanishi, signal koʻlami	155	koefitsienti	216
5.10.4. Bir qutli manbadan ishlash	158	5.16.3. Signal manbasining impedansi va	
5.10.5. Siljish kuchlanishi	158	CMRR	219
5.10.6. Kuchlanish shovqini	159	5.16.4. EMI va kirishni himoyalash	220
5.10.7. Siljitish toki	162	5.16.5. Siljitish kuchlanishi va CMRRni	
5.10.8. Tok shovqini.....	164	trimmerlash.....	221
5.10.9. CMRR va PSRR.....	166	5.16.6. Yuklamaga ulangan sezish pinlar..	221
5.10.10. GBW, f_T , oʻsish tezligi va “m” va		5.16.7. Kirishni siljituvchi yoʻlar.....	221
oʻrnatilish vaqti.....	167	5.16.8. Chiqish kuchlanishi koʻlami.....	221
5.10.11. Signal shakli buzilishi.....	169	5.16.9. Amaliy sxema namunalari: tok	

manbasi.....	221	asosiy tushunchalar.....	231
5.16.10. Boshqa sxemalar.....	223	5.17.2. Differensial kuchaytirgichni ishlatishga misol: keng ko‘lamli analogli aloqa.....	239
5.16.11. Chopper va auto-zero instrumental kuchaytirgichlar.....	226	5.17.3. Differensial kirishli ADClar.....	240
5.16.12. Kuchaytirish koeffitsienti programmаланadigan instrumental kuchaytirgichlar.....	227	5.17.4. Impedanslarni moslashtirish.....	243
5.16.13. Differensial chiqish kuchlanishini yaratish.....	229	5.17.5. Differensial kuchaytirgichni tanlash	244
5.17. To‘liq differensial kuchaytirgich....	230	5- bob bo‘yicha xulosalar.....	250
5.17.1. Differensial kuchaytirgichlar:		ILOVALAR.....	255

Tarjimondan

Paul Horowitz va Winfield Hill muallifligida yozilgan “The Art of Electronics” kitobini tarjima qilishim tarixidan: men tibbiy texnika injeneriman, “Supromed” ilmiy ishlab chiqarish korxonasida injener lavozimida ishlayman. Korxona tibbiy texnika ishlab chiqaradi. Ishlab chiqariladigan barcha tibbiy texnika namunalari korxona injenerlari tomonidan loyihalangan. Apparatlar integral controller asosida zamonaviy komponentlardan yaratilgan. Texnika oliy ta’lim muassalarida sxematexnika bo’yicha o’zbek tilida darslik va qo’llanmalarining yetishmasligi sababli, dars jarayonida ruscha va inglizcha manbalardan foydalanilayotgani uchun mana shu Harvard Universitetining “The Art of Electronics” (“Sxematexnika mahorati”) darsligining tarjimasiga kirishdim. Kitobning ikkinchi nashrini 1994-yilda Hindistonda Chandigarx shahrida sotib olgan edim. Darslik juda tushunarli yozilgan, murakkab analitik ifodalardan holi, amaliy sxemalar har sohada batafsil tahlil qilingan, tavsiyalar, tarixiy ilovalarga boy bo’lgani uni juda keng tarqalgani va juda ko’p universitetlarda darslik sifatida ishlatilishiga sabab bo’lsa kerak. Fizika va matematikadan asos tushunchalarga ega bo’lgan odam kitobni tushunadi. Mualliflarning aytishicha, kitob talabalardan ham ko’p sxematexnika injenerlari jamoalarida keng tarqalgan va mashhur bo’lib ketgan va eng muhimi kitobni o’rganib chiqqan odam mustaqil sxematexnika bilan shug’ullanishi mumkin. Ana shu kitobdagi tavsiyalardan foydalanib, talabalar Harvard Universitetida qabul qilingan tizimda o’qitilsa (o’rgangan sxema namunalarini mustaqil loyihalab, o’z yechimini himoya qila olsa), real sxematexnika injenerlari yetishib chiqadi. Kitob tarjimasining amalga oshirilishidan yana bir maqsad elektronika bilan bog’liq bo’lgan adabiyotni ingliz tilida o’qishga talabalarni undash bo’ldi. Ingliz tili xalqaro ilm tili bo’lib, sxematexnikadagi barcha ibora, tushuncha va nomlar dastavval ingliz tilida yaratilgan bo’lib, elektronika injenerlari ularni original shaklida ishlatib keladi. Shu sababli tarjimada ularga faqat izoh berilib, asl holi saqlanib qoldirildi. Tok, chastota kabi rus tilidan kirib kelgan terminlar shu ko’rinishda ishlatildi. Kitob elektronika sohalarida ta’lim olayotgan talabalar, professor-o’qituvchilar va assistentlar hamda sxematexnika injenerlari uchun foydali bo’ladi, deb o’ylayman. Kitob Internet orqali bepul tarqatiladi va hozirgi kunda uni kitob shaklida nashr qilish rejasi yo’q.

Mirzarahimov Mirahmad Mirakbar o’g’li
Toshkent, 2023-yil

OPERATSION KUCHAYTIRGICHLAR

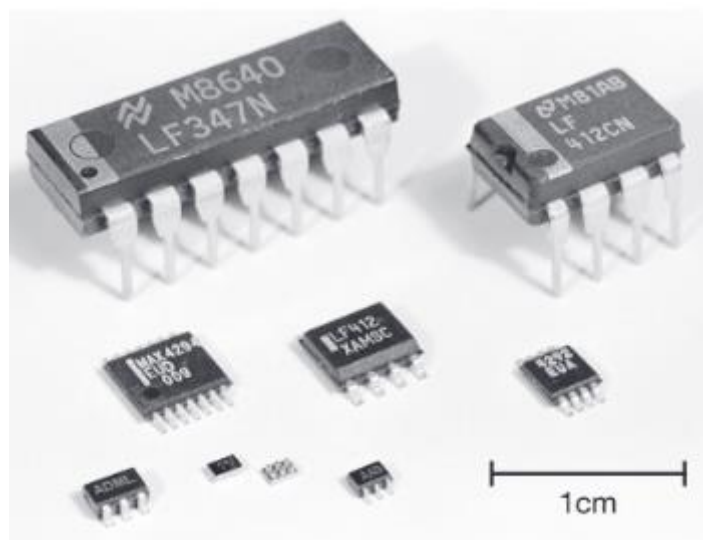
4.1 Op-amplarga kirish – “ideal komponent”

Yuqoridagi uch bobda biz aktiv va passiv “diskret komponentlarda” yaratilgan sxemalarni o‘rgan-gan edik. Unda bizning asosiy qurilish materialimiz bipolyar va maydon effektli tranzistorlar bilan birga rezistorlar, kondensatorlar va boshqa, signallarni siljitish va bloklash, yuklama impedansini yaratish uchun ishlatiladigan komponentlar bo‘lgan edi. Shu komponentlar bilan biz elektronikaga ancha chuqurlashdik. Shunda biz oddiy quvvat manbaini yaratish, signal kuchaytirgichini va qaytargichini loyihalash, tok manbai, dc va differensial kuchaytirgichlari, analog signal kommutatorlari, quvvat drayverlari va regulyatorlar va hatto rudementar raqamli logika sxemalarini o‘rgandik. Shu bilan birga sxemalarda mavjud bo‘lgan nomukammalliklarni yengib o‘tishni ham o‘rgandik. Kuchlanish kuchaytirgichlarning kasali nochiziqlik bo‘lib (umumiy emitterli kuchaytirgich kirishiga berilgan 1mVli signal shakli ~1%ga buzilgan bo‘ladi), buni to‘g‘rilash uchun kuchaytirgichning kuchaytirish ko‘effitsientini o‘zgartirishingizga to‘g‘ri keladi (emitterga rezistor o‘rnatib); differensial kuchay-tirgichlarning kirishidagi disbalansi o‘nlab millivoltni tashkil qilishi mumkin (bipolyar tranzistorlarda), diskret JFETlarda disbalans qiymati o‘n barobar katta bo‘lishi mumkin; bipolyar tranzistorlarda sxema yaratganingizda ularning V_{BE} kuchlanishi va uning temperaturaga bog‘liqligi hamda kirish toklarini hisobga olishingizga to‘g‘ri keladi (ko‘p hollarda qatta qiymatlarda bo‘lishi mumkin); FETlarda esa, kirish toklari bo‘lmasa ham V_{GS} kuchlanishining aniq bo‘lmaganligini uchratasiz va h.k. Shu bilan birga barcha kamchiliklar to‘g‘rilanishi mumkin ekanligiga ishoralarni ham ko‘rdik, shu jumladan manfiy feedback bilan kuchaytirgichning chiziqliligini oshirish (§2.5.3) va sxemaning ishlashiga komponentlarning nomukammal bo‘lgani ta‘sirini kamaytirish mumkin ekanligi bilan tanishgan edik. Umumiy emitterli sxemada emitter qarshiligini o‘rnatish bilan yaratilgan manfiy feedback (kuchaytirish ko‘effitsienti hisobiga) kuchaytirgichning chiziqliligini yaxshilaydi. Halqa bo‘yicha kuchaytirish ko‘effitsienti katta bo‘lgan kuchaytirgichlarda manfiy feedback tranzistorlarning yaxshi bo‘lmagan parametrlari kuchaytirgich ishlashiga ta‘sir etmasligini ta‘minlab beradi. Va‘da berilgan, ammo bajarilmagan: katta kuchaytirish ko‘effitsientiga ega bo‘lgan feedbackli kuchaytirgich yaratish uchun bizga katta halqa bo‘yicha kuchaytirish ko‘effitsientiga ega sxema kerak bo‘ladi va bunday murakkab sxemani diskret komponentlarda yaratish uchun sizdan ancha harakat talab etiladi. Bu bobda biz va‘da qilgan makonga kiramiz! “Op-amp”lar anchagina mukammal “a’lo komponent” bo‘lib to‘liqlikcha integral kuchaytirgich blokini tashkil qiladi, unda dc signalni kuchaytirishga qodir differensial kuchaytirgich yagona chiqishga ega bo‘lgan kuchaytirgich bilan qo‘shilib juda katta kuchaytirish ko‘effitsientiga ega bo‘lgan kuchaytirgichni hosil qiladi. Uning afzalliklari kirishlarining simmetriyasi va deyarli nolga teng kirish toklari bilan ham ajralib turadi. Op-amp “kuchaytirish motori” sifatida manfiy feedbackni ishlatish uchun yaratilgan bo‘lib, shunchalik katta kuchaytirish ko‘effitsientiga egaki, uning asosida loyihalanadigan kuchaytirgichning kuchaytirish ko‘effitsienti faqat feedback zanjirlari bilan o‘rnatiladi. Op-amplarning o‘lchamlari kichik va juda arzon bo‘lgani tufayli siz yaratmoqchi bo‘lgan barcha analogli qurilmaning loyihasi undan boshlanishi kerak. Juda ko‘p op-ampli sxemalarda mikrosxema anchagina yaxshi rejimlarda ishlaydi: ularni ishlatib deyarli mukammal bo‘lgan kuchaytirgichlar, tok manbalari, integratorlar, filtrlar , regulyatorlar, tok-kuchlanish inverterlari va juda ko‘p boshqa sxemalarni loyihalashni o‘rganamiz. Op-amplar integral sxemalarining birinchi misoli

bo'lib, unda tranzistor va rezistor kabi sxematik elementlar o'zaro ulanib yagona kremniyli chipga joylashtirilgan¹. 4.1-rasmda turli korpuslarga joylashtirilgan op-amp integral sxemalar ko'rsatilgan.

4.1.1 Feedback va operatsion kuchaytirgichlar

Birinchi bor feedback iborasini biz 2-bobda uchratgan edik, unda chiqish signalining bir qismini kirishga berib, kirish signalini kamaytirish hisobiga kuchaytirgichning chiziqlilik, chastota xarakteristikasining tekisligi va aniqligi kabi xarakteristikalarini yaxshilanishini ko'rgan edik. Raqamlar bilan ko'rganimizda ishlatilgan feedback qancha manfiy bo'lsa, kuchaytirgichning xarakteristikolari ochiq halqali (feedback yo'q) kuchaytirgichning xarakteristikalariga shuncha kam bog'liq bo'lib, faqat feedback zanjirining xususiyatlariga bog'liq bo'ladi. Operatsion kuchaytirgichlar odatda shunday cheklangan halka kuchaytirish ko'effitsienti bilan ishlatiladi, ochiq halqa kuchaytirish ko'effitsienti (feedback yo'q) millionga teng bo'lsa ham. Feedback zanjiri chastotaga bog'liq bo'lishi mumkin. Bunday feedback zanjiri ekvalayzerli kuchaytirgichlar yaratishda ishlatiladi (misol uchun, siz barcha audio-sistemalarda ko'rishingiz mumkin bo'lgan kuchaytirgichlarda signalning yuqori va past chastotali hosillovchilarini boshqarish uchun ishlatiladigan tembr bloklarida); yoki feedback signal amplitudasiga bog'liq bo'lib, nochiziqli kuchaytirgichni hosil qiladi (mashhur misol-logarifmik kuchaytirgich, unda feedback zanjiriga ulangan diod yoki tranzistorning $I_C = f(V_{BE})$ xarakteristikasidagi logarifmik xususiyatlari ishlatilgan). Feedback zanjiri bilan tok manbai (chiqish impedansi deyarli cheksiz), kuchlanish manbai (chiqish impedansi deyarli nol) yaratish mumkin, uni muvofiq ulanishi bilan juda katta yoki juda kichik kirish impedansini hosil qilsa bo'ladi. Umuman aytganda, feedback yaratish uchun tanlab olingan xarakteristika, albatta, mukammallashgan xarakteristika bo'ladi. Demak, agar siz kuchaytirgichning chiqish tokiga proporsional bo'lgan qiymatni kirishga bersangiz, yaxshi tok manbaini yaratasiz.



4.1-rasm. Op-amplar (va boshqa chiziqli integral sxemalar), rasmda fotolari ko'rsatilgan adashtiruvchi "korpuslarda" ishlab chiqariladi. Yuqori qatorda, chapdan o'ng tomonga qarab: 14-pinli plastik dual in-line package (DIP), 8 –pinli DIP ("mini-DIP"). O'rta qator: 14-pinli thin-shrink small-outline package (TSSOP), 8-pinli small-online package (SO-8), 8-pinli TSSOP ("µMAX"). Quyi qator: 8-pinli kichik tranzistor korpusi (SOT-23), 6-ball chip-scale package (CSP- usti va tagidan ko'rinishi), 5-pinli SC-70. 14-pinli korpuslarda ikkita (yoki

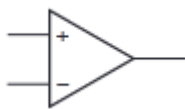
¹ Birinchi operatsion kuchaytirgich vakuum lampalarda yaratilgan, so'ng diskret tranzistorlarda qaytarilgan. §4x.1da Philbrick K2-W nomi bilan juda mashhur bo'lgan vakuum lampali operatsion kuchaytirgichni tuzilishi va ishlash prinsipini ko'rishingiz mumkin (rasm va sxemalari bilan).

to'rtta mustaqil) op-amp joylashtirilgan bo'ladi. 8-pinli korpuslarda bir juft yoki yagona sxema bo'ladi (TSSOP va kichikroq korpuslar Travis Eichhorn, Maxim Semiconductor tomonidan ishlab chiqariladi).

Biz §2.5.1da aytganimizdek, feedback tabiati *musbat* bo'lishi ham mumkin; bunda siz, misol uchun, ossillyator yoki keyinroq ko'rishimiz mumkin bo'lgan Schmitt triggeri sxemalarida ishlatilgan. Juda qiziqarli bo'lib ko'ringani bilan, manfiy feedbackga o'xshab, muhim emas. Ko'p hollarda musbat feedback tashvish yaratadi xolos, chunki manfiy feedback ham yetarli darajada signal fazasini siljitib, katta chastotalarda musbat feedbackga aylanib qoladi va, natijada ossillyasiya boshlanishi mumkin. Bunday hodisa juda osonlik bilan sodir bo'lishi mumkin va keraksiz ossillyasiyani olib tashlash uchun *kompensatsiya* deb nomlanadigan amal bajariladi. Buni quyida §4.9 da ko'rib chiqamiz. Shu umumiy kirishdan so'ng biz operatsion kuchaytirgichlarda qo'llani-ladigan feedbackli misollar keltiramiz.

4.1.2 Operatsion kuchaytirgichlar (operational amplifier – op-amp)

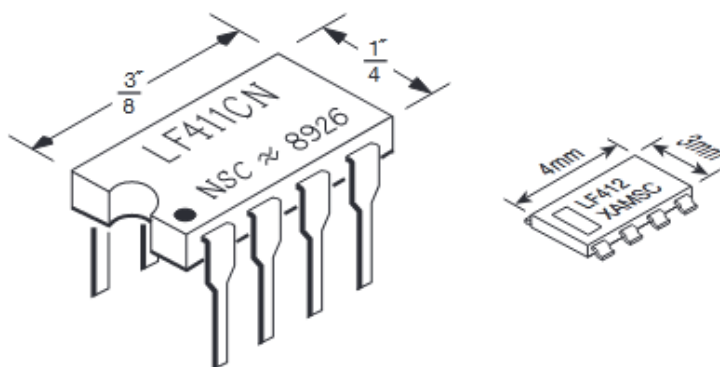
Operatsion kuchaytirgichlar katta kuchaytirish koeffitsientiga ega differensial kuchaytirgich bo'lib, yagona chiqishi bor o'zgarmas tok kuchaytirgichidir. Esingizga avval ko'rib chiqilgan, ikkita kirishli va yagona chiqishli, differensial kuchaytirgich (§2.3.8) kelishi mumkin, ammo real operatsion kuchaytirgich ancha katta kuchaytirish koeffitsientiga ega (10^5 - 10^6), chiqish impedansi kichik, chiqishidagi kuchaytirilgan kuchlanish manba kuchlanishlari ko'lamida o'zgara oladigan (odatda operatsion kuchaytirgichlar ± 5 V ikki qutbli manbadan ishlaydi) integral sxema bo'ladi. Shu kunlarda operatsion kuchaytirgichlarining yuzlab turlari mavjud bo'lib, 4.2-rasmda keltirilgan umumiy shartli belgisi bilan sxemalarda ko'rsatiladi, uning (+) va (-) kirishlari quyidagicha ishlaydi: noinvers kirishidagi (+) kuchlanish (-) invers kirishiga nisbatan musbatga qarab harakat qilsa, chiqish ham musbatga qarab harakat qiladi va aksincha. Shartli belgidagi (+) va (-) ishora belgilari kuchaytirgichning birinchi kirishi ikkinchisiga nisbatan musbat bo'lishini bildirmaydi; ular faqat kuchaytirgich chiqishidagi fazalarni farqini ko'rsatadi (bu informatsiya manfiy feedbackni ta'minlash uchun zarur xolos). “Noinvers” va “invers” kirishlar deb ajratsak “plyus” va “minus” iboralariga nisbatan tushinarliroq bo'ladi. Manbaga ulanadigan terminallari ko'p hollarda ko'rsatilmaydi va yerga ulash terminali ham mavjud emas. Operatsion kuchaytirgichning kuchaytirish koeffitsienti juda katta bo'ladi va ular feedback zanjirisiz *hech* ishlatilmaydi. Operatsion kuchaytirgich haqida o'ylaganda uni feedbackning xo'ragi sifatidagi qurilma deb ko'rish kerak. Operatsion kuchaytirgichning kuchaytirish koeffitsienti shunchalik kattaki, unga kiritilgan manfiy feedback zanjiri uning barcha xarakteristikalarini belgilab beradi. Albatta, operatsion kuchaytirgichni yetarli darajada chuqur o'rgansak, uning kamchiliklari ham paydo bo'lishi mumkin. Biz operatsion kuchaytirgichlar sifatiga soddalik nazari bilan qarashni boshladik; kerak bo'lganida, u to'g'risida bilganimizni kengaytiramiz.



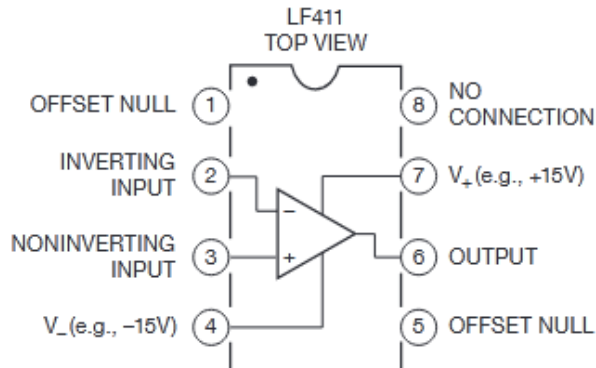
4.2-rasm. Operatsion kuchaytirgichning shartli belgisi.

Yuzlab turdagi operatsion kuchaytirgich mavjud va ularni ishlatish yo'nalishlarini keyinroq tushuntiramiz (mavjud op-amplarning kichik bir to'plamini ko'rmoqchi bo'lsangiz 4.2a,b, 5.5 yoki 8.3-jadvallarni ko'rib chiqing). National Semiconductor tomonidan dastlab kiritilgan LF411 (qisqachasiga “411”) operatsion kuchaytirgichi turli sohalarda samarali ishlatiladi. Bu op-amp mini- DIP (dual-in-line package) SOIC (small-outline IC) deb nomlangan kichik korpusga joylashtirilgan bo'lib, 4.3-rasmda ko'rinishi keltirilgan. Bu juda arzon (\$1dan arzon) va ishlatilishi oson op-amp bo'lib, uning mukammallashtirilgan (LF411A) varianti va bir korpusga ikkita (LF412 “dual” op-amp) mustaqil,

sxema joylashtirilgan variantlari ham mavjud. Kitobning shu bo‘limida “standart” operatsion kuchaytirgich sifatida LF411 tanlaymiz va yosh loyihachilarga birinchi loyihasiga shu op-ampni (yoki universal LMC6482ni) ishlatishni tavsiya qilamiz. 411ning ichida kremniy plastinasida 24ta tranzistor (21ta BJT va 3ta FET), 11ta rezistor, va 1ta kondensator joylashtirilgan. (4.43-rasmda uning soddalashtirilgan prinsipial sxemasi keltirilgan). Integral sxemaning pin kontaktlari 4.4-rasmda ko‘rsatilgan. Korpus burchagidagi qora nuqta yoki chetidagi belgi pin kontaktlarni tartib raqamlarining birinchisini bildiradi. Barcha integral sxemalarga o‘xshab kontaktlar soat harakatining teskarisiga, ustki yuzasiga qarab sanaladi. “offset null” terminallari (“balance” yoki “trim” nomi bilan ham ataladi) kuchaytirgichni, ishlab chiqarishda yo‘qotishning iloji bo‘lmagan, kichik asimmetriyani sozlash uchun mo‘ljallangan. Bu amal bilan bo‘lim oxirlarida tanishasiz.



4.3-rasm. Mini- DIP va SOIC integral sxemasining korpuslari.



4.4-rasm. LF411 op-ampning 8-pin DIP korpusdagi terminallari.

4.1.3 “Oltin” qoidalar

Quyidagi oddiy qoidalar op-ampga tashqi feedback zanjirini ulash yo‘llarini ko‘rsatadi. Bu qoidalar deyarli barcha amallaringiz uchun foydali. Birinchidan, op-ampning kuchlanish bo‘yicha kuchaytirish koeffitsienti shunchalik kattaki, kirish terminallari oralig‘ida mavjud bo‘lgan millivoltning bir qismiga teng kuchlanish chiqishidagi kuchlanishni to‘liq ko‘lam bo‘yicha harakatlanishiga olib keladi. Shunga ko‘ra biz bu kichik kuchlanishni e‘tiborga olmaymiz va birinchi “oltin” qoidani ifodalaymiz:

I. Kirishlaridagi kuchlanishlar farqini nolga tushirish uchun chiqish barcha kerak bo‘lgan harakatni qilishga intiladi.

Ikkinchidan, op-amp kirish toklari arzimagan darajada kichik bo'ladi (JFET- kirishli LF411 uchun 50 nA; kirishi MOSFETli bo'lgan op-amlarda pikoamperlardan ham kichik bo'ladi); ikkinchi oltin qoidaga asos qilib op-ampning shu xususiyatini olamiz.

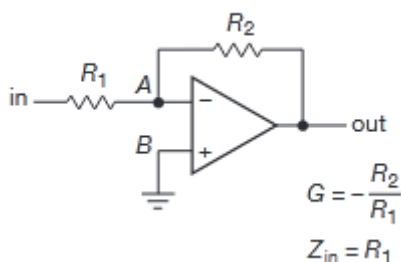
II. Kirish tok olmaydi.

Qoidalarini tushuntirish uchun quyida muhim izoh: I "oltin" qoidaga muvofiq op-ampning o'zi kirishlaridagi kuchlanishlar farqini nolga tushiradi degani emas. U bu ishni bajara olmaydi (qanday qilib bajarsin va shu bilan birga II "oltin" qoidaga muvofiq bo'lsin?) Uning qilgani – kirish terminallariga "qarab turib", chiqishini shunday o'zgartiradiki, tashqi feedback zanjiri orqali kirish terminallaridagi kuchlanishlar farqini nolga tushiradi (iloji bo'lsa, albatta). Shu ikki qoida sizni mavzuga ancha chuqurlashishga imkon beradi. Biz bir necha muhim op-amp sxemalarini ishlashini ko'rsatib beramiz va qo'shimcha qilib ehtiyotkorlik choralarini ham izohlaymiz (§4.2.7).

4.2 Asosiy op-amp sxemalar

4.2.1 Inversiyalovchi kuchaytirgich

Keling 4.4-rasmda keltirilgan sxemadan boshlaylik. "Oltin" qoidalar esda bo'lsa, sxemaning tahlili oson bo'ladi: 1. Sxemaning B nuqtasi yerga ulangan, demak I qoidaga muvofiq A nuqta ham yerning potensialiga (nol) ega bo'lishi kerak. 2. Demak, (a) R_2 rezistoridagi kuchlanish tushuvi V_{out} chiqish kuchlanishiga teng, (b) R_1 rezistordagi kuchlanish V_{in} bo'ladi.



4.4-rasm. Invertlovchi kuchaytirgich.

3. Bundan, II qoidani ishlatib, quyidagi ifodaga kelamiz:

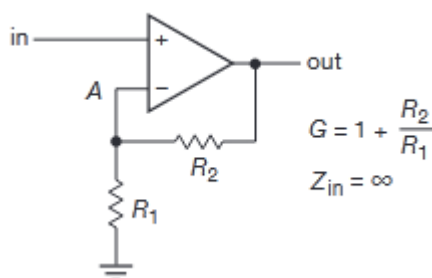
$$V_{out}/R_2 = -V_{in}/R_1$$

Boshqa ibora bilan ifodalasak, kuchlanishning kuchaytirish koeffitsienti quyidagiga teng bo'ladi ($G_V = V_{out}/V_{in}$):

$$G_V = -R_2/R_1 \quad (4.1)$$

Kuchaytirgichning B nuqtasini yerga bevosita ulashning o'rniga rezistor orqali ulashni yaxshi bo'lishini keyinroq ko'rsatamiz. Lekin, hozir bundan qayg'urmang. Bizning tahlil juda oson bo'lib ko'rindi! Ba'zi hollarda aslida nima bo'layotganini yashirib qo'yadi. Feedback zanjiri ishlashini tushunish uchun, kirishga ma'lum kuchlanish berib ko'raylik, deylik +1 volt. Aniqlik uchun $R_1 = 10\text{ k}$, $R_2 = 100\text{ k}$ deb qabul qilaylik. Chiqish qoidaga bo'ysunmasdan yerda o'tiribdi va potentsiali nolga teng deb faraz qilaylik. Nima bo'ldi? R_1 va R_2 kuchlanish bo'luvchisi bo'lib, invers kirishini +0.91 volt potentsialda ushlab turadi. Kuchaytirgich kirishida juda katta muvozanatsizlik hosil bo'lib, chiqishni manfiy tomonga harakatlanishiga majburlaydi. Bu harakat, chiqishdagi kuchlanish – 10.0 voltga yetmaguncha

davom etadi. Shunda kuchaytirgichning ikki kirishining potentsiali tenglashadi va nolga teng bo'lib qoladi. Shunga o'xshab, chiqishdagi kuchlanish – 10.0 volt dan yanada manfiy bo'lishga harakati invers kirishni yyer potentsialidan pastga qarab harakatlantiradi va bu hol chiqish kuchlanishining ortishiga olib keladi. Kirish impedansining o'zi nima? Juda oson. Kuchaytirgichning A nuqtasi doim nol potentsialida turadi (buni *virtual nol* deb atashadi). Demak, $Z_{in} = R_1$. Shu joyga kelganimizda, kuchaytirgichning chiqish impedansini qanday ifodalashni hali bilmaysiz; bu sxema uchun bir ohmning bo'lagiga teng bo'ladi. Amalga oshirgan tahlilimiz o'zgaras tok uchun ham to'g'ri kelishini qayd eting - bu o'zgaras tok kuchaytirgichi demakdir. Agar op-amp kirishiga ulangan signal manbai yer potentsialidan siljigan bo'lsa (misol uchun, oldingi kaskaddagi tranzistor kollektoriga ulangan bo'lsa) siz ulanishni kondensator orqali bajarishga majbur bo'lasiz (bu kondensatorni ba'zilar bloklovchi deb atashadi, chunki kondensator signal tarkibidagi o'zgaras hosillovchisini bloklab, o'tkazmaydi). Keyinchalik, op-amplar xarakteristikalarini ideal ko'rinishdan chekinganligi bilan to'qnashganingizda, faqat o'zgaruvchan tokli signallarni kuchaytirish kerak bo'lganida shu bloklovchi kondensatorlarni ishlatish yaxshi natija berishiga ishonch hosil qilasiz. Bu sxema *invertlovchi kuchaytirgich* deb ataladi. Uning yagona kamchiligi uning kirish qarshiligida kichik bo'lganida. Bu kamchilik, ayniqsa, katta kuchaytirish ko'effitsientli kuchaytirgichda R_1 rezistorining qarshiligi kichik qilib olishga majbur bo'linganida bilinadi. Bu kamchilik keyingi sxemada yangilangan (4.6-rasm).



4.6-rasm. Noinvertlovchi kuchaytirgich.

4.2.2 Noinvertlovchi kuchaytirgich

4.6-rasmida keltirilgan sxema tahlilining o'zi oson:

$$V_A = V_{in}$$

Ammo, V_A kuchlanish bo'luvchisining R_1 rezistoridagi kuchlanish tushuviga teng:

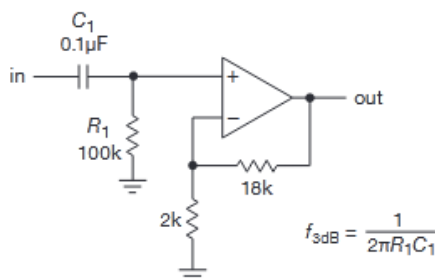
$$V_A = V_{out} R_1 / (R_1 + R_2)$$

$V_A = V_{in}$ bo'lgani tufayli, kuchaytirgichning kuchaytirish ko'effitsienti (gain) uchun quyidagi ifodaga kelimiz:

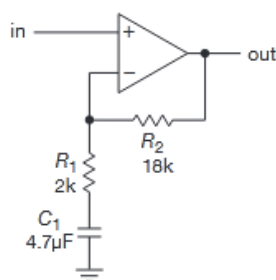
$$G_V = V_{out} / V_{in} = 1 + R_2 / R_1 \quad (4.2)$$

Bu *noinvertlovchi kuchaytirgich*. Biz ishlatgan approksimatsiyaga ko'ra kuchaytirgichning kirish impedansi cheksizga teng (411ning kirish impedansi $10^{12} \Omega$; bipolar op-amplarda $10^8 \Omega$ dan oshadi). Chiqish impedansi bo'lsa bir ohmning qismidan oshmaydi. Invertlovchi kuchaytirgich uchun keltirilgan kirish kuchlanishlarining raqamli tahlilini noinvertlovchi kuchaytirgich uchun qo'llasak, kuchaytirgich aytilgandek rejimda ishlashiga guvoh bo'lamiz.

A. O'zgaruvchan tok (as) kuchaytirgichi. Bu asosiy noinvertlovchi kuchaytirgich ham invertlovchi kuchaytirgichga o'xshab o'zgarmas tok (dc) kuchaytirgichi ekanligini yana bir marotaba qayd etaylik. Agar kuchaytiriladigan signal o'zgaruvchan (as) bo'lsa, kirishdagi (juda kichik bo'lgan) dc toklarni yerga oqib ketishini ta'minlashingiz kerak bo'ladi (4.7A-rasm). Sxemada keltirilgan komponentlar qiymatlari bilan kuchaytirgichning kuchaytirish koeffitsienti 10 va chastota xarakteristikasi past chastotalarda 16 Hz uchun 3db signal so'nishini ta'minlaydi.



A.

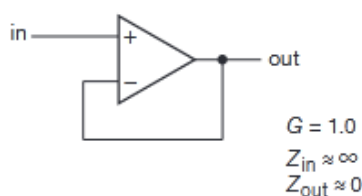


B.

4.7-rasm. As signallar kuchaytirgichlari. A.Faqat as kuchlanishni kuchaytiradigan noinvertlovchi kuchaytirgich.

B. Bloklovchi kondensator kuchaytirgich dc signalning kuchaytirish koeffitsientini birga tushiradi.

Agar kuchaytirilishi lozim bo'lgan signal faqat o'zgaruvchan bo'lsa kuchaytirgichning dc kuchlanishining kuchaytirish koeffitsientini birga tushirib qo'yish yaxshi fikr hisoblanadi, ayniqsa, kuchaytirish koeffitsientining qiymati katta bo'lgan holda, samarali bo'ladi, chunki bunda kuchaytirgich kirishdagi "siljituvchi kuchlanish"ning ta'siri kamaytirilgan bo'ladi (§4.4.1A). 4.7B-rasmdagi sxema signalning 3dblik so'ndirilish nuqtasini 17 Hz chastotada bo'lishini ta'minlaydi; bu chastotada kondensatorning impedansi 2.0 k bo'ladi. Sig'imi katta bo'lgan kondensatorni ishlatishga to'g'ri kelar ekan. Kuchaytirgich koeffitsienti katta bo'lgan kuchaytirgichlarda kondensatorning sig'imi istalmagan darajada katta qiymatga ega bo'lar ekan. Bunday hollarda sig'imni qo'ymaslik va kirishni siljitadigan kuchlanish qiymatini trimmerlab, nolgacha tushirish afzalroq bo'lar edi. Muqobil sifatida R_1 va R_2 qarshiliklar qiymatini oshirish yoki T shaklidagi filtr sxemasini ishlatish masalani hal qilishi mumkin (4.66-rasm). Kirish impedansi katta bo'lishiga qaramay, noinvertlovchi kuchaytirgichlarni barcha hollarda invertlovchi kuchaytirgichning o'rniga ishlatishga intilish kerak emas. Invertlovchi kuchaytirgich ko'rsatgichlariga talablar kam bo'lgani tufayli, u ko'p hollarda samaraliroq ishlashi mumkin. Unda mavjud bo'lgan virtual yer kuchaytirgich bilan bir necha signalni o'zaro ta'sirisiz kuchaytirishga imkon beradi. Bu uning yana bir afzalligi bo'ladi. Bahsdagi kuchaytirgichga signal boshqa op-ampdan bevosita berilgan hollarda, uning kirish impedansi, aytaaylik, 10 k yoki cheksiz bo'lishi ahamiyatsiz bo'lib qoladi, chunki avvalgi kuchaytirgich kaskadi bu muammolardan holi bo'ladi.



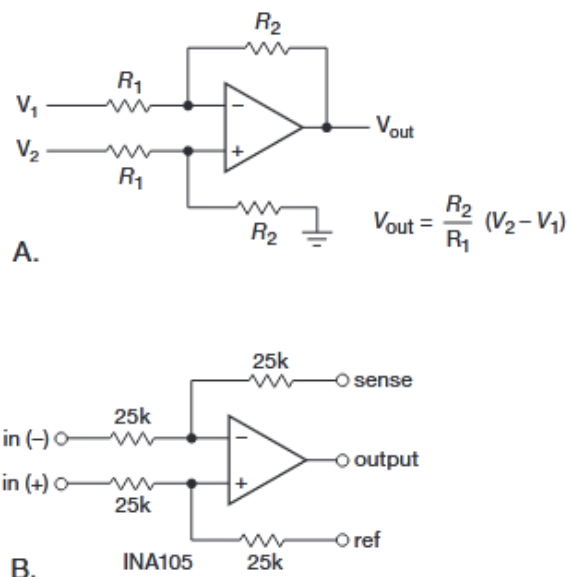
4.8 –rasm. Op-ampli qaytargich

4.2.3 Qaytargich

4.8-rasmda qaytargichning op-ampli varianti keltirilgan. Bu, R_1 qarshiligi cheksiz va R_2 qarshiligi nolga teng bo'lgan, noinverlovchi kuchaytirgich sxemasi ekanligi ($\text{gain} = 1$) ko'rinib turibdi. Kuchaytishish koeffitsienti birga teng kuchaytirgichlar, o'zining ajratuvchi xususiyati tufayli (kirish impedansi katta, chiqish impedansi kichik bo'lgani uchun), *buffer* deb ham ataladi.

4.2.4 Ayiruvchi kuchaytirgich

4.9A-rasmda keltirilgan sxema, kuchaytirish koeffitsienti R_2/R_1 bo'lgan, *ayiruvchi kuchaytirgichi* bo'ladi (uni *differensial kuchaytirgich* deb ham atashadi). Bu sxemada ishlatilgan rezistorlar pretsezion (yuqori aniqlikda) kelishtirilgan bo'lishi talab etiladi, shunda common-mode rejection ratio (CMRR)-sinfaz signallarning rejeksiya qilish koeffitsienti katta bo'lishi ta'minlanadi. Elektron komponentlar bozorida yoki do'konda aniqlik 0.01% bo'lgan 100 klik rezistorlarni topib olsangiz, bu sizning baxtingiz bo'ladi, aksincha o'zaro temperatura koeffitsienti bo'yicha kelishtirilgan qarshiliklar nisbatiga ega bo'lgan pretsezion rezistorlarni sotib olishingizga to'g'ri keladi².



4.9-rasm. Klassik ayiruvchi kuchaytirgichi: A. Qarshiliklar nisbati o'zaro kelishtirilgan rezistorlar ishlatilgan op-amp. B. Integrallangan versiyasi, "sense" va "reference" pinlari bilan. Bu integral sxemalarning eng yaxshisida (INA105A) rezistorlar qarshiligining nisbati 0.01% aniqlikda kelishtirilgan va temperatura koeffitsienti ± 5 ppm/°C.

² Misol uchun BI Technologiesning 664-tip yuqa plyonkali to'rtlik (bir nominaldagi to'rt rezistor) 8-pinlik yuzaki montaj uchun chiqarilgan integral sxemasining korpusidagi (SOIC) rezistorlar; ularning aniqligi 0.1%, qarshiliklar nisbati aniqligi 0.05% va temperatura koeffitsienti ± 5 ppm/°C. Ular arzon (eng yaxshisi \$2), boshqalar qatori Mouser Electronics tomonidan ham ishlab chiqariladi. Vishay kabi kompaniyalar aqlga sig'maydigan aniqlikka ega bo'lgan eng yaxshi rezistorlarni ishlab chiqaradi, ularning aniqligi 0.001% va temperatura koeffitsienti ± 0.1 ppm/°C.

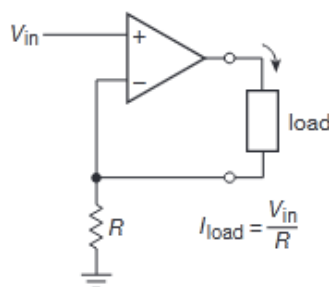
Bu kuchaytirgichlarning kuchaytirish koeffitsienti birga teng bo‘ladi, ammo ular katta kuchaytirish koeffitsientiga ega bo‘lgan, chiqish kaskadi bilan to‘ldirilishi mumkin. Agar yaxshi rezistorlarni topa olmasangiz (topib olganingizda ham!) bunday kuchaytirgichning tayyor integral sxemasini sotib olishingiz mumkin ekanligini bilishingiz kerak. Ularda ishlatilgan rezistorlar juda yaxshi kelishtirilgan; misol uchun, INA105 yoki AMP03 ($G = 1$), INA106 ($G = 10$ yoki 0.1) va INA117 yoki AD629 ($G = 1$, ichki bo‘luvchisi bilan, kirish signali ± 200 Vgacha) TI/Burr-Brown va Analog Devices mahsulotlarini ko‘rsatish mumkin (5.7-jadval). Kuchaytirish koeffitsienti birga teng bo‘lgan INA105 sxemasi 4.9B-rasmda “sense” va “reference” terminallari bilan keltirilgan. sense terminalini chiqishga va fef terminalini yerga ulab ayiruvchi kuchaytirgichning klassik sxemasini yaratishingiz mumkin. Mikrosxemaning qo‘shimcha imkoniyatlari tufayli siz, kuchaytirish koeffitsienti birga teng, pretsezion inverter, noinvertlovchi ($G = 2$) va ($G = 0.5$) kuchaytirgich kabi sxemalarni undan yaratishingiz mumkin. Bu mavzuni kengaytirilgan holda §5.14da ko‘rib chiqamiz.

4.1-masala. Bu uchta kuchaytirgich sxemalarini INA105 asosida qanday yaratishingizni ko‘rsating.

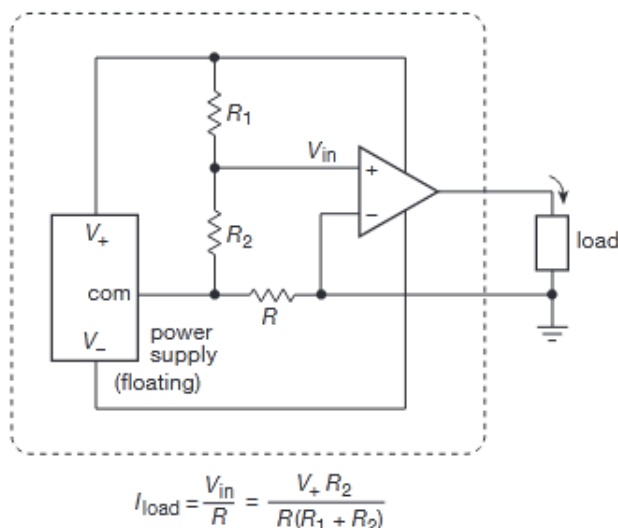
“Instrumental kuchaytirgich” nomi bilan ma‘lum bo‘lgan, sxemasi ancha murakkab bo‘lgan differensial kuchaytirgichlar ham bo‘ladi; ular to‘g‘risida §§5.15 va 5.16da bahs yuritamiz (5.8-jadval).

4.2.5 Tok manbalari

4.10-rasmda keltirilgan sxemani, tranzistorning V_{BE} siljitish kuchlanishidan holi bo‘lgan, ideal tok manbai deb hisoblasa bo‘ladi. Invertlovchi kirishida mavjud bo‘lgan manfiy feedback zanjiri tufayli noinvertlovchi kirishiga berilgan V_{in} kuchlanishi yuklama qarshiligida $I = V_{in}/R$ tokini yaratadi. Bu sxemaning asosiy kamchiligi yuklama yerga ulanmaganligida (“suzuvchi”) bo‘lga-nidadir. Misol uchun, bu tok manbai bilan, yerga nisbatan o‘zgarib turadigan, arrasimon impulsni generatsiya qila olmaysiz. Yuklamani yerga ulanganligini ta‘minlash uchun tok manbai to‘liqligicha “suzuvchi” manbadan ishlashini ta‘minlash kerak bo‘ladi, shunda siz yuklamaning bir uchini yerga ulashingiz mumkin (4.11-rasm).



4.10 –rasm. Tok manbaining op-ampda yaratilgan asosiy sxemasi (yuklama erdan uzilgan). V_{in} kuchlanish bo‘luvchisidan olinishi yoki vaqt davomida o‘zgarib turadigan signal bo‘lishi mumkin.



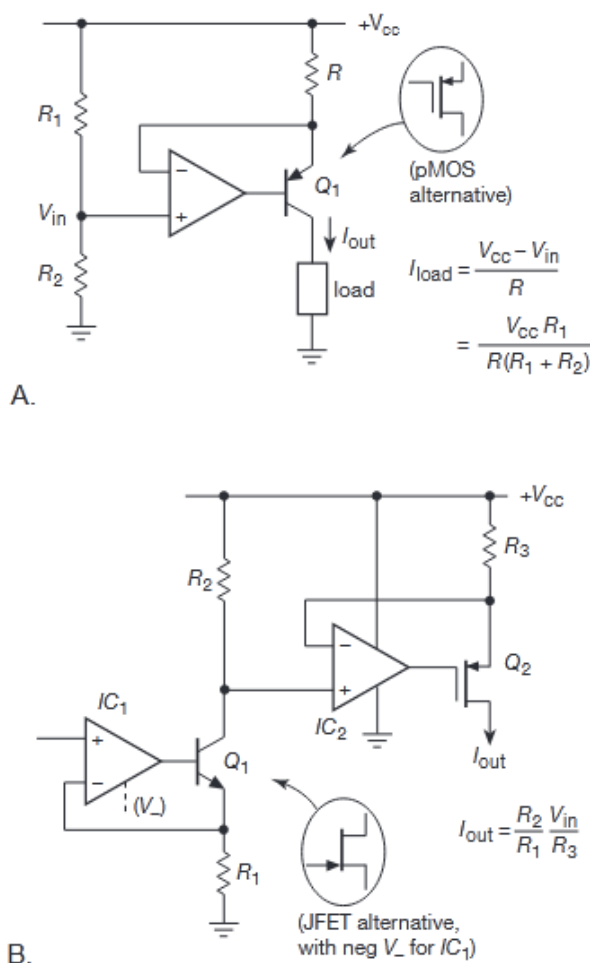
4.11-rasm. Yuklamasi yerga ulangan va quvvat manbai suzuvchi (yerdan uzilgan) tok manbai.

Punktir chiziqli quti ichidagi sxema yuqorida ko‘rib chiqilgan sxemaning o‘zi bo‘lib, faqat “suzuvchi” manbadan ishlashi aniq ko‘rinib turibdi. R_1 va R_2 rezistorlar kuchlanish bo‘luvchisini tashkil qilib, tok qiymatini o‘rnatish uchun ishlatilgan. Agar sxema sizga tushunarsiz bo‘lib tuyulsa, “yer” nisbiy tushuncha ekanligini eslatish yordam bersa kerak. Sxemaning barcha qismidagi nuqta yer deb qabul qilinishi mumkin. Bu sxema yerga ulangan yuklamaga stabil tok berish uchun juda qulay, ammo, sxemaning manbai yerdan uziq bo‘lgani sababli, yerga ulangan kuchlanish manbai bilan uni boshqarib bo‘lmaydi. Shuni unutmaslik kerakki, “suzuvchi” quvvat manbai haqiqatan ham suzuvchi bo‘ladi – misol uchun, siz tarmoqdan quvvat oladigan mikroamper tokli tok manbai yaratsangiz, tarmoq transformatori o‘ramlari oralig‘idagi sig‘im orqali oqqan, chastotasi 60 Hz bo‘lgan reaktiv tok qiymati sizga kerak bo‘lgan mikroamper qimatidagi chiqish tokidan ortib ketadi; yagona yo‘l – batareya ishlatish bo‘ladi. Bu muammoni yechish yo‘llaridan boshqa misollarni konstanta tokli quvvat manbalariga bag‘ishlangan 9-bobda (§9.3.14da) o‘qishingiz mumkin³.

A. Yerga ulangan yuklamaga ishlaydigan tok manbalari Op-amp bilan tashqi tranzistor vositasida oddiy va yuqori sifatli, yerga ulangan yuklamaga ishlaydigan, tok manbaini yaratish imkoni tug‘iladi; kichik qo‘shimcha sxema yordamida, erga nisbatan o‘zgaradigan kuchlanish bilan boshqariladigan, sxemalar yaratish mumkin (4.12 –rasm). Birinchi sxemada $V_{CC} - V_{in}$ kuchlanish tushuvi R rezistorida $I_E = (V_{CC} - V_{in})/R$ emitter toki oqishini ta‘minlaydi. Bu sxemada tranzistor bazasini siljituvchi kuchlanish V_{BE} kerak emas yoki I_C , V_{CE} va boshqa parametrlarning temperaturaga bog‘liq bo‘lganligidan tashvish qilishga hojat yo‘q. Bu tok manbaining yagona kamchiligi tranzistorning kichik baza toki V_{CE} o‘zgarishiga qarab o‘zgargani bo‘ladi (op-amp kirishi tokni iste‘mol qilmasligi taxmin qilinganda), ammo bu kamchilik uchun to‘langan baho yerga ulangan yuklama uchun unchalik katta emas; agar Q_1 tranzistori Darlington qo‘shma tranzistori bilan almashtirilsa bu kamchilik bartaraf etilgan bo‘ladi. Bu kamchilikning sababi yuklama *kollektor* tokidan manbalanishida, op-amp bo‘lsa faqat *emitter* tokini stabilizatsiya qiladi. Bipolyar tranzistorning o‘rniga MOSFET ishlatilsa, bu muammo to‘liqligicha hal bo‘ladi, chunki FETning gatei tokni mutlaqo iste‘mol qilmaydi (ammo katta quvvatli MOSFETlarning kirish sig‘imi katta bo‘ladi va qo‘shimcha muammolarni yaratadi; quyida

³ Katta chastotalarda op-ampli tok manbalari ishlashining degradatsiya bo‘lishi yana bir cheklov bo‘ladi: op-ampning chiqish impedansi aslida o‘zi kichik bo‘ladi, (tipik ikki taktli qaytargichning chiqish impedansi $R_{out} \sim 100\Omega$ bo‘ladi, 4.43-rasmni ko‘ring), demak tok manbasining ishlashi feedbackga bog‘liq bo‘lib (chastota ortgan sari chuqurligi kamayadi), op-ampning chiqish impedansining o‘sishiga olib keladi. §§4.2.5B va 4.4ni ko‘ring.

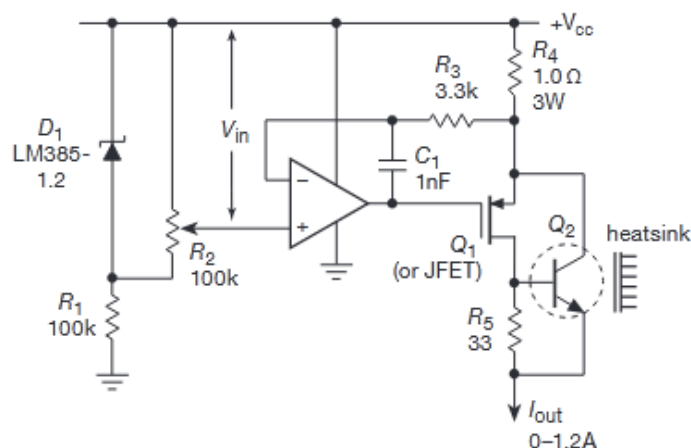
buning mulohazasini ko‘ring). Bu sxemaning chiqishidagi stabil tok qiymati op-ampning noinvers kirishiga berilgan va V_{CC} kuchlanishining bir qismi bo‘lgan kuchlanish qiymatiga proporsional bo‘ladi; boshqa so‘zlar bilan aytganda, chiqishdagi stabil tokning qiymatini, kuchlanish bo‘luvchisi vositasida V_{CC} kuchlanishidan ajratib olingan V_{in} kuchlanishi belgilab beradi va bu kuchlanishning stabiligi tokning stabiligini belgilaydi, ammo bu sxemada boshqaruv kuchlanishi tashqi manbadan olinsa qulay bo‘lmaydi. Bu kamchilik ikkinchi sxemada yo‘q qilingan. Unda boshqaruv kuchlanishini stabilizatsiya qilish maqsadida avvalgi sxemaga o‘xshash npn- tranzistorli tok manbai ishlatilgan. Bu sxema yerga nisbatan o‘rnatilgan kuchlanishni, tok manbaining yakuniy tok manbai uchun V_{CC} kuchlanishiga nisbatan o‘rnatiladigan, kirish kuchlanishiga aylantirib beradi; keyinchalik bipolyar tranzistorning o‘rniga r-kanalli MOSFET ishlatib, bipolyar tranzistorlardagi xato beruvchi baza toklaridan qutilamiz. Op-amp va tranzistorlar qimmat bo‘lmaydi. Yaratayotgan sxemangizda, ishlash parametrlarini yaxshilaydigan, qo‘shimcha elementlar ishlatilishiga achinmang. Bu sxemalar to‘g‘risida bir muhim izoh: chiqish toklari kichik bo‘lganida emitter (source) rezistoridagi kuchlanish tushuvi ham juda kichik bo‘lishi mumkin, bunda op-ampning kirishidagi kuchlanishlar musbat manba kuchlanishiga yaqin yoki uning qiymatlarida ishlashga majbur bo‘ladi. Misol uchun 4.12B-rasmdagi sxemada IC_2 op-amp, kirishidagi kuchlanish musbat manba kuchlanishi qiymatiga yaqin bo‘lib qoladi. Ana shu op-amp kirishida shunday kuchlanishlar bilan ishlashga datasheetlar ruxsat bermasa kerak! LF411ning datasheeti haqida to‘x-



4.12 –rasm. Yerga ulangan yuklamaga ishlaydigan va “suzuvchi” quvvat manbaini talab etmagan, tok manbalari. Op-amplarning kirish va chiqish kuchlanishlari ikki qutbli manba ko‘lamida joyiz o‘zgarish imkoni bo‘lishi kerak; matnga qarang.

talsak, biroz ikkilanib bu rejimda ishlash joyizku, ammo ishlash xarakteristikalarini yaxshi bo'lmashini qayd etgan. (Op-amp, kirishidagi manfiy manba kuchlanishiga teng bo'lgan kuchlanishlarda ham ishlamaydi; ammo ikki qutbli manba bilan ishlagan IC₁ uchun bu muammo emas). Aksincha, LMC7101 yoki LMC6482 kabi op-amplar kirishlaridagi kuchlanishlar manba kuchlanishiga teng (yoki biroz katta) bo'lganda ham yaxshi ishlaydi (4.2a-jadvalning "Swing to supplies?" ustuniga qarang). Alternativa sifatida, op-amplar boshqa, V_{CC} dan katta bo'lgan V₊ kuchlanish bilan manbalanishi mumkin.

4.13 –rasmda op-amp – tranzistorli tok manbaini qiziq bir varianti keltirilgan. Oddiy, katta quvvatli MOSFETdan ancha katta tok olishingiz mumkin bo'lsa ham katta tokli FETlarda elektrodlararo sig'implar muammolarga sabab bo'lishi mumkin. Nisbatan kichik toklarda ishlaydigan MOSFET⁴ katta toklarda ishlaydigan npn –tranzistori bilan birga qo'shilsa, bu sxemaning afzalligi baza tokining xatoligi nolga teng bo'lganida bo'ladi (bunga FETni ishlatib erishasiz). Sxemaning kirish sig'imi ancha kichik bo'ladi. Bu sxemada komplementar Darlington (Sziklai tranzistori, §2.4.2Ani ko'ring) tranzistorining analogi bo'lgan bipolyar Q₂ tranzistori chiqish toki 20 mA qiymatiga yetganida, ochiladi. Sizda noto'g'ri tasavvur paydo bo'lmashiga uchun aytamizki, oddiy MOSFETning o'zi ishlatilgan sxemani (4.12B-rasmdagi sxemaga o'xshab) ishlatish, katta quvvatli bipolyar tranzistorlarning asosiy kamchiligi bo'lgan "ikkilamchi shikastlanish" va muvofiq ishlash ko'lamini cheklanganini hisobga olsak, afzalroq bo'ladi (§3.5.1B va 3.95-rasm). Katta quvvatli MOSFETlarning kirish sig'implari katta bo'lgani sababli, bunday sxemalarda ossillyasiyalar hosil bo'lmashiga uchun, siz 4.13-rasmdagi R₃ C₁ zanjirni ishlatishingizga to'g'ri keladi.

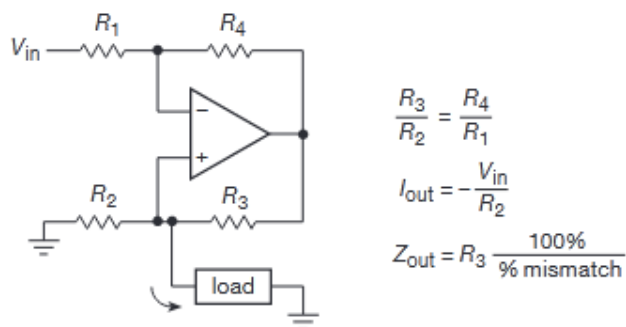


4.13-rasm. Yuklamani katta qiymatdagi tok bilan ta'minlash uchun ishlatiladigan FET / bipolyar tranzistorlarda yig'ilgan gibrid tok manbai

B. Howland tok manbai 4.14 –rasmda “darslik” bo'la oladigan qiziq bir tok manbaini sxemasi keltirilgan. Sxemadagi rezistorlar $R_3/R_2 = R_4/R_1$ nisbatlar tenglamasiga muvofiq tanlanadigan bo'lsa yuklamadagi tok qiymati $I_{load} = -V_{in}/R_2$ bilan belgilanadi.

4.3-masala. Avvalgi natija to'g'riligini ko'rsating.

⁴ BS250P yoki BSS84larga o'xshash, 3.4.a-jadvalini ko'ring



4.14-rasm. Howland tok manbai

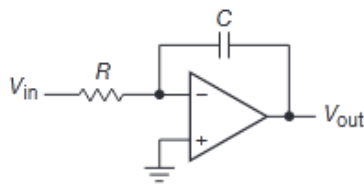
Bu sxema yaxshi tok manbai ekan deb o'ylasak ham, uning kamchiliklari ham bor: Rezistorlar juda katta aniqlikda kelishtirilgan bo'lishi kerak; aksincha bu sxema yaxshi tok manbai bo'la olmaydi. Rezistorlar yaxshi kelishtirilgan bo'lsa ham, sxemaning ishlashi op-ampning CMRR (§2.3.8) ko'rsatgichi tomonidan chegaralanadi. Yuklamadagi tokni katta qilish uchun rezistorlarning qarshiliklari kichik bo'lishi kerak va ularni kelishtirish ancha chegaralanadi. Katta chastotalarda (kuchaytirish ko'effitsienti kichik bo'lgani sababli) sxemaning impedansi biz xohlagan cheksizlikdan bir necha yuz ohmlargacha tushib ketishi mumkin (tashqi sxemasiz op-ampning chiqish impedansi qiymatigacha). Shu sabablar Howland tok manbaini keng tarqalib ketishiga to'siq bo'lib qoldi. R_1 rezistorini yerga ulab (sxemada unga V_{in} berilgan), V_{in} kirish kuchlanishini R_2 rezistoriga berish bilan sxemani noinvert tok manbaiga o'zgartirishingiz mumkin. 4.15-rasmda Howland sxemasining ajoyib mukammallashtirilgan varianti keltirilgan, unda yuklamaga beriladigan chiqish toki R_s tokni sezish rezistori orqali oqib o'tadi va rezistorning qarshiligini o'zingiz, sxemadagi R_1 va R_2 rezistorlar bilan moslashtirib, tanlashingiz mumkin. Bu sxema ishlashini tushunish yo'llaridan eng yaxshisi IC_1 mikrosxemasini ayiruvchi kuchaytirgich deb qabul qilish bo'ladi; kuchaytirgichning sense va reference chiqish terminallariga R_s rezistoridagi kuchlanish berilgan (ya'ni yuklama tokiga proporsional kuchlanish); IC_2 uning bufferi vazifasini bajargani tufayli yuklama tokida xato bo'lmaydi. Ayiruvchi kuchaytirgich integral sxemasining ichki pretsezion kelishtirilgan rezistorlarini ishlatib bu sxemani sozlab olishingiz mumkin: R_1 va R_2 rezistorlari uchun INA106 kabi integral sxemani, IC_1 integral sxemasini "teskari" ulab ($G = 0.1$), tokni sezish rezistoridagi kuchlanish tushuvini kamaytirish uchun ishlatib bo'ladi. §5.14 va 5.7-jadvalni ko'ring.

4.2.6 Integratorlar

Op-amplar, $V_{out} \ll V_{in}$ bo'lgan cheklanishlarsiz, deyarli mukammal integrator loyihalashga imkon beradi. 4.16-rasmda buni qanday amalga oshirish ko'rsatilgan. Kirish toki V_{in}/R kondensator S orqali oqib o'tadi. Invertlovchi kirish virtual yer bo'lgani sababli, integrator chiqishidagi kuchlanishni quyidagicha ifodalasak bo'ladi

$$V_{in}/R = -C(dV_{out}/dt)$$

$$\text{yoki } V_{out} = \frac{1}{RC} \int V_{in}(t)dt + \text{constant} \quad (4.3)$$

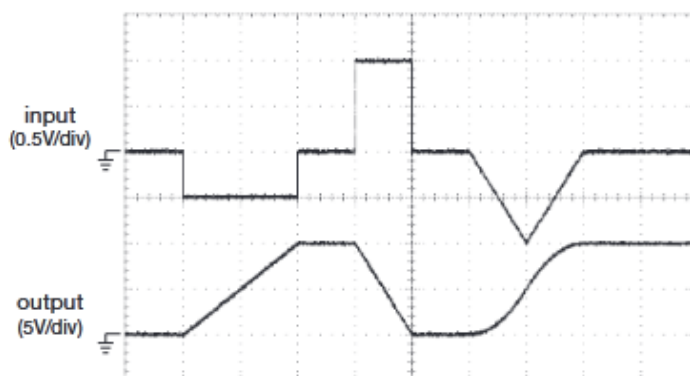


4.16 –rasm. Integrator

Kirishdagi kattalik tok bo‘lishi mumkin, albatta, shunda R tushirib qoldiriladi. Misol uchun, agar bu sxemada biz $R = 10 \text{ M}$ va $C = 0.1 \text{ }\mu\text{F}$ qiymatlarini bersak, konstanta dc + 1 V kirish kuchlanishi op-ampning summalovchi nuqtasida $1 \text{ }\mu\text{A}$ tok yaratadi, demak shunda chiqish kuchlanishi chiziqli tartibda quyi tomon $dV_{out}/dt = -V_{in}/RC = -10\text{V/s}$ tezlikda harakatlanadi. Buni algebraik ifodalasak, konstanta V_{in} yoki konstanta I_{in} uchun

$$\Delta V_{out} = -\frac{V_{in}}{RC} \Delta t = -\frac{I_{in}}{C} \Delta t$$

4.16-rasmdagi integratorda $R = 1 \text{ M}\Omega$ va $C = 1 \text{ nF}$ qiymatlarini o‘rnatib, kirishiga 4.17-rasmda keltirilgan signalni berdik. Matematikasiz ham natija aniq! Sinchkov o‘quvchi, sxemada hech qanday dc feedback yo‘qku deb, so‘rashi mumkin, demak unda sokinlik nuqtasi bo‘lishiga hech qanday imkon yo‘q: noldan farq qilgan barcha V_{in} kuchlanishi uchun, chiqish noaniq tomonga o‘zaraverishi mumkin ekan! V_{in} kirish kuchlanishini aniq nolga o‘rnatib qo‘ysak ham chiqish kuchlanishi, op-amp sxemasidagi nomukammalliklar (nolga teng bo‘lmagan kirish toki, va “siljitish kuchlanishlari”) sababli nolda sokin turmaydi. Op-amp turini va sxema parametrlarini tanlash bilan bu muammo salmog‘ini kamaytirish mumkin; ammo shunday bo‘lsa ham loyihalagan integratoringizni sozlashga majbur bo‘lasiz. 4.18-rasmda buni qo‘shimcha kommutator o‘rnatib yoki qarshilik qiymati katta bo‘lgan rezistorni integrallovchi kondensatorga parallel ulash bilan (JFETli va CMOSli analogli integral kommutatorlar ishlatilishi ko‘rsatilgan) amalga oshirish yo‘llari ko‘rsatilgan. Reset kommutatorini⁵⁵ ulash bilan (4.18 A,B-ramlar) integratorning kondensatori tezda razryadlantirilib, chiqish nolga keltiriladi va kommutator uzilganida integrallash jarayoni yana noldan boshlanadi.



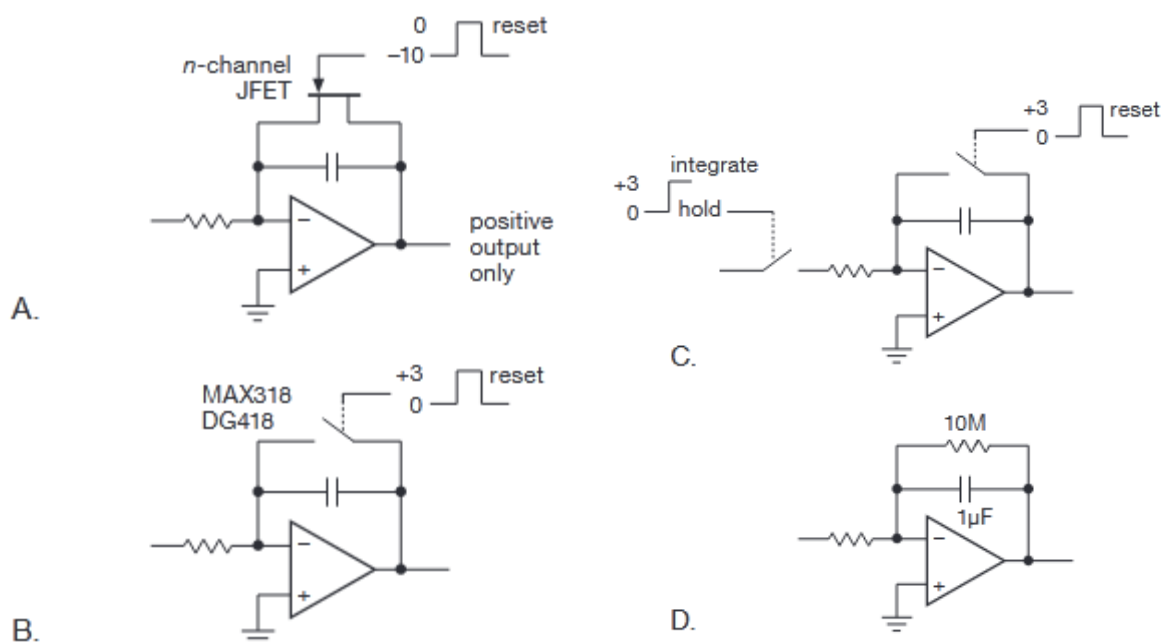
4.17-rasm. Integrator signallari. Bizning §1.4.4da ko‘rgan oddiy RC integratorga o‘xshamagan holda chiqish xohlagan tomonga o‘zgaraverishi mumkin. Gorizontall o‘q masshtabi 10 ms/div.

Feedback rezistorini ishlatib (4.18D-rasm) dc stabil siljitish amalga oshiriladi (shunda sxema kuchaytirish koeffitsienti katta bo‘lgan invertlovchi kuchaytirgichdek ishlaydi), ammo bu effekt integ-

⁵⁵ Avvalgi §3.4da FETkommutatorlari to‘g‘risidagi mavzularni ko‘rishingiz mumkin

rallash jarayonini juda kichik chastotalarga tushirib qo'yadi $f < 1/R_f C$. Kirishga ketma-ket ulangan qo'shimcha kommutator (4.18S-rasm) sizga integrator aktiv bo'lgan intervallarni o'zgartirish imkonini beradi; kommutator uzilgan holatida integrator chiqishi oxirgi qiymatni saqlab qoladi.

Agar integrator boshqa katta sxemaning qismi bo'ladigan bo'lsa, uning chiqishini nolga tushirish to'g'risida qayg'urmasangiz ham bo'ladi. Biz, ishlashi keltirilgan prinsipga asoslangan uchburchakli impuls generatorining ajoyib sxemalarini quyida (§4.3.3da) ko'rib chiqamiz. Bu sxemada integrator sizning ko'ngligingizdek ishlaydi. Op-ampli integrator sxemalarini birinchi bor ko'rib chiqqanimizda op-amplar quyidagi sifatlariga ko'ra juda yaxshi qurilma ekan degan fikrga kelamiz (a) kirishi mutlaqo tok olmaydi, va (b) kuchaytirgichning balans holatiga keltirish uchun ikki kirishlaridagi kuchlanish aniq tenglashtiriladi. Op-ampning asal oyi tugashi bilan siz real op-ampning kirish toklari bor ("siljitish toklari" I_B deb nomlanadi) va kirish kuchlanishlarining nobalans ("siljish kuchlanishi" V_{OS} deb ataladi) bo'lganiga guvoh bo'lasiz. Bu nomukammalliklar katta emas – siljitish toklari odatda pikoamperlarda, siljish kuchlanishlari millivolt dan kichik bo'lsa ham integrator kabi sxemalar uchun muammolar tug'diradi, chunki kichik xatoliklar vaqt o'tib o'sib ketadi. Bu mavzularni chuqurroq quyida, asoslarni yaxshi bilib olganingizdan so'ng, ko'rib chiqamiz (§4.4).



4.18 –rasm. Op-amp integratorlari chiqishini nolga keltiradigan zanjirlari bilan.

4.2.7 Op-amplar ishlatilganidagi asosiy xavfsizlik choralari

1. Barcha op-ampli sxemalarda I va II oltin qoidalarga muvofiq bo'lishi uchun op-amplar aktiv zonada ishlagan bo'lishi kerak, ya'ni ularning kirish va chiqishlari manba kuchlanishi qiymatigacha etib, to'yingan holatga o'tib qolmagan bo'lishi kerak. Misol uchun, kuchaytirgich kirishiga beriladigan signal qiymati katta bo'lsa chiqishidagi kuchlanish V_{CC} yoki V_{EE} qiymatigacha chiqib qolishi mumkin. Bunday to'yingan holatida kuchaytirgichning kirishlariga berilgan o'sha qiymatlardagi kuchlanishlar chiqishida natija bermaydi. Op-amp chiqishidagi kuchlanish manba kuchlanishlari chegarasidan chiqib keta olmaydi (odatda kuchaytirgich chiqishidagi kuchlanish musbat va manfiy manbalaridan 2 Vga kichik bo'lgan qiymatlarigacha o'zgaradi, ammo ba'zi op-amplarning chiqish kuchlanishi manba kuchlanishidan biri qiymatigacha o'zgarishi mumkin). Chiqish toklarining qiymatlari ham chegaralangan bo'ladi. Misol uchun, yuklamasi yerga ulanmagan tok manbai yuklamaga beradigan kuchlanishi "normal" yo'nalishda $V_{CC} - V_{in}$ qiymatigacha (tok berilgan kuchlanish qutbiga qarab

oqadi) va teskari yoʻnalishda $V_{in} - V_{EE}$ qiymatigacha boʻlishi mumkin⁶. 2. Feedback zanjirining tuzilishi uni manfiy boʻlishini taʼminlashi kerak. Bu nima degani: siz kuchaytirgichning invers va noinvers kirishlarini adashtirmasligingiz kerak. Agar oʻzingiz oʻrnatgan feedback zanjiri maʼlum chastotada katta faza siljishini hosil qilsa boshqa muammolar paydo boʻlishi mumkinligini keyinroq oʻrganamiz. 3. Oʻzgarmas tokda (dc) ishlaydigan op-ampda albatta feedback zanjiri boʻlishi kerak. Aksincha, op-amp aniq toʻyingan holatga oʻtib qoladi. Misol uchun, biz noinvertlovchi kuchaytirgichda feedback zanjirini kondensator orqali yerga ulab qoʻyishimiz mumkin edi (shunda kuchaytirish koefitsienti 1 boʻlib qoladi, 4.7B-rasm), ammo kondensatorni kuchaytirgich chiqishidan invertlovchi kirishiga ulab qoʻya olmaymiz. Integratorida reset kabi qoʻshimcha zanjiri boʻlmasa toʻyingan holatga oʻtib qolishi mumkin. 4. Koʻp op-amplarda kirishda differensial kuchlanishning maksimal qiymati chegarasi kichik boʻladi. Invers va noinvers kirishlariga berilgan kuchlanishlarning maksimal farqi ± 5 volt dan katta boʻlmaydi. Bu qiymatdan katta boʻlgan kuchlanishlar kuchaytirgichning kirish zanjirlarida toklarning oshib ketishi va op-ampning ishdan chiqishiga olib keladi. 5. Op-amplar kuchaytirish koefitsienti katta boʻlgan qurilma boʻlib, sxemaning oʻzaro ulash simlarining induktivligi nostabillikka olib kelishi mumkin boʻlgan, radiochastotali kuchaytirgichlarning kuchaytirish koefitsienti ham katta boʻlishi mumkin. Bunday muammoni hal qilish uchun biz kuchaytirgichning manbaini sigʻimi katta boʻlgan kondensator bilan albatta shuntlar edik.⁷ Bildirgi: sxemalar chizilishini osonlashtirish uchun bu bobda va boshqa joylarda (umuman boshqa manbalarda ham) shuntlovchi kondensator sxemalarda koʻrsatilmagan. Shuni esdan chiqarmasligingiz kerak.

4.3 Op-ampda yigʻilgan amaliy sxemalar

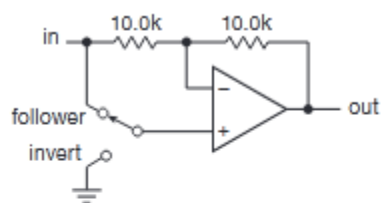
Quyidagi misollarda biz sxemalarni batafsil koʻrib chiqishdan chekindik va bu amalni qiziquvchan oʻquvchilarga qoldirdik.

4.3.1 Chiziqli sxemalar

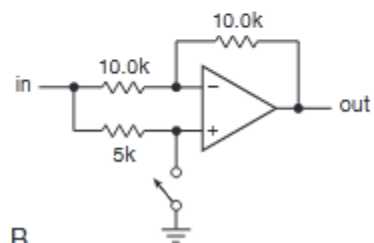
A. Qoʻshimcha sxemalar 4.19-rasmda keltirilgan sxemalarda siz kommutator yordamida kuchaytirgichni invertlovchi va noinvertlovchi kuchaytirish sxemalarga aylantirishingiz mumkin. Kommutatorning holatiga qarab kuchaytirish koefitsienti $+1$ yoki -1 boʻlishi mumkin.

⁶ Yuklama mazmuni gʻalati boʻlib koʻrinishi mumkin, yaʼni uning tarkibida, teskari yoʻnalishdagi tokni yaratish uchun teskari ulangan batareya ham boʻlishi mumkin; ana shunday vaziyatni induktiv tabiatga ega boʻlgan yuklama ham yaratishi mumkin.

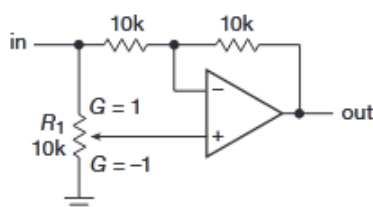
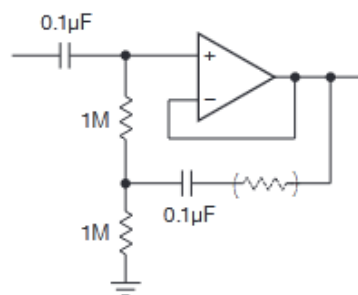
⁷ YOsh boʻlganimizda bizga xar bir op-amp oʻzining individual shuntlovchi kondensatori boʻlishi kerak deb oʻrgatishgan edi. Ammo ularni ishlatishda ortirgan tajribamizdan aytishimiz mumkinki bir juft kondensatorni, xarakteristikalarini yaqin boʻlgan op-amplar manbasini shuntlash uchun ishlatsa boʻladi. YAna, sxemada ishlatilgan kondensatorlarning oʻzaro ulash simlari yaratgan induktivlik kuchaytirgichni rezonansga olib kelib, op-amplar bir biriga taʼsir qilishi mumkin. Misol uchun, agar $L = 25 \text{ nH}$ va $C = 0.01 \text{ }\mu\text{F}$ boʻlsa, $f_{LC} = 10 \text{ MHz}$ chastotada $X_{LC} = 1.6 \text{ }\Omega$. Rezonans holatida impedansning choʻqqa qiymati Q barobar ortib ketadi. Rezonansni soʻndirish uchun konturdagi yoʻqotishlarni qoʻshimcha parallel kichik elektrolit kondensatorlarni ulab koʻpaytirish kerak. Ularning ekvivalent ketma ket qarshiligi $0.5 \text{ }\Omega$ yoki undan katta boʻlib, rezonansni soʻndiradi.



A.



B.

4.19 –rasm. Qo‘shimcha inverter sxemalari; $G = \pm 1.0$ 4.20-rasm. Qaytargich – inverter sxemasi: kuchaytirish ko‘effitsienti $G = +1$ dan $G = -1$ gacha ohista o‘zgartiriladi

4.21 –rasm. Bootstrapli op-amp qaytargichi

“Kommutator” sifatida analogli CMOS kommutatori ishlatilishi mumkin⁷. Shunda sxemadagi holat o‘zgartirilishi raqamli signallar bilan boshqarilishi mumkin. 4.20 –rasmda ko‘rsatilgan sxemada kuchaytirish ko‘effitsientini ohista o‘zgartirish mumkin. R_1 potensiometri o‘rta holatda bo‘lganida sxema hech narsa qilmaydi!

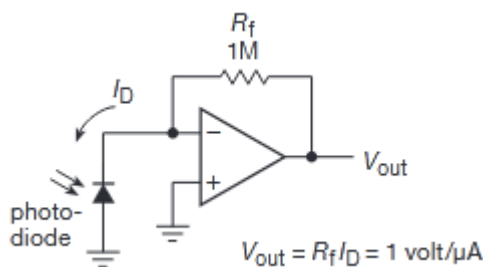
4.4-masala. 4.19-rasmdagi sxema ko‘rsatilganidek ishlashini isbotlang.

B. Bootstrap (xalqa) zanjirli qaytargich Tranzistorli sxemalarda bazani siljitish uchun ishlatilgan kuchlanish bo‘luvchisi yoki boshqa zanjir kuchaytirgichning kirish qarshiligini keskin tushirib yuboradi. Buni oldini olish uchun signal sig‘im orqali bazaga beriladi. Ana shu sxematik yechim bootstrap (xalqa) deb ataladi. 4.21-rasmda op-ampda yig‘ilgan qaytargichning katta kirish qarshiligini saqlab qolish maqsadida, signal kirishga kondensator orqali beriladi va yerga ulangan katta qarshilikli rezistor

⁷ Misol uchun ADG419 yoki MAX319 ± 20 V SPDT 8-pinli korpusdagi kommutatorlar, §3.4 va 3.3-jadvalni ko‘ring.

albatta bo'lishi kerak. $0.1\mu\text{F}$ kondensator yuqoridagi 1M qarshilikli rezistorni kirish signallari uchun katta impedansli tok manbaiga aylantiradi. Amplituda-chastota xarakteristikasining past chastotasidagi sho'ng'ishi 10 Hz da oktavada 12db tezlikda tushadi⁸. Siz, kirishdagi kondensatorning yuklamasi katta impedansga bootstraplangan bo'lgani uchun, uning sig'imini kamaytirishni xohlab qolarsiz. Ammo bu amalingiz chastota xarakteristikada, Sallen – and Key sxemasiga o'xshab cho'qqa yaratishi mumkin, §4.3.6; bu muammoni kondensatorga ketma-ket, qarshiligi $1 - 10\text{ k}$ bo'lgan rezistorni ulab hal qilish mumkin. Kirishi FETli op-ampning juda kichik kirish toki (va muvofiq katta kirish impedansi) umuman olganda bootstraplashni keraksiz qiladi; siz as kuchaytirgichlarda kirishni siljitish uchun 10 M yoki undan katta qarshilikli rezistor ishlatishingiz mumkin.

C. Tokni kuchlanishga o'zgartirib beruvchi ideal konverter. Tokni kuchlanishga o'zgartirib beruvchi sifatida oddiy rezistor ishlatilishi mumkinligini eslang. Ammo uning kamchiligi kirishdagi tok manbai nolga teng bo'lmagan impedansga egaligi bo'ladi; kirishdagi tok manbai yaxshi kelishtirilgan bo'lmasa yoki kuchlanish o'zgarishlari sababli beradigan toki konstanta bo'lmasa bunday hol inqirozga olib kelishi mumkin. Bunday tok manbaiga misol qilib fotoelektrik (quyosh) batareyasini (photovoltaic cell) olishimiz mumkin. Siz ishlatgan fotodiodning yorug'lik oqimini kuchlanishga aylantirib berish effekti, kichik bo'lganda ham, bizga misol bo'lishi mumkin. 4.22-rasmda tokni kuchlanishga aylantirishning yaxshi usuli ko'rsatilgan; kuchaytirgichning noinvers kirishi, albatta, yerga ulangan bo'lishi kerak. Invers kirishi virtual nol bo'lib turadi; fotodiod bir necha yuz millivolt kuchlanish generatsiya qilishini e'tiborga olsak, bu hol juda qulay bo'lib ko'rinadi. Bu sxemaning kirishiga berilgan bir mikroamper tok chiqishida 1 volt ga aylanadi (kirish zanjirlari bipolyar tranzistorli bo'lgan op-amlarda noinvers kirishi erga rezistor orqali ulangan bo'ladi).



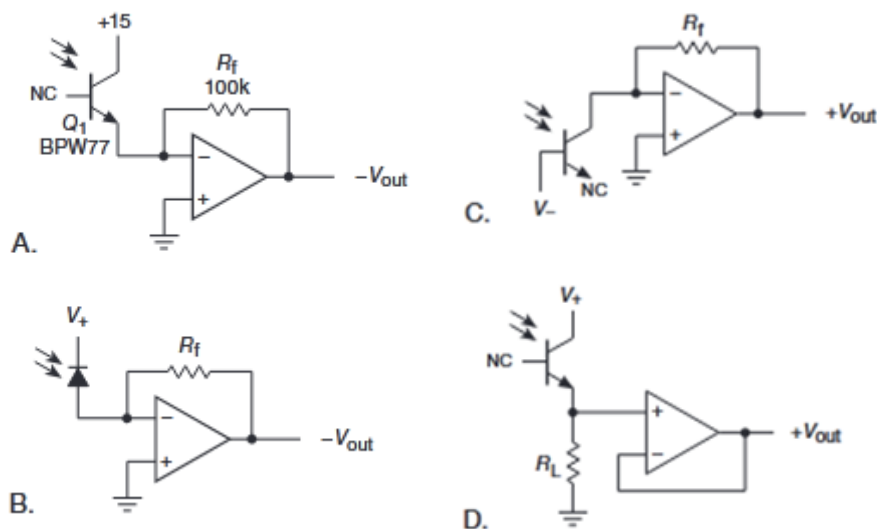
4.22 –rasm. Fotodiod kuchaytirgichi.

Bunday transresistance (qarshilikni o'zgartiruvchi) sxemalar op-ampning V_{CC} musbat kuchlanish manbai kabi manbalardan tok oladigan qurilmalar uchun ham ishlatilishi mumkin. Fotoelektron ko'paytirgich va fototranzistor (bu qurilmalar musbat kuchlanish manbaidan tok olib, yorug'lik ta'sirida shu tok qiymatini o'zgartiradi) shunday transresistance toifasiga kiradi (4.23-rasm). Fotodiodning fototoki katta bo'lmaydi, ammo chiziqlilik va ishlash tezligi parametrlari bo'yicha analogik qurilmalardan afzal bo'ladi; juda tez ishlaydigan fotodiodlar gigagerslik tezlikda ishlay oladi. Aksincha fototranzistorlarning fototoki ancha katta bo'ladi (kollektor-baza fototoki tranzistorning betta koefitsienti bilan kuchaytirilganligi hisobiga), chiziqliligi va tezligi xam qoniqarli bo'lmaydi. Foto-Darlington tranzistorini ishlatib shu parametrlarni kengaytirish mumkin. Real sxemalarda stabillikni oshirish uchun (ya'ni ossillyasiyani oldini olish uchun) feedback rezistoriga parallel sig'imi kichik bo'lgan kondensator ulash kerak bo'ladi. Detektorning sig'imi feedback rezistori bilan birga past chastotali filtr hosil qiladi; natijada katta chastotalarda yaratilgan faza kechikishi hisobiga surilishi (§4.9.3) op-ampning o'zi yaratgan faza surilishi bilan birga qo'shib, umumiy qiymatini 180° gacha yetkazganida

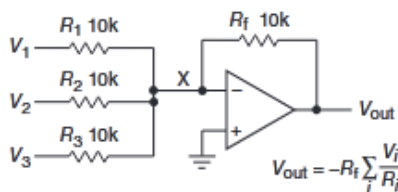
⁸ Sizga kirishdagi bloklovchi kondensator, yuklamani bootstraplagani sababli, sig'imini kamaytirish kerak bo'lib qoldi deylik. Kondensator chastota xarakteristikada, aktiv filtrlarga o'xshab, cho'qqa hosil qilishi mumkin.

feedback musbat bo‘lib ossillyasiya boshlanishi mumkin. Bu qiziqarli mavzuni biz 4x-bobda (“Transresistance kuchaytirgichlari” mavzusida) kengroq yoritib beramiz; fotodiodli kuchaytirgich loyihalamoqchi bo‘lsangiz shu mavzuni yaxshilab o‘qib chiqing. (Ana shunga o‘xshash muammolar op-amp lar sig‘imli yuklama bilan ishlaganida ham paydo bo‘ladi; §4.6.1B).

4.5-masala. 411 va to‘liq shkalasi 1mA bo‘lgan mikroampermetrni ishlatib, to‘liq shkalasi 5mA bo‘lgan “mukammal” (ya’ni kirish impedansi nol bo‘lgan) milliampermetrni loyihalang. Yaratgan sxemangizning kirishiga berilgan o‘lchanadigan tokning qiymati milliampermetrning to‘liq shkalasidan $\pm 150\%$ dan katta bo‘lmasligi kerak. 411ning chiqish kuchlanishi ± 13 V ko‘lamda (manbai ± 15 V bo‘lganida) o‘zgarishi mumkin ekanlini va o‘lchash vositasining ichki qarshiligi $500\ \Omega$ bo‘lishini hisobga oling.



4.23-rasm. Revers yo‘nalishda siljirilgan fotodiod kuchaytirgichlari: A. Fototranzistor; ahamiyat bering baza terminali ishlatilmagan. B. Fotodiod. S. Fototranzistor fotodiod sifatida ishlatilgan; sxemalar turlanishini ko‘rsatish uchun uni tok manbai ko‘rinishda berdik. D. Fototranzistor qaytargich sxemasida yuklama rezistori bilan birga.

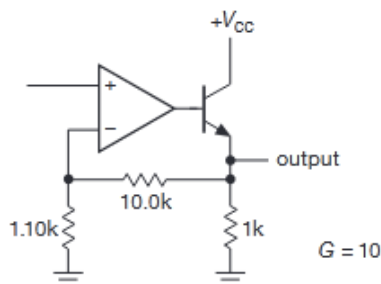


4.24-rasm. Summalovchi kuchaytirgich.

D. Signallar summasining kuchaytirgichi 4.24 –rasmda keltirilgan sxema invertlovchi kuchaytirgichlarning bir varianti bo‘ladi xolos. Sxemaning X nuqtasi virtual er bo‘lgani tufayli, kuchaytirgich kirishidagi tok $V_1/R + V_2/R + V_3/R$ ga teng bo‘ladi. Bundan $V_{out} = -(V_1 + V_2 + V_3)$ ifodasiga kelamiz. Kirishdagi signallar musbat va manfiy bo‘lishi mumkin. Kirishdagi rezistorlarning qarshiliklari o‘zaro teng bo‘lmasligi ham mumkin; agar ular o‘zaro teng bo‘lmasa siz vaznlangan summani olasiz. Misol uchun, sizda, har birining qiymati 1 volt yoki nol bo‘lgan to‘rt signal bo‘lib, ular binar tizimda 1, 2, 4 va 8 raqamlarni ko‘rsatib turadi deylik. Qarshiliklari 10 k, 5 k, 2.5 k va 1.25 k bo‘lgan rezistorlarni muvofiq kirishlarga o‘rnatsa, kuchaytirgich chiqishidagi kuchlanish binar signallarning voltlarda ifodalangan summasiga teng bo‘ladi. Bu sxema kirishlarining soni osonlikcha ko‘paytirilishi mumkin. Bunday sxemotexnik prinsip raqam –analog o‘zgargichining (DAC) asosi bo‘lib, ularda ishlatilgan rezistorlar odatda ($R - 2R$ narvoni) shaklida ham bo‘ladi.

4.11- masala. Jamlovchi kuchaytirgichining kirishidagi rezistorlar qarshiliklarini muvofiq mashtablab ikki xonali raqam-analog o'zgartgichni qanday yaratilishini ko'rsatib bering. Raqamli kirish ikki xonali raqamlar uchun mo'ljallangan, har bir raqam to'rt liniyadan iborat bo'lib muvofiq 1,2,4 va 8 raqamlarga to'g'ri keladi. Kirishdagi liniyalar +1 volt yoki er, ya'ni sakkizta kirish liniyalari muvofiq 1,2,4,8,10,20,40 va 80 raqamlarni bildiradi. Manba kuchlanishlari ± 15 V bo'lgan op-ampning chiqishidagi kuchlanish ± 13 V ko'lamida o'zgarishi mumkin; chiqishdagi kuchlanish qiymati kirishdagi raqamlarning o'ndan bir qiymatiga teng bo'lib, voltlarda o'rnatishingiz kerak bo'ladi.

Power booster (quvvat kuchaytirgichi)



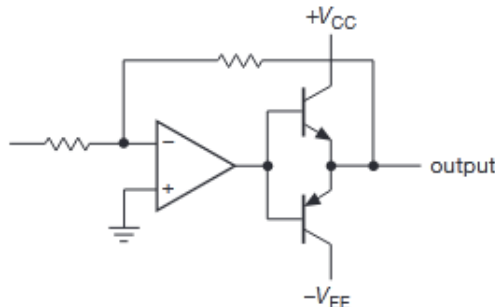
4.25- rasm. Yagona chiqishli emitter qaytargichi op-amp chiqish tokini kuchaytirib beradi (faqat manba)

Chiqishida katta tok olish uchun op-amp chiqishiga tranzistorli qaytargich qo'shish kerak bo'ladi (4.25-rasm). Bunday kuchaytirgichlarda noinvers kuchaytirgich sxemasi ishlatiladi; qaytargich op-ampning boshqa sxemalariga ham ulanishi mumkin. Sxemadagi feedback zanjiri signalni tranzistor emitteridan olganiga ahamiyat bering; shu yo'l bilan feedback zanjiri, V_{BE} o'zgarishlariga qaramasdan, kerakli chiqish kuchlanishini ta'minlab beradi. Bu sxemaning kamchiligi qaytargich faqat tok manbai bo'la olishida xolos. Bu kamchilikni, tranzistorli sxemalarda bo'lgani kabi, ikki taktli kuchaytirgich sxemasi bartaraf qiladi (4.26-rasm). Op-amp chiqishidagi signalni o'zgarish tezligi cheklangan bo'lgani sababli bu kuchaytirgichning tezligi ham sezilarli darajada kamayadi va signal noldan o'tayotgan joyida shakli buziladi. Sxemadagi feedback zanjiri past chastotalarda signal shakli buzulishini oldini olgan tufayli, ikki taktli sxemada ishlagan tranzistorlarning bazalarini siljitishga hojat bo'lmaydi. Op-ampli quvvat kuchaytirgichlarining sanoat ishlab chiqargan namunalari mavjud, ularga misol sifatida LT1010 va BUF633/4 integral sxemalarni ko'rsatish mumkin. Bu kuchaytirgichlarning kuchaytirish koeffitsienti birga teng bo'lib, 20 - 100 MHz chastotalarda ishlab (buni §5.8.4 va 4x-bobda, kuchaytirish koeffitsienti birga teng bo'fferlar mavzusida qo'shimcha ko'rishingiz mumkin), chiqishidagi yuklamada 200 mA tokni ta'minlab beradi. Bu elementlarni siz ichki feedback zanjirlariga kiritishingiz mumkin. Sxemada ishlatilgan op-ampning chastota ko'lamini ancha kichik bo'lganiga ishonch hosil qilsangiz, ularni feedback zanjiri ichiga behavotir kiritishingiz mumkin⁹.

Feedback va ikki taktli kuchaytirgich Ikki taktli kuchaytirgichlarda ishlatilgan feedback sxemaning chiziqliligini mukammal qilganini yaqqol ko'rish mumkin. 411 op-ampni biz noinvers, kuchaytirish koeffitsienti birga tng qaytargich sifatida ishlatib, bipolyar tranzistorlarda yig'ilgan ikki taktli kuchaytirgichga uladik va yuklamasiga 10Ω qarshilikli rezistor ulab qo'ydik. 4.27-rasmda op-amp va yuklamadagi chiqish signallarining ko'rinishlari keltirilgan. Shunda kuchaytirgich kirishiga chastotasi 125 Hz va amplitudasi 1V bo'lgan sinusoidal signal berilgan. Yuqorida keltirilgan signallar uchun biz (o'ylamasdan) feedback zanjirini op-ampning chiqishidan olgan edik, sxema kirish signali andozasini chiqishda yaxshi qaytrib berdi; ammo yuklama signal shaklini ancha buzganini ko'rishingiz mumkin (o'lik zona ko'lamini $2V_{BE}$ ga teng). Feedback zanjiri ikki taktli kuchaytirgichning chiqishidan

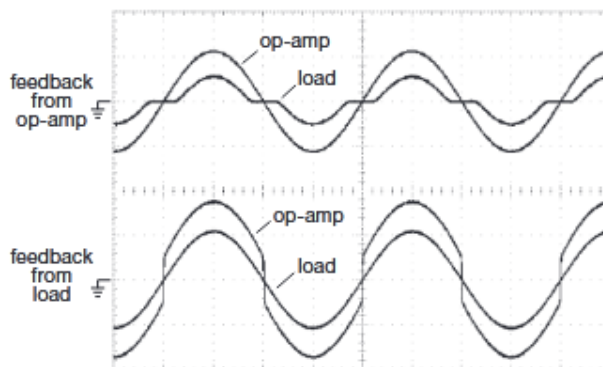
⁹ Ammo shunda ko'p uchraydigan xatodan ehtiyot bo'ling: ishlatilgan op-amp muvofiq tezlikda ishlaydigani tanlansa, sxemaning "ossillyasiya" xususiyatlari yaxshilanadi!

signal oladigan bo'lsa (yuklama ulangan joyidan) siz, quyi tasvirda ko'rganingizdek, xohlagan natijaga erishamiz. Op-amp yaratgan kuchaytirilgan signal ikki taktli qaytargich kaskadiga berilganida nol chizig'idan o'tishda hosil bo'ladigan shakl buzilishlari yo'qolganini ko'rishingiz mumkin. 4.28-rasmda kuchaytirilgan tovushli signalni dinamik kallakka berilgani aks ettirilgan, bunda yuklama oddiy rezistordan murakkabroq bo'lib ("harakatlanuvchi motor" va "generator" xarakteriga ega bo'lgani sababli uning rezonansga kirish va boshqa yaramas xususiyatlari bor; unda reaktiv zanjiri mavjud bo'lib, induktiv g'altak signal ta'sirida diffuzorni harakatga keltiradi). Yana bir marta, feedback o'z ishini bajardi, bu gal op-amp chiqishi nosimmetrik bo'lganda¹⁰.



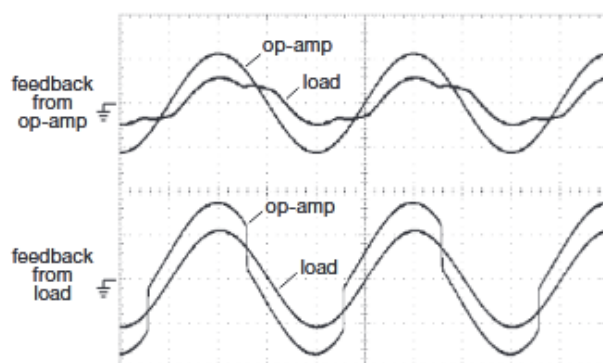
4.26 – rasm. Ikki taktli qaytargich kaskadi op-amp chiqish tokini, shu ikki takt davomida, kuchaytiradi. Odatda bunday sxemalarda, nol chizig'idan o'tishdagi signal shaklini buzilishlarini yo'qotish uchun, qarshiligi kichik bo'lgan ($\sim 100 \Omega$) rezistor baza bilan emitter oralig'ida ulanganligini ko'rgansiz. Bunday signal buzilishlari feedback bilan to'liq yo'q qilinadi. 2.71-rasmda chiqish kaskadini siljitish sxemasi ko'rsatilgan.

F. Quvvat manbai Kuchlarish regulyatorlarida (stabilizatorida) op-amp kuchaytirgich vazifasini bajarishi mumkin (4.29 –rasm).

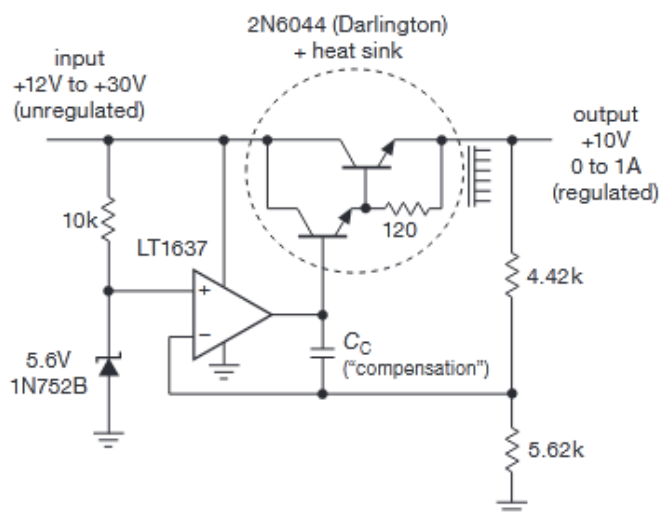


4.27-rasm. Ikki taktli qaytargichdagi signal shakli buzilishlarini feedback tuzatadi. Vertikal o'q masshabi :1V/div; gorizontal o'q masshtabi: 2 ms/div

¹⁰ Aslini aytganda, bunda kuzatilgan sxemaning yaxshi ishlashi faqat past chastotalarda bo'ladi (biz misolda tanlab, feedback qanchalik yaxshi ishlashini ko'rsatmoqchi bo'lgan chastota elektrodinamik kallakning bas rezonansiga to'g'ri keladi). Ammo katta chastotalarda, cheklangan ish tezligi va halqa kuchaytirish koeffitsientini tushib ketishi sababli, bunday ajoyib tasvirni ko'rish imkoni yo'q (buni §4.4da ko'rib chiqamiz). Signal shakli buzilishlarini asosan ikki taktli kaskadning o'zida, muvofiq "AB-klassining" siljilishi bilan, yo'q qilish ancha yaxshi amalga oshadi (2.71-rasm §2.4.1Ada) yoki buning uchun tashqi kuchaytirish koeffitsienti birga teng bo'lgan buffer ishlatish kerak (§5.8.4 va 4.87-rasm); unda feedback bilan barcha qoldiq buzilishlar yo'q qilinadi.



4.28-rasm. 4.27-rasmdagining o'zi, faqat kuchaytirgich qarshiligi $6\ \Omega$ bo'lgan dinamik kallak bilan yuklangan



4.29 – rasm. Kuchlanish regulyatori

qismini zener diodidagi stabil kuchlanish bilan solishtirib, ularning farqini kuchaytiradi va kuchaytirilgan farq signali bilan kerak bo'lganda Darlington qo'shma tranzistorining o'tkazuvchanligi boshqaradi. Shu jarayon chiqishdagi o'zgarmas kuchlanish qiymatini stabil o'rnatilgan holatida ushlab turadi. Bu regulyator chiqishidagi yuklamada 10 volt kuchlanish va 1 ampergacha bo'lgan tokni ta'minlab beradi. Bu sxema uchun quyidagi izohlarni bilish kerak bo'ladi:

1. Regulyator chiqishidagi kuchlanish qiymatini o'zgartirish uchun op-amp kirishidagi kuchlanish bo'luvchisiga potensiometr (qarshiligi o'zgartiriladigan rezistor) kiritsa bo'ladi.
2. Chiqishdagi pulsatsiyalarni kamaytirish uchun zener tokini cheklovchi 10k rezistorni tok manbai bilan almashtirish kerak bo'ladi. Buning yana bir yo'li- zenerga kuchlanishni regulyator chiqishidan berishdan iborat; bu amal regulyatoringizni ishlashini yaxshilaydi. Bu amalni ishlatganingizda sxema kirish kuchlanishi berilishi bilan ishlashni boshlashini tekshirib qo'yishingiz kerak bo'ladi.
3. Biz sxemada ishlatgan op-amp chiqishidagi kuchlanish musbat manba ko'lamida o'zgarishi mumkin¹¹, demak kirishdagi kuchlanish +12 V qiymatigacha tushsa ham Darlington tranzistori to'yinagan holatga o'tib qolmaydi. 411ni ishlatsangiz sizning yutug'ingiz 1.5 – 2 V bo'lishi mumkin, chunki op-ampning chiqishi musbat manba kuchlanishiga shuncha yaqin bo'lishi mumkin emas.

¹¹ Biz tavsiya qilgan LT1637 44-volti "over-the top" op-ampi bo'lib, kirishidagi kuchlanish musbat manba kuchlanishiga yaqin bo'lganida kirishdagi siljitish tokleri ancha kattalashib ketadi ($I_B = 20\ \mu A$, normal qiymatidan 100 barobar katta). LT1677 o'zining $I_B = 0.2\ \mu A$ bilan yaxshiroq tanlov bo'lishi mumkin.

4. Ko'rsatilgan sxema chiqishidagi qisqa tutashuv natijasida ishdan chiqishi mumkin, chunki bunday hollarda op-amp Darlington tranzistorini to'liq o'tkazuvchanlik holatiga o'tkazib qo'yishga harakat qiladi. Bunday regulyator sxemalarida yuklama tokini cheklovchi himoya zanjirlari kiritilgan bo'lishi shart (batafsilroq §9.1.1Sni ko'ring).

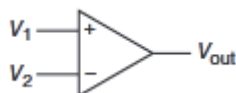
5. S_s "kompensatsion kondensatori" bo'lmagan sxemaning chiqishi dc bo'yicha shuntlanadigan bo'lsa (boshqa sxemaga manba berganida), to'plangan qo'shimcha faza surilishlari ossillyasiya paydo bo'lishiga olib kelishi mumkin. $S_{C \text{ kondensatori}}$ sig'imli yuklamada stabillikni ta'minlaydi, bu mavzuga biz §§4.6.1B, 4.6.1 va 9.1.1Sda qaytamiz.

6. Kuchlanish stabilizatorlarining integral sxemalari juda keng tarqalgan, mashhur 723inchi bilan birga uch terminalli, chiqish kuchlanishi boshqariladigan, ichki tokni chegaralash zanjiri bor va temperatura bo'yicha bloklanadigan namunalarigacha mavjud (§9.3da ko'ramiz). Bu qurilmalarda ichki stabil kuchlanish manbai va chiqish tranzistori to'liq temperatura o'zgarishlaridan kompensatsiyalangan va ularni ishlatish shunchalik osonki, siz op-amp asosida yig'ilgan kuchlanish stabilizatorini ishlatmasangiz kerak. Faqat stabil kuchlanish manbai mavjud bo'lgan sxemalarda qo'shimcha stabil kuchlanish yaratish uchun ular ishlatilsa bo'ladi.

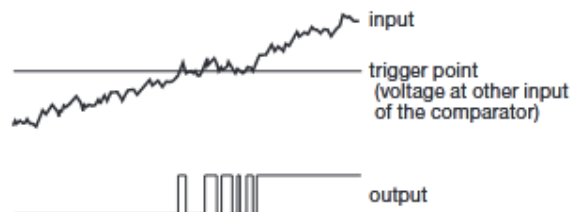
9-bobda biz kuchlanish regulyatorlari va quvvat manbalari to'g'risida ancha keng bahs yuritamiz, unda maxsus kuchlanish regulyatorlarini ham ko'rib chiqamiz.

4.3.2 Nochiziqli sxemalar

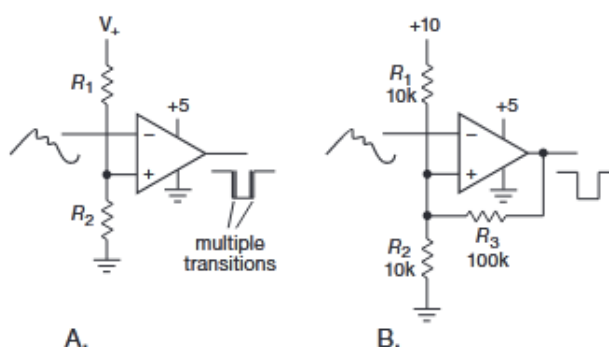
A. Komparator – kirish. Ikki signaldan qaysi biri kattaroq ekanligini yoki berilgan signal o'rnatilgan kuchlanish qiymatiga etganini bilish sxemotexnikada ko'p uchraydi. Misol uchun, uchburchak shaklidagi impulslarni generatsiya qilish usuli musbat yoki manfiy qiymatdagi tok bilan kondensatorni zaryadlab, belgilangan amplituda qiymatiga etganidan so'ng tok yo'nalishini teskarisiga o'zrtirib razryadlashga asoslangan. Raqamli voltmetr yana bir misol bo'lishi mumkin. Kuchlanish qiymatini muvofiq raqamlarga o'zgartirish uchun qiymati noma'lum bo'lgan kuchlanish komparator kirishlaridan biriga beriladi, boshqa kirishiga bo'lsa chiziqli arrasimon o'zgaradigan kuchlanish (kondensator + tok manbai) beriladi. Arrasimon kuchlanish noma'lum kuchlanishidan kichik bo'lgan vaqt davomida hisoblagich alohida ossillyator yaratgan impulslar sonini sanaydi va amplitudalar tenglashganida natijani displeyga chiqarib aks ettiradi. Hisoblagichda to'plangan impulslar soni noma'lum kuchlanish qiymatiga proporsional bo'ladi. Bu jarayon yakka qiyalikli integratsiya deb ataladi; barcha murakkab asboblarda qo'sh qiyalikli integratsiya ishlatiladi (13-bob). Komparatorning eng oddiy shakli kuchaytirish koefitsienti katta bo'lgan, tranzistorlar yoki op-amp asosida yaratilgan, differensial kuchaytirgich bo'ladi (4.30-rasm). Bu sxemada feedback ishlatilmagan – op-amp, kirishidagi kuchlanishlar farqining ishorasiga qarab, chiqishi musbat yoki manfiy manba tomon to'yingan holatga o'tgan bo'ladi. Or-ampning kuchaytirish koefitsienti juda katta bo'lgani (tipik qiymatlari $10^5 - 10^6$) tufayli kirish kuchlanishlari millivoltning bo'lagiga farq qilganida komparator chiqishi to'yingan holatga kelmaydi. Oddiy op-ampni komparator sifatida ishlatish mumkin bo'lsa ham (ko'p hollarda shunday bo'ladi ham), komparator sifatida maxsus yaratilgan integral sxemalar bo'ladi. Ular yordamida siz komparator chiqish kuchlanishini uning quvvat manbai kuchlanishiga bog'lanmagan holda o'rnatishingiz mumkin (ya'ni komparator chiqishidagi kuchlanish 0 V va +5 V bo'lib, manbai ± 15 V bo'lishi mumkin); ular, op-amp bo'lishga intilmaganligi uchun, chiziqli kuchaytirgichda feedback bo'lishi kerak bo'lgani sababli, ancha katta ishlash tezligiga ega bo'ladi. Bular to'g'risida batafsil 12-bobda (§§12.1.7 va 12.3 hamda 12.2-jadvalda) gaplashamiz.



4.30-rasm. Komparator feedbacksiz op-amp



4.31-rasm. Kirishidagi shovqin signallaridan juda ko'p ag'dariladigan gisterezissiz komparator

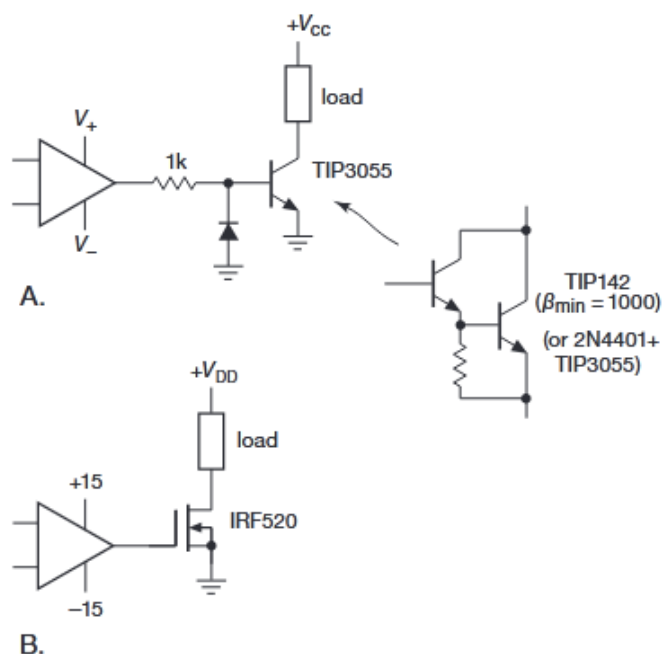


4.32-rasm. Musbat feedback komparatorning ko'plab ag'darilishini oldini oladi. A. Feedbacksiz komparator. B. Schmitt triggeri sxemasida musbat feedback chiqishni ko'plab ag'darilishini oldini oladi. Maxsus integral sxemalar shu nom bilan ishlab chiqariladi va ishlatishga qulay bo'ladi.

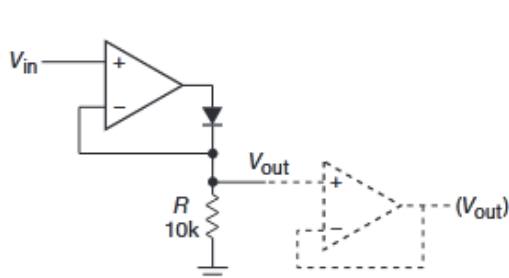
B. Schmitt triggeri. 4.30-rasmda ko'rsatilgan oddiy komparator sxemasining ikkita kamchiligi bor. Juda sekin o'zgaradigan kirish signali uchun chiqishining ag'darilishi ham juda sekin bo'lishi mumkin. Yana bir noxush holat. Kirishdagi signal tarkibida shovqin mavjud bo'lsa, uning har bir triggerlash nuqtasini kesib o'tganida chiqish ag'darilaveradi (4.31-rasm). Komparatorning shu ikki kamchiligi musbat feedback bilan tuzatilishi mumkin (4.32-rasm). R_3 feedback rezistorining ta'siri bilan sxema, chiqishining holatiga bog'liq bo'lgan, ikki ostonaga kuchlanishlariga ega bo'lib oladi. Ko'rsatilgan misolda, chiqish yerda bo'lganida ostonaga kuchlanishi 4.76 V bo'ladi, chiqishda +5 V bo'lganida ostonaga kuchlanishi 5.0 V bo'ladi. Kirishdagi shovqin signallar komparatorni ko'plab ag'darishga kuchlanish qiymati yetmaydi (4.33-rasm). Yana bunga qo'shimcha bo'lib, komparator chiqish holatini kirishdagi signalning o'zgarish tezligiga bog'lanmagan holda, juda tez o'zgartiradi (ag'dariladi). (Sig'imi kichik, 10 – 100 pF bo'lgan, “tezlashtiruvchi” kondensator R_3 rezistoriga parallel ulanib kommutatsiya tezligini oshiradi). Komparator sxemasining bu konfiguratsiyasi Schmitt triggeri deb ataladi; bu sxemaning tranzistorli variantini yuqorida ko'rib chiqqan edik (2.13-rasm). Chiqish holati kirish kuchlanishining qiymati va sxemaning avvalgi holatiga bog'liq bo'ladi va sxemadagi bu effekt *gisterezis* deb ataladi. Bu effekt 4.34-rasmda keltirilgan chiqish – kirish diagrammasidan tushunib olish mumkin. Gisterezislar soni kam bo'lgan Schmitt triggerini loyihalash murakkab emas. 4.32B-rasmdagi sxemani ishlatamiz. Birinchi qadamda rezistiv kuchlanish bo'luvchisini tashkil qilgan (R_1 va R_2) rezistorlar qarshiliklari aniqlanadi. Ular triggerning ostonaga kuchlanishi qiymatini belgilab beradi; agar siz ostonaga kuchlanishi yerga yaqin bo'lishini xohlasangiz, yagona rezistori noinvers kirishdan yerga ulab qo'ysangiz kifoya.

Ikkinchi qadamda, kerak bo'lgan gisterezisni yaratish uchun, musbat feedback R_3 rezistorining qarshiligi tanlanadi. Gisterezis chuqurligi R_3 va $R_1 \parallel R_2$ rezistorlardan tashkil topgan kuchlanish bo'luvchisi bilan so'ndirilgan chiqish kuchlanishining to'liq tebranishiga teng bo'ladi. Va nihoyat, agar "ochiq kollektorli" chiqishiga ega bo'lgan komparator ishlatadigan bo'lsangiz, sxemaning chiqishiga qarshiligi kichik bo'lgan rezistorni ulab komparator chiqishidagi kuchlanish to'liq ko'lamida o'zgara olishini ta'minlashingiz kerak bo'ladi, bunda R_3 qarshiligining yuklovchi imkoniyatlarini hisobga olish kerak bo'ladi (§12.3da komparator chiqishi to'g'risidagi ma'lumot bilan tanishing, 12.2-jadvalni ham ko'ring). Agar ostona kuchlanishlari yerga simmetrik bo'lishini xohlasangiz, qarshilik qiymati siljitishini ta'minlaydigan rezistorni noinvers kirishidan manfiy manba terminali oralig'iga ulang. Komparatorning chiqish toki va impedansini real ko'lamda ushlab turish uchun barcha rezistorlar qarshiliklarini muvofiq mashtablashingiz kerak bo'ladi.

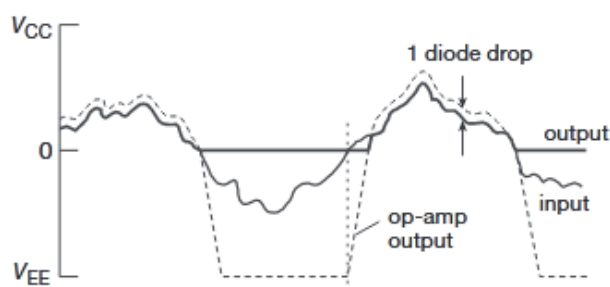
C. Quvvat kommutatorining drayveri. Komparator yoki Schmitt triggeri kirish kuchlanishlari qiymati tanlangan katta va kichik kuchlanishlar oralig'ida holatini o'zgartiradi; bu kuchlanishlar chiziqli kirish signali emas. Bu kuchlanishlarni siz katta quvvatni kommutatsiya qilish uchun ishlatishni xohlab qolarsiz. Rele, lazer yoki motor bunga misol bo'lishi mumkin.



3.35-rasm. Op-amp bilan quvvat kommutatsiyasini amalga oshirish: A. Bipolyar npn-tranzistor bilan; baza toki cheklangan va revers tomoniga himoyalanganligiga ahamiyat bering. B. Katta quvvatli MOSFET bilan; soddalashtirilgan drayver sxemasiga ahamiyat bering.



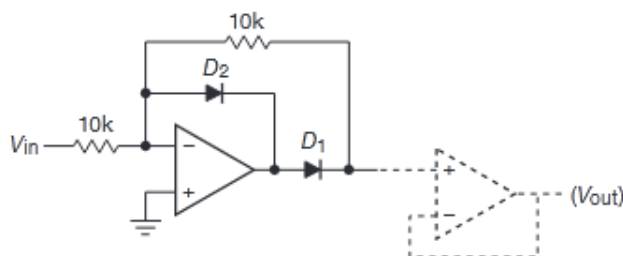
3.36-rasm. Oddiy aktiv to'g'rilagich.



3.37-rasm. Oddiy aktiv to'g'rilagichda tezlik cheklanishi.

Beriladigan quvvat ulanib – uzilib turiladigan yuklamalarda kommutator tranzistori komparator yoki op-amp bilan boshqarilishi mumkin. 4.35A-rasmda bunday boshqarish sxemasi keltirilgan. Sxemadagi diod tranzistorning baza-emitter kontaktini manfiy kuchlanishdan saqlaydi (op-amp chiqishidagi kuchlanish – 6 volt dan katta bo‘lishi mumkin); agar op-ampning manfiy manba kuchlanishi – 5 V dan katta bo‘lmasa, diodni ishlatmasa ham bo‘ladi. TIP3055 katta quvvatli tranzistor bo‘lib, katta tokka mo‘ljallangan, ammo siz maksimal kuchlanish, tok, quvvat dissipatsiyasi va tezlik kabi parametrlari bo‘yicha ancha mukammal bo‘lgan katta quvvatli tranzistorlarni topishingiz mumkin (2.2-jadvaldan). Yuklama toki 1 amperdan katta bo‘ladigan bo‘lsa, Darlington tranzistori ishlatilishi mumkin. Umuman olganda, n-kanalli MOSFETni ishlatish yaxshiroq bo‘ladi, chunki bunda rezistor va diod kerak bo‘lmaydi (4.35B-rasm). IRF520¹² tranzistorini klassika desa bo‘ladi, ammo katta quvvatli MOSFETlarning soni juda ko‘p (3.4-jadval); aslida siz katta kuchlanish bilan kichik ON qarshiligi orasidagi kompromisga kelasiz. Tashqi yuklamani kommutatsiya qilganda, yuklama induktiv bo‘lsa unga revers yo‘nalishda ulanadigan diodni unutmang (§1.6.7).

D. Aktiv to‘g‘rilagich (Active rectifier) Qiymati diodni ochishga yetmaydigan o‘zgaruvchan kuchlanishlarni oddiy diod – rezistorli to‘g‘rilagichlar bilan to‘g‘rilab bo‘lmaydi. Shunday hollarda op-amp yordamga keladi, diod uning feedback zanjiriga o‘rnatiladi (4.36-rasm). Sxema kirishidagi musbat V_{in} uchun diod manfiy feedback zanjiri bo‘ladi; chiqishdagi signal undagi V_{BE} kuchlanish tushuvisiz, kirishdagi signal shaklini qaytaradi. Manfiy V_{in} kirish signallari uchun diod ochilib to‘yinadi va V_{out} chiqishdagi signal sathi yergacha tushadi. Chiqishdagi impedansni kamaytirib, op-amp chiqish tokini ko‘paytirish uchun R rezistori qarshiligini kichiklashtirsa bo‘ladi. Chiqish impedansini yanada kamaytirish hamda R rezistorining qarshiligiga bog‘liq bo‘lmasligini ta‘minlash maqsadida sxemaning chiqishiga qaytargich o‘rnatish yaxshi natija beradi. Yuqorida ko‘rib chiqilgan to‘g‘rilagich sxemasining kamchiligi signal katta tezlikda o‘zgarganida bilinadi. Op-amp chiqishini cheksiz tezlikda o‘zgartira olmagani sababli, diodning ochiq va to‘yingan holatidan chiqishi ma‘lum vaqt talab etadi (kirishdagi signal negativ tomondan nolni kesib o‘tganida) va shu vaqt chiqishdagi signal shakli buziladi. Signalning buzulishi 4.37-rasmda ko‘rsatilgan. Chiqish (qalin chiziq) kirish signalining (ingichka chiziq) aniq ko‘rinishini aks etadi, lekin noldan boshlab yuksalganida qisqa muddatga shakli buzilganligi ko‘rinib turibdi. Ana shu muddat davomida op-ampning chiqishi to‘yinganlikdan (V_{EE} qiymatidan) chiqa boshlagan bo‘ladi, ammo shu vaqt chiqish yer potensialida qoladi. Keng tarqalgan 411 op-ampning maksimal tezligi (chiqish signalining o‘zgarish tezligi) 15 V/ μ s ga teng; demak to‘yinganlikdan chiqish vaqti 1 μ s atrofida bo‘ladi (manbai ± 15 V bo‘lganida) va katta chastotadagi signallar shakliga ancha buzulish kiritishi mumkin. Sxemaning mukammallashtirilgan varianti bu kamchilikni anchagina kamaytiradi (4.38- rasm).



4.27 – rasm. Mukammallashtirilgan bir yarim davrli aktiv to‘g‘rilagich

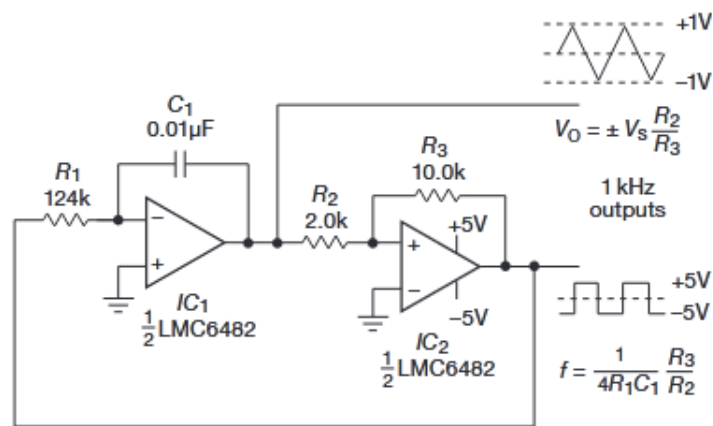
¹² Uning katta tokli ukasi IRF530 va IRF540 hamda katta kuchlanishli og‘aynilari (IRF620-640 va IRF-740) bilan oila daraxtini tashkil qiladi; “30-year MOSFET saga”sini ko‘ring (§3x.11).

D_1 diod manfiy kirish signallarni birga bir inversiya qilib beradigan sxemaga aylantiradi. D_2 diod op-amp chiqishini musbat signallar uchun, ochiq dioddagi kuchlanish tushuvi qiymatiga, yerdan past qilib turadi va shunda D_1 diod teskari ulangan holatga o'tadi. Bu sxemada signal nol nuqtasidan o'tganida, chiqishidagi kuchlanish faqat ikkita to'g'ri ulangan diodlardagi kuchlanish tushuvi ko'lamida harakatlanadi xolos (oddiy sxemada signal to'liq manba kuchlanishlari ko'lamida o'zgarar edi). Demak, op-amp chiqishidagi signalning o'zgarish tezligi 1 mikrosekundda 15 volt emas, balki atigi 1.2 volt bo'ladi va signalning noldan o'tish joyidagi buzilishi o'n barobar kamayadi. Bu to'g'rilagich to'g'rilangan signalni inversiya qilib beradi. Sizga inversiya bo'lmagan signal kerak bo'lsa, to'g'rilagich chiqishiga kuchaytirish koeffitsienti birga teng bo'lgan inverter qo'shasiz. Bu sxemalar ishlashini yanada mukammal qilish uchun katta tezlikda ishlaydigan op-amp tanlash kerak bo'ladi. Op-ampning ishlash tezligi kuchaytirgichning, biz ko'rib chiqqan boshqa sxemalari, misol uchun oddiy kuchlanish kuchaytirgichining, ishlashini yaxshilaydi. Endi biz real op-amplarning kirish toki, siljitish kuchlanishi, chastota ko'lam va ishlash tezligi kabi parametrlari ideal parametrlaridan qanchalik chekinganligini ko'rib chiqamiz, chunki siz yaxshi ishlaydigan sxema yaratmoqchi bo'lsangiz bu cheklanishlarni bilishni xohlarsiz. Shular bilan birga biz bir yarim davrli to'g'rilagichlarni to'ldirish uchun ikki yarim davrli aktiv to'g'rilagich sxemasini ham ko'rib chiqamiz¹³. Avval, op-amplar asosida yaratilgan real sxemalardan misollarni ko'rib chiqamiz va bunda ularni ishlatilishdagi afzal-liklarini ko'rsatishga harakat qilamiz.

4.3.3 Op-ampli sxemalar: uchburchak shaklidagi signallar ossillyatori

Kuchaytirgich, integrator, Schmitt triggeri va boshqa biz o'rgangan op-ampli sxemalar juda qiziqarli bo'ldi; ammo sxemalarni loyihalashdagi real hayajon barcha elementlarni yig'ib, "bir narsa" yaratganingizda paydo bo'ladi. Bunga yaxshi misol qilib, sizga uchburchak shaklidagi signallar ossillyatorini yaratilishini ko'rsatamiz. Avval ko'rib chiqqan sxemalarimizga o'xshamagan bu sxemada kirish signali yo'q; uning o'rniga bu sxema chiqish signallarini generatsiya qiladi, bizning misolda simmetrik uchburchak shaklidagi, amplitudasi 1 V bo'lgan signallarni. Bu signalga qo'shimcha siz tekin to'rt burchakli impulslarga ham ega bo'lib qolasiz. (Ossillyatorlarning boshqa namunalarini 7-bobda ko'ramiz). Birinchi fikr integratorni ishlatib (kirishiga konstanta dc kuchlanish berib) ramp (arra) shaklidagi impulslarni generatsiya qilish bo'ldi; amplituda $\pm 1V$ ga yetganida o'sishdan to'xtab quy tomonga qarab harakatlanish kerak bo'lgani sababli integrator chiqishini, ostonaga kuchlanishi $\pm 1V$ bo'lgan, Schmitt triggeriga berdik. Schmitt triggerining chiqishi ramp yo'nalishini belgilab beradigan bo'ldi. Uning chiqishini (chiqish kuchlanishi manba kuchlanishlari ko'lamida irg'ib o'zgaradi) integrator kirishi sifatida ishlatdik. 4.39-rasmda generatorning sxematik tuzilishi keltirilgan. Tushuntirishni IC_2 dan boshlasak oson bo'ladi. Bu integral sxemada noinvers Schmitt triggeri yig'ilgan (uning ko'rinishi invertlovchi kuchaytirgich sxemasiga o'xshaydi, ammo aslida bunday emas – ahamiyat bering, feedback zanjiri op-ampning noinvers kirishiga ulangan), sababini tezda bilib olamiz. Sxemaning bunday tuzilishi 4.32B-rasmda keltirilgan, biz bilgan, invertlovchi kuchaytirgichga nisbatan, kichik kirish impedansi (va ostonaga yetgandagi muvofiq katta toki sababli) kam ishlatiladi. Muhimi shuki, LMC6482 op-ampning chiqish kuchlanishi manba kuchlanishlari ko'lamida o'zgaradi, demak manba kuchlanishlari $\pm 5 V$ bo'lganida uning ostonaga kuchlanishlari $\pm 1V$ ga teng bo'lib, qiymati R_3 va R_2 rezistorlarining 5:1 nisbati bilan belgilanadi.

¹³ 4x-bobda biz op-amplarni nohiziqli sxemalarda, misol uchun logarifmik kuchaytirgich va "xaotik" Lorenz-attractor sxemada, ishlatilishini ko'rib chiqamiz.



4.39-rasm. Uchburchak shaklidagi signallar ossillyatori

Schmitt triggerining ± 5 V chiqishi IC_1 integral sxemada yig'ilgan integratorning kirishi bo'ladi. S_1 kondensator sig'imini $0.01 \mu F$ qiymatida tanlab, R_1 rezistori qarshiligini, impulslarning yarim davriga (0.5 ms) to'g'ri kelgan kuchlanishni $2V$ da belgilab, $5V/R_1 = I_{in} = C_1[dV/dt]_{ramp}$ formuladan aniqlaymiz. Shunda rezistorning hisoblab aniqlangan qarshiligi $125 k\Omega$ bo'lib (sxemada keltirilgan qiymati 1% li E96 nominal qiymatlar qatoridan olingan; S-ilovaga qarang), real op-amplar xarakteristikalarini hisobga olingan holda, qiymati misolga muvofiq bo'lib chiqdi. Agar rezistor qarshiligi to'g'ri kelmasa, biz S_1 kondensator sig'imini o'zgartiramiz va shu yo'l bilan sxemada ishlatilgan komponentlarning nominal qiymatlari odatda aniqlanadi.

4.7-masala. R_1 rezistorining aniqlangan qiymati to'g'ri ekanligi hamda Schmitt triggerining ostona kuchlanishi $\pm 1V$ bo'lganini isbotlang.

Endi IC_2 integral sxemasi Schmitt triggeri sxemasida noinvert ulanishi tushunarli bo'ldi: IC_2 ning chiqishidagi kuchlanish, aytaylik, $-5V$ qiymatida bo'lganida uchburchak shaklidagi signal Schmitt triggerining $+1V$ ostona kuchlanishigacha o'sib borib, shu nuqtada Schmitt triggerining chiqishi irg'ib holatini $+5V$ ga o'zgartiradi va siklni qayta boshlaydi (revers tomonga qarab). Agar biz bu ossillyator sxemasida Schmitt triggerining odatdagi invertlangan konfiguratsiyasini ishlatadigan bo'lsak ossillyator generatsiya qilmaydi: bunda trigger holatlaridan birida qotib qoladi, buni ossillyasiya sikli bo'ylab tekshirib ko'rishingiz mumkin. Rasmda ossillyasiya chastotasi va amplitudasini belgilovchi formulalar keltirilgan. Shunisi qiziqki, ossillyasiya chatotasi manba kuchlanishiga bog'liq emas; ammo signal amplitudasining o'zgartirish uchun R_2/R_3 nisbatini o'zgartirsangiz, chastotani ham o'zgartirgan bo'lasiz. Sxema ishlashini ko'rsatish uchun algebraik tenglamalarni qo'llash yaxshi natija beradi, unda sxema parametrlarining o'zaro bog'liqligini ko'rishingiz mumkin. Bizning misol uchun quyidagi tenglamalardan foydalanamiz:

$$\frac{dV}{dt} = \frac{I}{C} = \frac{V_S R_1}{C_1},$$

$$\text{bundan } \Delta t = C_1 \frac{R_1}{V_S} \Delta V,$$

$$\text{ammo } \Delta V = 2 \frac{R_1}{R_3} V_S,$$

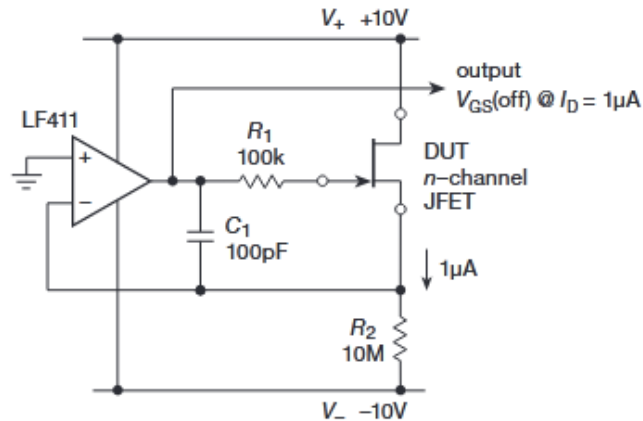
$$\text{demak } \Delta t = 2 C_1 R_1 \frac{R_2}{R_3},$$

$$\text{va nihoyat } f = \frac{1}{2\Delta t} = \frac{1}{4R_1C_1} \frac{R_3}{R_2} \quad (4.4)$$

To‘rtinchi qadamda V_S ko‘rsatgichi qanday olib qo‘yilganiga ahamiyat bering, endi chiqish chastotasi manba kuchlanishiga bog‘liq bo‘lmay qoldi. Ogohlantirish: keltirilgan formulalardan matematika logikasini ko‘rib “sxemalarni algebraik loyihalashga” mahliyo bo‘lib qolish oson. Bu masalada bizning qat’iy maslahatimiz (bizning so‘zlarimizni har yerda aytishingiz mumkin) quyidagicha bo‘ladi: *Sxema ishlashini yaxshi tushunib olish o‘rniga matematik tenglamalarga murojaat qilishdan o‘zingizni tiying.*

4.3.4 Op-ampli sxemalar: pinch-off (tranzistorni yopib qo‘yish) kuchlanishi testeri

Endi op-amp ishlatilgan ajoyib bir sxemani ko‘rib chiqaylik: aytaylik siz bir to‘plam JFETlarni pinch-off kuchlanishi $V_{GS(off)}$ (V_P bilan ham belgilanadi, §3.13) bo‘yicha ajratib olingan guruhlariga bo‘lib chiqmoqchi bo‘ldingiz. Bu ish foydali bo‘ladi, chunki V_P kuchlanishining yoyilib ketganligi yaxshi kuchaytirgich yaratishda qiyinchiliklar tug‘diradi¹⁴. Bizning taxminimizga ko‘ra siz gate-source teskari siljirilishi natijasida hosil bo‘lgan $1 \mu A$ tokni yaratgan gate-source kuchlanishi qiymatini aniqlamoqchisiz, shunda drain kuchlanishi $+10 V$ va source terminali yerga ulangan bo‘ladi.



4.40-rasm. Pinch-off kuchlanishining oddiy testeri

Agar siz op-amplar bilan tanish bo‘lmasangiz quyidagi amallar bajarilgan bo‘lishini tasavvur qiling (a) source terminali yerga ulanadi, (b) drain bilan $+10 V$ manba oralig‘iga sezgir tok o‘lchagichi o‘rnatiladi va bundan keyin (c) gate kuchlanishini manfiy manba kuchlanishi bilan sozlab, o‘lchanadigan drain toki qiymatini $1 \mu A$ ga o‘rnatiladi. 4.40-rasmdagi sxema bilan bu amallarni yaxshiroq bajarish mumkin. Device under test – DUT akronimini siz ko‘p uchratasiz – “sinov ostidagi qurilma” ma’nosini beradi) – sinov ostidagi JFETning drain terminali manbaning $+10 V$ tomoniga ulangan; ammo source terminali yerga ulanishning o‘rniga op-ampning invertlovchi kirishiga ulangan (va virtual yer potensialida turibdi), noinvertlovchi kirishi bo‘lsa yerga ulangan. Op-amp gate kuchlanishini boshqarib, source terminalini yer potensialida ushlab turadi. Source terminalining potensialini $10 M\Omega$ rezistor bilan $-10 V$ manba qiymatiga tushirilgan bo‘lgani sababli source toki (va muvofiq drain toki) $1 \mu A$ ga teng bo‘ladi. Op-ampning chiqish kuchlanishi gate kuchlanishiga teng bo‘ladi, demak bundan sxemaning chiqishi siz aniqlamoqchi bo‘lgan pinch-off kuchlanishiga teng bo‘ladi. Bir necha batafsil izohlar:

- Op-ampning manbaini $\pm 10 V$ qiymatlarini tanladik va shu bilan sxemani soddalashtirishga erishdik, chunki biz o‘lchamoqchi bo‘lgan V_P kuchlanishini drain kuchlanishi $+10 V$ bo‘lganida bajarishimiz kerak edi. Bu fikr yaxshi bo‘ldi, chunki op-amplarning asosiy qismi manba ko‘lamida yaxshi

¹⁴ Ana shu sxemani siz MOSFETlarni V_{GSth} ostona kuchlanishi bo‘yicha guruhlash uchun ham ishlatishingiz mumkin.

ishlaydi (iste'molchilar ko'p ishlatadigan elektron qurilmalarda manba kuchlanishini kamaytirishga harakat qilinadi). Ammo, agar siz ishlatmoqchi bo'lgan quvvat manbaining kuchlanishlari ± 15 V bo'ladigan bo'lsa, sxemangizning ichida kuchlanish bo'luvchisi, zener yoki uch terminalli regulyatorni ishlatib, undan + 10 V yaratishingizga to'g'ri keladi (9-bobga qarang).

- Gate bilan ketma-ket qarshiligi 100 k bo'lgan rezistorni uladik. Bu rezistor gateni o'tish jarayonlarida paydo bo'lishi mumkin bo'lgan, katta toklardan saqlaydi. Katta chastotalarda bu rezistor halqa orqali signal fazasini surilishiga sabab bo'lishi mumkin (R_2 rezistori ham fazani siljitadi), biz S_1 feedback kondensatorini sxema ishlashini stabilizatsiya qilish uchun o'rnatdik. Bobning yakunida sxema ishini stabilizatsiya qilish to'g'risida §4.9da bahs yuritamiz.

- Bu sxema talabga muvofiq ishlashi uchun op-ampning invertlovchi kirishi tranzistorning source terminalini yuklamasligi muhim, misol uchun mikroamper ko'lamidagi tokni oqishi bilan. Doim shunday bo'lavermaydi, buni ko'ramiz. Bu misol uchun bizning universal, JFET kirishli 411 op-ampimiz juda mos keladi (uning kirish toklari pikoamperlarda bo'ladi); ammo kirish zanjirlarida bipolyar tranzistorlar ishlatilgan op-ampning kirish toklari 10 - 100 nanoamperlarni tashkil qilishi mumkin; bunday op-amp kichik tokli sxemalarda ishlatilmasligi kerak.

- Pinch-off kuchlanishiga to'g'ri kelgan drain toki doim $1\mu\text{A}$ bo'lmaydi. Datasheetlarda keltirilgan $V_{GS(off)}$ kuchlanishi drain tokining 1 nA dan mikroamperlarning o'ndan bir qismlarigacha bo'lgan qiymatlari uchun beriladi, bu tokning qiymati JFETning o'lchamlari va ishlab chiqaruvchining xohishiga bog'liq bo'ladi. (Datasheetlarni ko'rib chiqqanimizda bu tokning eng ko'p uchraydigan qiymati 1 nA undan keyin $1\mu\text{A}$, 10 nA va 0.5 nA qiymatlari ham uchraydi). Kattaroq qiymatlardagi sinov toklari uchun sxemani o'zgartirish qiyin emas; ammo 10 nA tok uchun R_2 rezistorining qarshilikning qiymati 1 G Ω bo'lishi kerak! Bunday hollarda tok qiymatini belgilovchi kuchlanish qiymatini kamaytirish kerak, aytaylik – 0.1 V, bu kuchlanishni siz - 10 V manfiy manba kuchlanishidan kuchlanish bo'luvchisi bilan ajratib olishingiz mumkin. Bunday kichik sinov toklarida siz yana op-amp kirish toklari bilan to'qnashasiz.

4.8-masala. Pinch-off kuchlanish testeri ± 15 V manba kuchlanishlari bilan qanday ishlashini ko'rsating. O'lchashlar avvalgidagidek $V_D = +10$ Vda bajariladi; rezistorning eng katta qarshiligi 10 M Ω bo'lishini unutmang.

4.9 –masala. 4.40-rasmda keltirilgan pinch-off kuchlanishi testeri sxemasini o'zgartirib V_{GS} kuchlanishini uchta drain toklarida: $1\mu\text{A}$, 10 μA va 100 μA da o'lchay oladigan qiling. Tok qiymatlarini kommutatsiya qilish uchun uch pozitsiyali kommutator ishlatilgan. Rezistorning eng katta qarshiligi 10 M Ω bo'lishini unutmang.

4.10 –masala. Endi sxemani $V_{GS(off)}$ kuchlanishini drain tokining 1 nA qiymatida o'lchaydigan qilib o'zgartiring. Siz qarshiligi 100 M Ω 5%bo'lgan rezistorlarni ishlatishingiz mumkin.

4.3.5 Impuls davomiyligi boshqariladigan generator

Qisqa impuls bilan qo'zg'atilganida, 4.41-rasmda sxemasi keltirilgan, generator yaratgan impuls¹⁵ davomiyligi 10-burashli R_1 rezistori bilan o'rnatiladi. Bu sxema qanday ishlashini quyida ko'rsatamiz.

IC_1 va IC_2 integral sxemalari Q_1 tranzistori bilan birga tok manbaini tashkil qilib, vaqtni belgilovchi C kondensatorini zaryadlaydi, bu jarayon bilan quyida tanishamiz. IC_3 universal taymer bo'lib, uni ko'p joylarda ishlatishadi (7-bob). U C kondensatorini razryadlangan holda ushlab turadi (ichki to'yin-gan MOSFETli kommutator orqali, uning drain terminali DIS pinni yerga ulab turadi) va shu bilan bir vaqtda TRIG kirish pinidan manfiy frontli impuls kelgunga qadar, chiqishni yer potensialida ushlab

¹⁵ Impuls¹⁵lar to'g'risida §§7.1.4 va 7.2 mavzularda ko'proq bilib olishingiz mumkin.

batafsil ko'rib chiqamiz (aktiv filtrlar bilan bog'liq mavzu §6.3da keltirilgan). Filtrni induktiv g'altak va kondensatorlarni o'zaro ulab yaratsangiz yoki filtr sxemasiga op-amp kiritsangiz ancha yaxshi natija olishingiz mumkin. 4.42-rasmda oddiy va qisman intuitiv bo'lgan filtr keltirilgan. Bu sxema, uni yaratganlar nomi bilan Sallen-and Key filtri deb ataladi. Kuchaytirish ko'effitsienti birga teng kuchaytirgich sifatida qaytargich sxemasida yig'ilgan op-amp, bufer integral sxemasi yoki emitter qaytargichi ishlatilishi mumkin. SHu filtr ikkinchi tartibli past chastotali filtr bo'ladi. Uni yaratish uchun ikkita RC filtr ketma-ket ulanib, birinchi kondensatorning quyi uchi chiqish signali bilan yuklangan. Katta chastotalarda ($f = 1/2\pi RC$ chastotasidan tashqarida) filtrning chastota xarakteristikasi, kaskadlangan RC filtrlarnikiga o'xshab pastga tushishi ko'rinib turibdi, ya'ni xarakteristikaning so'nishi – 12 dB/octave bo'ldi, bunda chiqish nolga teng (va birinchi kondensatorning quyi uchi yerga ulangan). Chastotani pasaytirib filtrning passband chastotalar ko'lamiga kirsak, yuklama o'zining signalni so'ndirish xususiyatini yo'qotib boradi va chastota xarakteristikasida keskin ko'tarilgan "tizzani" hosil qiladi. Biz keltirgan chastota xarakteristikalari R va S larning uchta qiymatlari uchun chizilgan¹⁶. Albatta, bunday yuzaki nazar to'liq tahlilni o'rnini bosa olmaydi. Baxtimizga barcha filtrlar bo'yicha chuqur tahlillar avval qilib bo'lingan. Filtrlarni tahlil qilish uchun maxsus SPICE dasturlari yaratilgan bo'lib, uning yordamida kerak bo'lgan filtrni, chastota xarakteristikasi bilan yaratishga imkon beradi.

4.4 Op-amp tuzilishi va parametrlariga batafsil nazar

Op-amplarni mukammal bo'lmaganligi to'g'risida yuqorida aytib o'tgan edik. Aktiv to'g'rilagich va Schmitt triggeri kabi sxemalar ishlashini op-amplarning ishlash tezligi yoki "yuksalish tezligini" chegaralaydi. Katta tezlikda ishlaydigan sxemalar uchun ishlash tezligi katta bo'lgan op-amp kerak bo'ladi. Ammo yuksalish tezligi op-amplarning yarim do'jra parametrlaridan biri bo'ladi xolos. Kirishni siljitish kuchlanishi, siljitish toki, kirishdagi sinfaz signallar ko'lamini, shovqinlar, chastota ko'lamini, chiqish kuchlanishining o'zgarish ko'lamini hamda manba kuchlanishi va toki kabi parametrlar op-amplarga xos bo'ladi. To'g'risini aytganda op-amplarni ajoyib qurilma bo'lib, sizga kerak bo'lgan sxemalarda o'zining deyarli ideal ishlashini ko'rsatadi. Diskret tranzistor va boshqa komponentlar bilan katta dc kuchaytirish ko'effitsientiga ega, kirish toklari pikoamperlardan ham kam bo'lgan, kirishlarining balansi millivoltidan kichik bo'lgan, chastota ko'lamini megagetslarda va ikki qutbli manbadan ishlaydigan differensial kuchaytirgichni loyihalashga sarflangan vaqt va mashaqqatlar qancha bo'lishishi injenerlar biladi. SHunday mukammal kuchaytirgichni siz bir dollarga sotib olishingiz mumkin; u juda kichik 1.5 mm x 3 mm korpusga joylashtirilgan bo'lib, manbadan milliamperdan kam tok olib ishlaydi. Ammo op-amplarni ishlashida cheklanishlar bo'lgani sababli ularning minglab turlari mavjud – ishlatmoqchi bo'lsangiz kompromisga majbur bo'lasiz, misol uchun, sizga kichik siljitish toklari kerak bo'lsa siljitish kuchlanishi hisobiga erishasiz. Op-amplarda mavjud bo'lgan cheklanishlarni yaxshi tushunib, ularning sxema ishlashiga ko'rsatadigan ta'sirini bilsangiz, o'zingizga kerak bo'lgan op-amp turini tanlab, uni samarali ishlatishingiz mumkin. Mavzuga motivatsiya hosil qilish uchun tasavvur qiling sizga qiymatlari (0 – 10 mV) bo'lgan dc kuchlanishni chiroyli analogli o'lhagichning shkalasida ko'rsatib beradigan kuchaytirgich loyihalashga buyurtma tushdi deylik. Uning kirish impedansi 10 MΩdan kam bo'lmashligi va o'lchash aniqligi 1% bo'lishi kerak. Siz, muammo yo'q deb javob berasiz... men noinvertlovchi kuchaytirgich sxemasini tanlayman (kirish qarshiligi katta bo'lishi uchun) va kuchaytirish ko'effitsientini juda katta olaman (aytaylik x1000, shunda 10 mV 10 Vgacha kuchaytiriladi) deb taxmin qilasiz. Bu sxemada signalning yuksalish tezligi bilan ishingiz bo'lmaydi. O'zingizga ishongan holda sxemani chizasiz (411 op-amp asosida), texniklaringiz

¹⁶ Butterworth va ikkita Chebyshev filtrlari (passband ko'lamidagi notekisliklar muvofiq 0.1 dB 0.5 dB qiymatiga ega) chastota xarakteristikalari tekisdan cho'qqiliklargacha bo'ladi; misol uchun Butterworth filtri uchun komponentlarning nominallari $C_1 = 10 \text{ nF}$, $C_2 = 2 \text{ nF}$, $R_1 = 12.7 \text{ k}$ va $R_2 = 100 \text{ k}$. Aktiv filtrlarni batafsil 6-bobda ko'rib chiqamiz.

- Kuchlanishni kuchaytirish koeffitsienti $= \infty$
- Sinfaz signalni kuchaytirish koeffitsienti $= 0$
- Chiqish bir onda o'zgara oladi (yuksalish tezligi cheksiz).
- Qo'shilgan "shovqin" yo'q.

Ro'yxatda keltirilgan barcha xarakteristikalar temperatura va manba kuchlanishi o'zgarishlariga bog'liq emas. Quyidagi paragraflarda biz real op-amplarning idealidan qanday farq qilishini tushuntirib beramiz. Faktlar bilan to'ldirilgan bo'limlar orasida yurar ekansiz adashib perspektivani yo'qotmaslik uchun 4.1-jadvalga murojaat qilishingiz mumkin. 4.2a.b, 5.5 va 8.3lar ham ba'zi ko'rsatgichlarning qiymatlarini ko'rish uchun foydali bo'lishi mumkin. 5-bobda (§§5.7 va 5.8da) biz bunga qaytib, pretsezion sxemalarni loyihalash bilan bog'liq mavzularni ko'rib chiqamiz.

A. Kirishni siljitish kuchlanishi Ishlab chiqarishda mavjud bo'lgan texnologik tafovutlar sababli op-amplarning kirish kaskadlari mukammal muvozanatga ega bo'lmaganligi kuzatiladi. FETlarda, kirishdagi ostona kuchlanishlari kelishtirilmaganligi sababli, muammo yanada yomonlashadi. Op-ampning ikki kirishi birlashtirilib, nolga ulansa, chiqishda nol kuzatilishi kerak bo'ladi, ammo aslida chiqishdagi kuchlanish to'yinib manba kuchlanishlaridan V_{CC} yoki V_{EE} birining qiymatiga o'tib qoladi (qaysi biri bo'lishi avvaldan aniq bo'lmaydi). Bu holatning sababi op-ampning sxemotexnikasiga bog'liq bo'ladi. Shunda chiqishni nolga keltirish uchun kirishda mavjud kuchlanishlarni muvozanatga keltirish kerak bo'ladi. Buning uchun kirish zanjirlariga tashqaridan kuchlanish berilib sxema muvozanatga keltiriladi. Kirishlarni muvozanatga keltirish uchun kerak bo'lgan va kirishlardagi mavjud kuchlanishlarning farqiga teng bo'lgan, teskari ishorali kuchlanish V_{os} kirishni siljitish kuchlanishi deb ataladi (kirishlardan biriga ketma-ket berilgan tashqi batareyaning kuchlanishiga o'xshash bo'ladi). Siljitish kuchlanishining tipik qiymati 1mV atrofida bo'ladi, ammo "pretsezion" op-amlarda siljitish kuchlanishi 10 μV dan ham kichik bo'lishi mumkin. Ba'zi op-amlar kirishidagi siljitish kuchlanishini nolga tushirish zanjirlariga ega bo'ladi. Odatda kirishni siljitish uchun kerak bo'lgan kuchlanish op-ampning o'zidan olinadi va asta trimmerlanib (o'zgaruvchan rezistor vositasida o'zgartirilib) chiqish nolga keltiriladi. 411da, qarshiligi 10 k bo'lgan potentsiometrning ikki uchi 1 va 5 (4.43-rasmda "offset trim") terminallariga ulanib, o'rtasi V_{EE} terminaliga ulanadi; siljitish kuchlanishini kompensatsiya qilish uchun tok manbaining balansi atayin buziladi.

B. Siljitish kuchlanishining dreyfi. Siljitish kuchlanishi temperatura o'zgarishlari va vaqt o'tishi bilan o'zgarishi mumkin, shuning uchun bu kuchlanish potentsiometr bilan qayta sozlanib, chiqish nolga keltirilib turiladi. 411 siljitish kuchlanishining tipik qiymati 0.8 mV (maksimal qiymati 2 mV) va uning temperatura koeffitsienti ("tempco") $\frac{\Delta V_{os}}{\Delta T} = 7 \mu V/^{\circ}C$ bo'lib, vaqt davomidagi o'zgarishlari keltirilmagan. Lazer texnologiyasi bilan yaratilgan, pretsezion (o'ta aniq) OR-177A op-ampning siljitish kuchlanishi 10 mikrovolt, temperatura koeffitsienti $TCV_{os} = 0.1 \mu V/^{\circ}C$ va davriy o'zgarishi oyiga 0.2 μV , 411dan shu ikki parametri deyarli o'n barobar yaxshi.

C. Kirish toki Op-ampning kirish terminallari, kuchaytirgichning turiga qarab, kirishdagi signal manbaiga kichik tok beradi yoki undan tok oladi. Bu kichik qiymatdagi tok kirishni siljituvchi tok deb ataladi, I_B bilan belgilanadi va qiymati op-ampning ikki kirishi birlashtirilganda oqadigan tokning yarmiga teng deb olinadi (bu tok qiymati taxminan kirish tranzistorining baza yoki gatening tokiga teng bo'ladi). JFET kirishli 411ning kirish toki xona temperaturasida 50 rA (200 pA max), ammo (70°C da 4nA)ga teng bo'ladi, kirishi bipolyar tranzistorlarda tuzilgan OR-27 op-ampning kirish toki 15nA bo'lib, temperatura o'zgarishlarida kam o'zgaradi. Qo'pol qilib aytganda, kirishi bipolyar tranzistorlarda tuzilgan op-amplarning kirish tokining qiymati o'nlar nanoamper bo'lsa, JFET- kirishli op-amlarda o'nlab pikoamper bo'ladi (ya'ni 1000 barobariga kam bo'ladi), MOSFET kirishli op-amplarning kirish toklari pikoamper yoki undan kichik bo'ladi. Umuman olganda, FET- kirishli op-amplarning kirish

toklarini hisobga olmasa ham bo‘ladi, ammo bipolyar tranzistorlilarda bunday qilib bo‘lmaydi¹⁹. Kirishdagi siljitish toklari qancha katta bo‘lsa, ular feedback zanjirida va siljitish rezistorida yoki manba impedansida shuncha katta kuchlanish tushuvini yaratadi. Bu rezistorlarning qarshiligini qanchalik kichik qilib olinishi kuchaytirgichingizning dc bo‘yicha kuchaytirish koeffitsienti hamda chiqishdagi kuchlanishning o‘zgarish ko‘lamiga bog‘liq bo‘ladi. Misol uchun, LF412ning maksimal kirish toki 200 rA bo‘lgani sizga rezistorlar qarshiligi (kirish terminallaridan tomonidan ko‘ringan) qiymatini ~ 5 M Ω gacha bo‘lishiga chidashingiz mumkin (undagi kuchlanish tushuvi 1mVga yetguncha). Buning mexanizmini keyinroq ko‘rib chiqamiz. Sizning sxemangiz integrator bo‘ladigan bo‘lsa, siljitish toklari, tashqi kirish toklari bo‘lmaganida ham kam tezlikda o‘zgaradigan arrasimon kuchlanish hosil qiladi. Zamonaviy op-amplarning kirish toklarining qiymati: bipolyar tranzistor –kirishli turlari uchun nanoamper yoki undan kichik va MOSFET- kirishli turlari uchun bir necha pikoampergacha ($10^{-6}\mu\text{A}$) tushirilgan. Quydagi op-ampllar eng kichik kirish tokiga ega: bipolyar tranzistor-kirishli LT1012da kirish toki 25 rA, JFET – kirishli ORA 129Aning kirish toki 0.03 rA, MOSFETli LMC6041ning kirish toki 0.002 rA. Umuman, tranzistorli op-ampllar katta tezlikda ishlash uchun mo‘ljallangan va kirish toklari kattaroq bo‘ladi. juda tez ishlaydigan bipolyar tranzistor-kirishli THS4011/21ning (~ 300 MHz) kirish toki 3 μA .

D. Kirishni siljitish toki. Kirishni siljitish toki deb op-ampning ikki kirishidagi toklarning farqi ataladi. Kirishdagi siljitish toklaridan farqli, kirishni siljitish toklari I_{OS} , ishlab chiqarishdagi texnologik jarayon natijasi bo‘ladi; ikkita mutlaqo bir xil kirish tranzistorini yaratib bo‘lmaydi va ulardagi farqlanish siljitish toklarini paydo bo‘lishiga sababchi bo‘ladi. Ichki impedansi bir xil bo‘lgan manbalardan ikki kirishga berilgan tok ta’siri natijasida hosil bo‘lgan kuchlanish tushuvlari o‘zaro teng bo‘lmaydi va ularning farqi siljitish toklarini yaratadi. Buning ta’siri qanday natija berishini keyinroq ko‘rasiz. Kirishni siljitish toki siljitish tokining o‘ndan birining yarmiga teng bo‘ladi. 411 uchun $I_{offset} = 25$ pA bo‘ladi. Ammo, siljitilishi kompensatsiya qilingan op-amplarda (OPA177ga o‘xshash) spetsifikatsiyasida keltirilgan siljitish toki kirishni siljitish toki bilan solishtirar darajada bo‘ladi, buning sabablarini 5-bobda ko‘ramiz.

Table 4.1 Op-amp Parameters^a

Parameter	bipolar (BJT)		JFET-input		CMOS		Units
	jellybean	premium	jellybean	premium	jellybean	premium	
V_{OS} (max)	3	0.025	2	0.1	2	0.1	mV
TCV_{OS} (max)	5	0.1	20	1	10	3	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
I_B (typ)	50nA	25pA	50pA	40fA	1pA	2fA	@ 25°C
e_n (typ)	10	1	20	3	30	7	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ @ 1kHz
f_T (typ)	2	2000	5	400	2	10	MHz
SR (typ)	2	4000	15	300	5	10	V/ μs
V_S (min) ^b	5	1.5	10	5	2	1	V
V_S (max) ^b	36	44	36	36	15	15	V

Notes: (a) typical and "best" values of important op-amp performance parameters. (b) total supply: $V_+ - V_-$.

Typical and "best" values of important op-amp performance parameters. In this chart we list values for run-of-the-mill ("jellybean") parts, and for the best op-amp you can get for each individual parameter. That is, you cannot get a single op-amp that has the combination of excellent performance shown in any of the "premium" columns. In this chart you can clearly see that bipolar op-amps excel in precision, stability, speed, wide supply voltage range, and noise, at the expense of bias current; JFET-input types are intermediate, with CMOS op-amps displaying the lowest bias current.

¹⁹ "Siljitish tokini olib tashlash" deb atalgan ajoyib bir amal bor. Bu amal ba'zi bipolyar tranzistorli op-amplarda ishlatilib, ularning siljitish toklarini 10 pikoamperlargacha tushirishga imkon bergan. 2.98-rasmni ko'ring; buni 4x-bobda ko'rib chiqamiz.

E. Kirish impedansi. Kirish impedansi deganda differensial kichik signalli²⁰ kirish qarshiligi nazarda tutiladi (kirishdan biri yerga ulanib, unga nisbatan ikkinchi kirishining qarshiligi olinadi). Bu qarshilik sinfaz kirish qarshiligidan ancha kichik bo'ladi (op-ampning kirish kaskadi bir juft tranzistorda yaratilgan, o'zgaras tokni tok manbaidan oladigan differensial kuchaytirgich nazarda tutiladi). FET-kirishli 411 uchun kirish impedansi $10^{12} \Omega$ atrofida bo'ladi, bipolyar tranzistor –kirishli LT1013 ning kirish impedansi $300 M\Omega$ atrofida bo'ladi. Kirishlar, manfiy feedback hisobiga, o'zini o'zi siljitish effekti tufayli (bu jarayon ikki kirishdagi kuchlanishlar qiymatlarini teng qilib ushlab turishga harakat qiladi va shu bilan kirishdagi differensial signal deyarli to'liq olib tashlanadi), natijada Z_{in} kirish impedansi juda katta qiymatlarga o'sadi va kirishni siljitish toklariga nisbatan unchalik muhim parametrlar bo'lmaydi.

F. Kirishdagi sinfaz signallarning ko'lami Op-ampning kirishlarida belgilangan qiymatdagi kuchlanishlar bo'lishi talab etiladi va bu kuchlanishlar qiymati manba kuchlanishlari ko'lami chegarasidan chiqmasligi shart. Kirish kuchlanishlari shu ko'lam chegarasidan chiqib ketsa, op-ampning kuchaytirish koeffitsienti, teskari ishorada bo'lsa ham keskin o'zgaradi! ± 15 volt manba kuchlanishi bilan ishlaydigan 411 uchun sinfaz signallarning minimal ko'lami ± 11 volt qilib belgilangan. Ishlab chiqaruvchilarning yozishicha, 411 kirishdagi signal kuchlanishi musbat manba kuchlanishi qiymatigacha ishlay oladi, ammo op-amp tezda ishdan chiqadi. Kirishdagi signalning amplituda qiymati manfiy bo'lib, manfiy manba qiymatigacha ko'tarilsa faza reversi (ag'darilishi)²¹ kabi holat vujudga kelib, chiqishi musbat manba kuchlanishigacha to'yinib qoladi. 4.43-rasmdagi LF411 sxemasidan bu op-ampning kirishdagi kuchlanish qiymati manfiy manba kuchlanishi ko'lamiga yetganida ishlay olmasligini ko'rishingiz mumkin, chunki bunda JFETlar kirishdagi signal manbaining kuchlanishi op-amp manfiy manba kuchlanishidan ham pastga tushib, ularni aktiv zonadan chiqarib yuboradi. Buni 4x-bobda batafsil misollarda ko'rib chiqamiz. Kirishdagi manfiy kuchlanish ko'lami manbaning manfiy kuchlanish qiymatigacha tusha oladigan op-amplar ham mavjud, bular, misol uchun bipolyar LT1013 va CMOS TLC2272 va LMC6082; bular odatda "yakka manbali op-amplar" yoki "erni sezuvchi op-amplar" deb atashadi (§4.6.3). Kirishdagi kuchlanish manbaning musbat kuchlanishi qiymatigacha ko'tarila oladigan op-amplar ham bo'ladi, misol uchun JFETli LF356. Batareyadan ishlaydigan qurilmalar uchun loyihachilar kichikroq manba kuchlanishi bilan ishlaydigan op-amplarni qo'llashga intilib, kirishdagi signal ko'lamini manba ko'lamiga yaqinlashtirishga harakat qilishadi; buni ular rail-to-rail rejimi deb atashadi, chunki ular manba kuchlanishini rail kuchlanishi deb atashadi²². Bunday op-amplarga misollar CMOS LMC6482 va TLV2400 seriyalar, bipolyar LM6132, LT1630 va LT6220 seriyalar bo'lishi mumkin. Buning yana bir yaxshi sifati bor – op-amplarning chiqishidagi signallar ham railgacha ko'tarilishi mumkin (quyidagi chiqish kuchlanishlar ko'lami bo'limini ko'ring). Bu op-amplar ideal bo'lib tuyulishi mumkin; ammo, quyida biz §§5.7, 5.9 va 5.10da ko'rishimiz mumkin bo'lgan bo'limlarda rail – to-rail op-amplar, odatda, kompromis sifatida ishlatilib, siljitish kuchlanishi, chiqish impedansi va manbadan oladigan tok kabi xarakteristikalariga ta'sir ko'rsatadi. Kirishdagi kuchlanish ko'lami musbat rail kuchlanishidan oshib ketsa ham ishlaydigan juda kam sonli op-amplar ham bo'ladi (misol uchun 4.2.a-jadvalda keltirilgan "over-to-top" LT1637). Kirishiga berilishi mumkin bo'lgan kuchlanishlarning maksimal qiymati ham op-ampning parametri sifatida spetsifikatsiyalarda keltirilishi

²⁰ V_{in}/I_{bins} emas.

²¹ Mashhur va arzon (\$0.07 donasi) bo'lgan LM358 va LM324 yakka manbali op-amplarda kirishdagi signal kuchlanishi manfiy manba qiymatidan 400 mVdan ko'pga ortib ketadigan bo'lsa kirishlarida signal fazasi o'zgarib qoladi. Ularning o'miga ishlatilishi mumkin bo'lgan LT1013 va LT1014larda bu muammo xal qilingan (signal shakli buzilishlari ham kamaytirilgan).

²² "Rail-to-rail"® iborasi Nippon Motorola Ltd. firmasining qayd etilgan savdo markasi bo'lsa kerak, ammo bilamizki bu ibora elektronika bir necha o'n yillar davomida ishlatilib kelmoqda. Bu iboraga egalik qilishga da'vo mulohazasiz bo'lishi mumkin. National Semiconductor "TRISTATE®" savdo belgisini ham qayd etishga qilgan harakati patentlanmagan "3-state" belgisi sohada yozma xujjatlarda tarqalib ketishiga olib keldi (og'zaki muloqotda odatda "tristate" iborasi ishlatiladi).

mumkin. 411 uchun bu kuchlanishlar ko'lam ± 15 volt (lekin manba kuchlanishining manfiy qiymatidan, agar kichik bo'lsa, oshmasligi kerak).

G. Kirishdagi differensial kuchlanishlar ko'lam

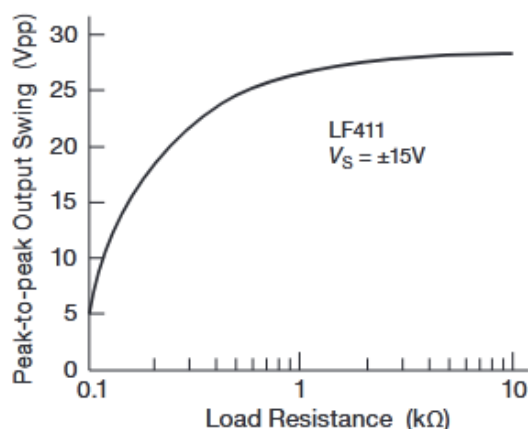
Ba'zi bir bipolyar op-amplar uchun kirishlardagi kuchlanishlarning farqiga chegara qo'yilgan bo'ladi va bu farq ± 0.5 voltgacha kichik bo'lishi mumkin, ammo asosan bu differensial kirish kuchlanishining qiymati manba kuchlanishi qiymatigacha bo'ladi. Kirishdagi differensial kuchlanish qiymati bundan oshadigan bo'lsa, op-amp ishdan chiqadi.

H. Chiqishdagi kuchlanish o'zgarishlarining yuklama qarshiligiga bog'liqligi. Bipolyar op-amplar ichida tipik bo'lgan LF411ning chiqishida, yengil yuklangan bo'lsa ham ($R_L > 5 k$) kuchlanish manba kuchlanishlaridan bir yoki ikki voltga kam bo'lgan qiymatigacha o'zgarishi mumkin. Chiqish kaskadi ikki taktli qaytargich bo'lgani sababli bazalariga berilgan kuchlanish ko'lam rail-to-rail bo'lsa ham, chiqishdagi kuchlanishning o'zgarish ko'lam ikki manba qiymatidan bir diod kuchlanish tushuviga kam bo'ladi; chiqish kaskadiga signal beruvchi kaskadida ham signal kuchlanishlari manba kuchlanishiga yaqin bo'lgani muammolar tug'diradi, tokni sezish R_5 va R_6 rezistorlarida qo'shimcha kuchlanish tushuvi hosil bo'lib, qisqa tutashuvga sabab bo'ladi. Yuklama qarshiligi kichik bo'lganida ichki tokni cheklash sxemasi kuchlanish o'zgarish ko'lamining maksimal chegarasini belgilab beradi. Misol uchun 411ning chiqish kuchlanishi, 1kdan katta bo'lgan yuklama qarshiligida, V_{EE} va V_{CC} dan 2 Vga kam bo'lgan ko'lamda o'zgaradi. Yuklama qarshiligi ancha kichik bo'lgani uchun faqat kichik kuchlanish o'zgarishlari bo'lishi mumkin. Or-ampning bu parametri chiqish kuchlanishining V_{out} yuklama qarshiligiga bog'liqligini ko'rsatuvchi grafik shaklida yoki tipik yuklama qarshiliklari uchun muvofiq chiqish kuchlanishining qiymatlari beriladi. 4.44-rasmda LF411ning datasheetidan olingan grafik keltirilgan. Ko'p op-amplar chiqishi assimetrik yurgiziladi, ya'ni chiqishda yuklamaga bergan tok manbadan oladigan tokdan ko'proq (yoki kamroq) bo'lishi mumkin. Shuni ko'rsatish uchun datasheetlarda $V_{out(max)} = f(R_L)$ grafiklari berilgan bo'ladi, ularda yuklamaga musbat va manfiy manbalardan oqib keladigan toklar alohida ko'rsatiladi. 4.45-rasmda shunday grafik LF411 uchun keltirilgan. Ba'zi bir op-amplarning chiqishdagi kuchlanish manba kuchlanishining musbat qiymatigacha to'liq o'zgarishi mumkin (misol uchun bipolyar LT1013 va CMOS TLC2272); bu sifat bir qutbli kuchlanishdan manba oladigan op-amplar uchun juda qulay bo'ladi, chunki ularda chiqish kuchlanishi yer potensialigacha o'zgarish imkoni bor bo'ladi. Va nihoyat, chiqishi umumiy sourceli kuchaytirgich sxemasida yig'ilgan CMOS tranzistorli op-amplarda²³ (misol uchun LMS6xxx seriya) chiqish kuchlanishi qo'sh manba oralig'ida o'zgarish imkoni bor. Bunday op-amplar uchun chiqish kuchlanishi manba kuchlanishiga qanchalik yaqin bo'lganligining yuklama tokiga bog'liqligini aks ettiruvchi grafiklar foydaliroq bo'ladi (musbat va manfiy manba kuchlanishiga qanchalik yaqin bo'lgani). Misol 4.46-rasmda CMOS rail-to-rail LMC6041 uchun keltirilgan. Logarifmik o'qlarni samarali ishlatilganiga ahamiyat bering, grafikdan siz, chiqish qarshiligi muvofiq taxminan 80Ω (manfiy yo'nalishda) va 100Ω (musbat yo'nalishda) bo'lgan op-ampning chiqish toki $10 \mu A$ bo'lganida chiqish kuchlanishi manba kuchlanishlaridan 1 mV farqi bo'lgan faktini aniq ko'rishingiz mumkin. Ana shu sifatga ega bo'lgan bipolyar op-amplarni ham topishingiz mumkin, ularda CMOSli op-amplarga o'xshab manba kuchlanish ko'lam cheklanmagan (CMOSli op-amplarda $\pm 8 V$ max), misol uchun LM6132/42/52 oilasi va LT1636/7lar.

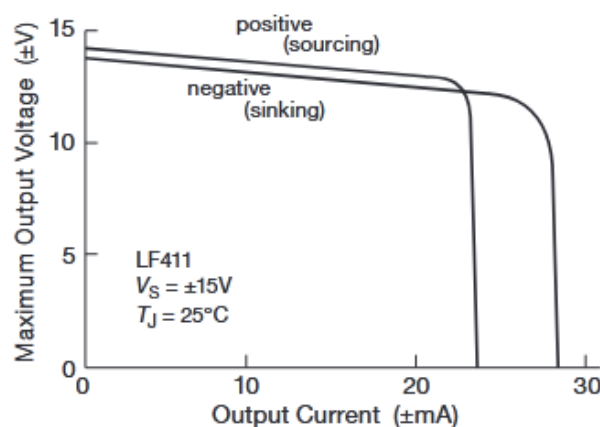
I. Chiqish impedansi. Op-ampning chiqish impedansi R_o uning ichki feedbacksiz chiqish impedansi deb tushuniladi (2.90-rasmni ko'ring). 411ning chiqish impedansi 40Ω , ammo ba'zi bir kichik

²³ Yoki bipolyar tranzistorli umumiy emitterli sxema

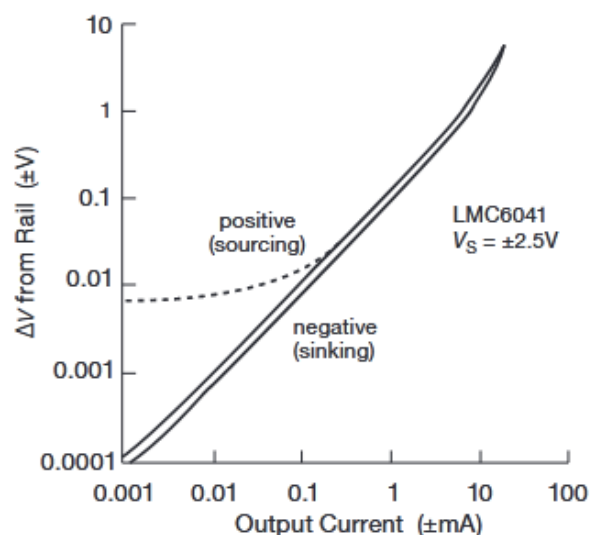
quvvatli op-amplarda uning qiymati katta – bir necha ming ohm bo‘lishi mumkin, bunday xarakteristikaga, chiqish kuchlanishi rail-to-rail ko‘lamida o‘zgaradigan op-amplarga xos bo‘ladi. Feedback chiqish impedansni arzimaydigan qiymatlarga AV-halqa kuchaytirish koefitsientiga kamaytirib yuboradi (yoki tok manbalarida ko‘paytiradi) (§2.5.3Sni ko‘ring); demak op-ampning maksimal chiqish toki muhimroq parametr bo‘lib, qiymati ± 20 mA yoki shunga yaqin bo‘ladi (kamayib ketgan ”katta tokli” op-amplarning chiqish toklari ancha katta bo‘ladi, 4.2b-jadvalni ko‘ring).



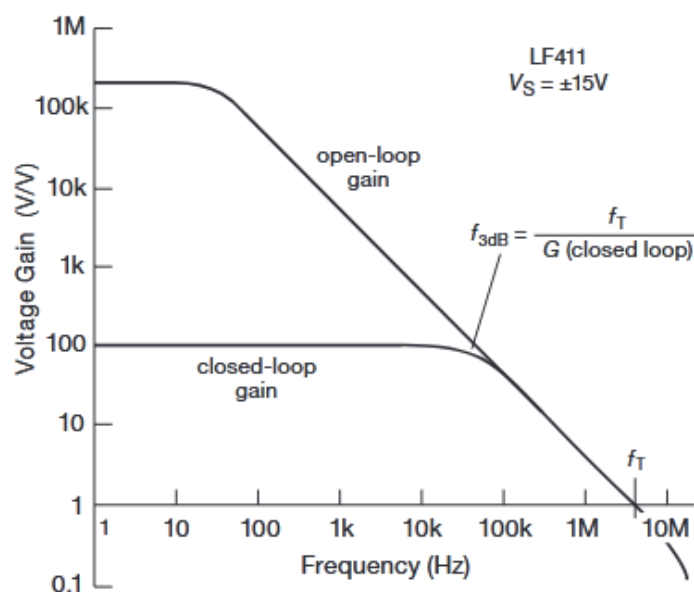
4.44-rasm. Chiqish kuchlanishining maksimal o‘zgarish ko‘lamining yuklamaga bog‘liqligi (LF411).



4.45-rasm. Maksimal (musbat va manfiy) chiqish kuchlanishining yuklama tokiga bog‘liqligi (LF411). $T_J = 125^\circ\text{C}$ bo‘lganida maksimal chiqish tokini berish imkoni $\sim 25\%$ ga kamayadi.



4.46-rasm. CMOS rail-to-rail op-ampning maksimum swingining (kuchlanishni oʻzgarish koʻlami) (muvofig manba kuchlanishidan ΔV) chiqish tokiga bogʻliqligi. Qora chiziq bilan chizilgan grafiklar oʻlchangan qiymatlarni koʻrsatadi; siz doym datasheetga ishonavermaysiz- bizning misolda datasheetda berilgan grafik nuqtali chiziq bilan koʻrsatilgan va aniq xatodir.



4.47-rasm. LF411ning chastota xarakteristikasi (“Bode diagrammasi”).

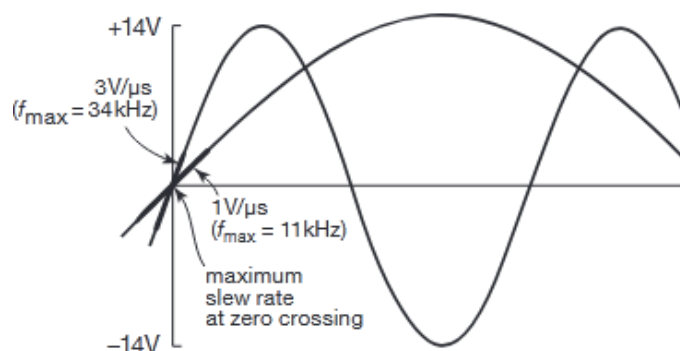
J. Kuchlanish boʻyicha kuchaytirish koeffitsienti va faza siljilishi

Op-amlarning dc kuchlanishni kuchaytirish koeffitsientining A_{VO} (A_{VOL} , A_V , G_V yoki G_{VOL} bilan ham belgilanadi) tipik qiymati 100000 dan 1000000 gacha boʻladi (odatda detsibellarda keltiriladi, demak 100 dBdan 120 dBgacha) va 0,1MHz dan 10 MHzgacha boʻlgan signal chastotasida (f_T kuchaytirish koeffitsienti birga teng boʻlgandagi signal chastotasi, baʼzi joylarda: gain-bandwidth product- GBP bilan ham belgilanadi) birgacha tushadi. Bu koʻrsatgich kuchaytirgichning chastota xarakteristikasi grafigi shaklida keltiriladi, unda f_T chastotasini yaqqol koʻrish mumkin; misol uchun 4.47-rasmni koʻring, unda biz hush koʻrgan LF411ning chastota xarakteristikasi keltirilgan. *Ichki kompensatsiyasiga* ega (chastota xarakteristikasi integral sxemaning oʻzida sigʻim

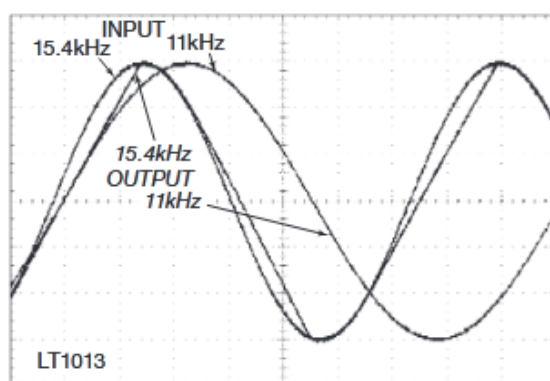
bilan kompensatsiya qilingan) op-amlarda chastota xarakteristikasi yetarli darajada past chastotada oktavaga 6db tezlikda sho'ng'ishni boshlaydi (411 uchun 10 Hz dan boshlanadi); xarakteristikani sxemotexnik usullar bilan o'zgartirish kuchaytirgichning stabiligini ta'minlaydi, buni §4.9 da ko'rish mumkin. Chastota xarakteristikasining bu sho'ng'ishi (oddiy past chastotali RC filtr xarakteristikasiga o'xshab) natijasida, uning chastotasidan yuqori bo'lgan barcha chastotadagi signal fazasi 90°ga orqaga suriladi (kirish signalining fazasiga nisbatan) (ochiq xalqali sxemada). Kuchaytirish koeffitsienti birga teng bo'lgan chastotadagi signallar 120° va 160°gacha suriladi. Faza surilishi 180°ga yetganida manfiy feedback musbatga aylanadi (va ossillyasiya boshlanadi). Faza surilishi 180°gacha yetmagan qiymati "faza zaxirasi" (f_T va 180°dagi faza surilishlarning farqi) deb nomlanadi va bu zaxira kuchaytirgichni generatorga aylanib ketishdan saqlaydi. f_T chastotasini kattaroq chastotalar tomoniga surish, ya'ni op-ampning chastota ko'lamini kengaytirish uchun to'lanadigan haq tranzistorning kattaroq ishchi toklari va muvofiq op-amp manbadan iste'mol qiladigan kattaroq toklari bo'ladi. Siz manbadan 1μA dan kam tok oladigan op-amp topishingiz mumkin, ammo uning f_T chastotasi 10 kHz bo'ladi xolos! Katta manba toklari bilan birga, juda katta tezlikda ishlaydigan op-amlarning kirish toklari ham, kirishida katta kollektor toklari bilan ishlaydigan bipolyar tranzistorli kaskadi sababli, nisbatan katta bo'lishi mumkin, ko'p hollarda mikroamperdan katta. Siz yaratadigan sxema katta chastotalarda ishlamaydigan bo'lsa, tezkor op-amlarni ishlatmang – ular katta chastotalardagi katta kuchaytirish koeffitsienti sxemada ossillyasiyalar hosil qilishi mumkin.

K. Yuksalish tezligi. Op-ampning ichki "kompensatsion" sig'implari (ularni §4.9.2da ko'rib chiqamiz) va mavjud kichik toklar birlashib chiqishdagi kuchlanishning o'zgarish tezligini, kirishga katta signal berilgan bo'lsa ham, chegaralaydi. Bunday tezlikning chegaralanishi *slew rate* (SR) (yuksalish tezligi) parametri bilan ko'rsatiladi. 411 uchun uning qiymati 15V/μs; kichik quvvatli op-amlarda yuksalish tezligi 1V/μs, katta tezlikda ishlaydigan op-amlar 100 V/μs tezlik bilan ishlaydi va, nihoyat, o'ta tez ishlaydigan LH0063C da tezlik 6000V/μsgacha boradi. Yuksalish tezligi chegaralangani sababli kuchaytirilgan sinusoidal signalning shakli o'zgarmagan holda amplitudasi ma'lum chastotadan boshlab pasayadi (chiqishdagi kuchaytirilgan signal amplitudasi manba kuchlanishlari ko'lamida to'liq tebranib tura oladigan maksimal chastota op-ampning maksimal yuksalish tezligini belgilaydi 4.54-rasm); bu parametr grafik shaklida "chiqish kuchlanishining tebranish ko'lamini signal chastotasiga bog'liqligi funksiyasi" sifatida tushuntiriladi. Chastota f (Hz) va amplitudasi A (V) bo'lgan sinusoidal signalni kuchaytirish uchun yuksalish tezligi $2\pi Af$ (V/s) bo'lgan op-amp talab etiladi, bu maksimal tezlikka signal nolni kesib o'tganida erishiladi (4.48-rasm). 4.49-rasmda real "yuksalish tezligining o'zgarishlari" guruhi ko'rsatilgan. Tashqaridan kompensatsiya qilinadigan op-amlarda yuksalish tezligi parametri kompensatsiya uchun ishlatilgan komponentlarga bog'liq bo'ladi. Umuman olganda, "kuchaytirish koeffitsienti birga teng bo'lgandagi" kompensatsiya eng kichik bo'ladi va $\times 100$ koeffitsientli kompensatsiya uchun 30 barobar tez bo'ladi. Bu mavzuni 4x-bob²⁴, §4.9.2B da ko'rib chiqamiz. GBPga muvofiq f_T chastotasida kattaroq yuksalish tezligiga ega op-amlar quvvat manbaidan kattaroq tok iste'mol qiladi. Muhim bildirgi: yuksalish tezligi parametri datasheetlarda odatda, kirishiga to'liq joyiz kuchlanish berilgan, kuchaytirish koeffitsienti birga teng kuchaytirgich (ya'ni qaytargich) uchun keltiriladi. Demak, op-amp quvvat manbaidan oladigan tokni kirishidagi differensial signal ko'lamini belgilab berar ekan. Kirishdagi signal kichik bo'lganida, aytaylik, 10 mV ko'lamida, yuksalish tezligi ham ancha kichik bo'ladi.

²⁴ Unda biz boshqa narsalar bilan birga, keng ishlatiladigan bipolyar tranzistorli op-amlarda yuksalish tezligi parametri chastota ko'lamini bilan ham cheklangan faktlarni keltiramiz: $S = 0.32f_T$. Baxtimizga buni an'anaviy bo'lmagan sxematik usullar bilan engib o'tish mumkin.



4.48 –rasm. Yuksalish tezligining maksimal qiymati sinusoidal signal nolni kesib o‘tganiga to‘g‘ri keladi, $SR = 2\pi Af$



4.49-rasm. Yuksalish tezligi o‘zgarishi yaratgan signal shakli buzilishlari. LT1013 op-amda yig‘ilgan qaytargichning ossilogrammalari. Uning datasheetida keltirilgan tipik SR qiymati $0.4\text{V}/\mu\text{s}$. Sinusoidal signalni kirishiga berilgan va chiqishidagi ko‘rinishlarida SRning maksimal qiymati $0.6\text{V}/\mu\text{s}$ ($A = 6.0\text{ V}$, $f = 15.4\text{ kHz}$); o‘zgarish tezligi kichikroq bo‘lgan sinusoidal signal ham ustiga tushirilgan holda ko‘rsatilgan ($A = 6.0\text{ V}$, $f = 11\text{ kHz}$: $SR = 0.4\text{ V}/\mu\text{s}$). Masshtab: $2\text{ V}/\text{div}$, $10\text{ }\mu\text{s}/\text{div}$.

L. Temperatura ta’siriga bog‘liqligi

Op-ampning barcha parametri temperatura ta’siriga bog‘liq bo‘ladi. Ammo bu ta’sir katta o‘zgarishlarga olib kelmaydi, misol uchun, kuchaytirish koeffitsientining o‘zgarishlari feedback zanjiri bilan boshidan kompensatsiya qilingan bo‘ladi. Bundan tashqari, parametrlarning temperatura ta’sirida o‘zgarishi, bir turdagi integral sxemalarning parametrlari farqlanishidan ancha kichik bo‘ladi. Istisno sifatida kirishni siljitish kuchlanishi va toklarini aytish mumkin. Bu parametrlar tashqi trimmerlash usulida kompensatsiya qilingan bo‘lsa ham, temperatura ta’siri o‘z ahamiyatini yo‘qotmaydi, ya’ni kompesatsiya qilinib, chiqishi nolga keltirilgan op-ampda temperatura o‘zgarishlari ta’sirida kompensatsiya buziladi. Juda yuqori aniqlikda ishlashi kerak bo‘lgan kuchaytirgich uchun maxsus “instrumental” op-amplarni ishlatish tavsiya etiladi va ularning kirishini temperatura ta’siridan himoya qilish uchun, tashqi yuklamasi 10kdan katta bo‘lishini ta’minlash talab etiladi. 5-bobda bu muammolar to‘g‘risida gapiradigan gaplarimiz ko‘p.

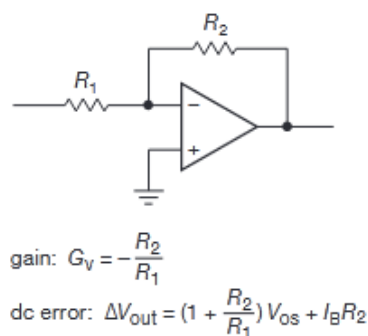
M. Quvvat manbaining kuchlanishi va toki An’analarga ko‘ra op-amplarning asosiy qismi $\pm 15\text{ V}$ quvvat manbai uchun loyihalangan, yuzaki montaj uchun yaratilgan “yakka manbali” op-ampllar faqat bir qutbli manbadan ishlab (ya’ni $+V$ va er), ularning kuchlanishi tipik $+5\text{ V}$ va $+15\text{ V}$ bo‘ladi. Ikki qutbli quvvat manbai bilan ishlaydigan op-amplarda manba kuchlanishini o‘zgartirsa bo‘ladi; misol uchun uchinchi avlod LF411ning manbai $\pm 5\text{V}$ dan $\pm 18\text{ V}$ gacha bo‘lishi mumkin. Op-amplarning katta

qismi manbadan bir necha milliamper tok iste'mol qiladi. Batareyadan manba oladigan qurilmalar uchun manba kuchlanishi kichik va iste'mol qiladigan toki ham kichik bo'lgan op-amplarni loyihalash tendensiyasi mavjud. Endi, misol uchun, manba kuchlanishining qiymati (V_+ , V_- bilan birgalikda) 5 V yoki 3 V ham bo'lganini ko'rishingiz mumkin, manbadan iste'mol qiladigan toki 10 μ A dan 100 μ A gacha bo'ladi. Bunday op-ampllar 100% CMOS sxemalarida yaratilgan, ammo ichida bipolyar tranzistorlari ham bor. Bipolyar tranzistorlarda odatda rail-to-rail chiqish kaskadlari loyihalangan bo'ladi, bunday op-amplarda chiqish kuchlanishining ko'lami rail-to-rail kuchlanishiga 2 V dan yaqin bo'la olmaydi! Bu op-amplarga ishingiz tushsa, maksimal manba kuchlanishiga qo'yilgan juda kichik cheklovlarga ahamiyat bering. Bunday op-amplarning maksimal manba kuchlanishining umumiy qiymati 10 V (ya'ni ± 5 V) va shu kunlarda ishlab chiqarilishi ko'payib borayotgan op-amplarning maksimal manba kuchlanishi 5 volt yoki undan ham kichik bo'lmoqda. Yana shunga e'tibor beringki, sokinlik toki mikroamperlarga teng bo'lgan op-amplarga ulangan yuklamada ma'lum qiymatdagi tok bo'lishini talab qilsangiz, op-amp katta tok iste'mol qiladi; yuklama toki havo orqali oqib kelmaydi.

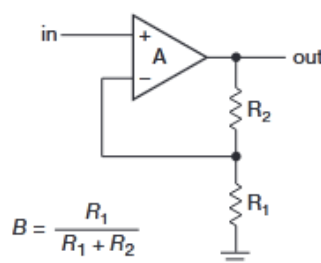
N. Aralashiga: CMRR, PSRR, e_n , i_n Mavzuni to'liq yakunlash uchun op-amplardagi cheklanishlar common-mode rejection ratio (CMRR)- sinfaz signallarni rejeksiya qilish koeffitsienti va power-supply rejection ratio (PSRR) – manba kuchlanishini rejeksiya qilish koeffitsienti, ya'ni ularning kirishidagi sinfaz signallar o'zgarishlari hamda manba kuchlanishining fluktuatsiyasiga ham tegishli bo'ladi. Bularning ahamiyati katta chastotalarda bilinadi, unda halqa kuchaytirish koeffitsienti kamayadi va S_s kompensatsion kondensatori manfiy manba zanjiridagi kuchlanish fluktuatsiyalarini signal zanjiriga o'tkazib yuboradi. Op-amplarni shoqinsiz qurilma deb bo'lmaydi – ular kuchaytirilgan signal tarkibiga ichki kuchlanish shovqini (e_n) va (i_n) tok shovqinini kirishida qo'shadi. Bunday cheklanishlar avval pretseziyon va kam shovqinli sxemalar ishlashiga ancha katta ta'sir ko'rsatadi, ularni 5 va 8-boblarda ko'rib chiqamiz.

4.4.2 Op-amp chegaralangan parametrlarining sxemalar ishlashiga ko'rsatgan ta'siri

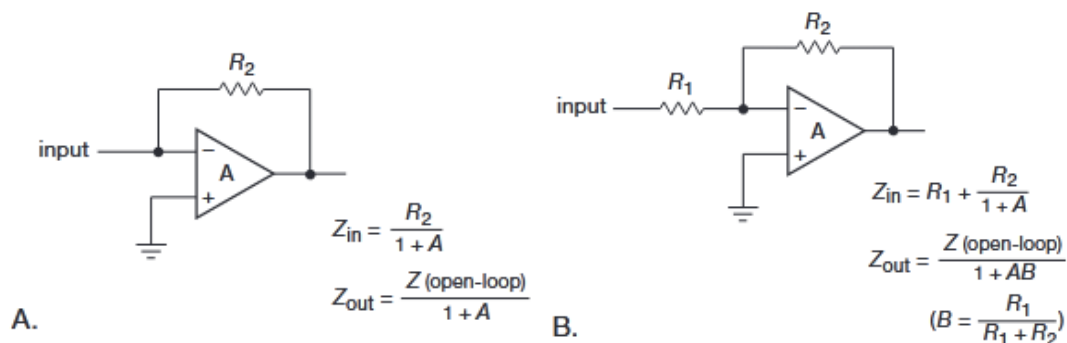
Yuqorida ko'rib chiqilgan op-amp chegaralangan parametrlarning ta'sirini invertlovchi kuchaytirgich misolida ko'rib chiqaylik. Siz bu kamchiliklarning kuchaytirgich ishlashiga ko'rsatgan ta'siri hamda ularni engish uchun loyiha jarayonida bajariladigan amallar to'g'risida bilib olasiz. Bularni keltirilgan misollardan yaxshi tushunib olganingizdan so'ng boshqa op-amplik loyihalaringizda olgan bilimlaringizni ishlatishni unutmang. 4.50-rasmda kuchaytirgich sxemasi keltirilgan.



4.50 –rasm. Invertlovchi kuchaytirgich



4.51-rasm. Noinvertlovchi kuchaytirgich.



4.52-rasm. Kirish va chiqish impedanslari: A. transresistance kuchaytirgichi, B. invertlovchi kuchlanish kuchaytirgichi.

A. Ochiq xalqa kuchaytirish ko'effitsienti. Cheklangan ochiq halqa kuchaytirish ko'effitsienti op-ampning chastota ko'lamiga, kirish va chiqish impedansiga hamda chiziqliligiga ta'sir ko'rsatadi. Bunday holatlarni biz tranzistorli kuchaytirgichlarda, manfiy feedbackni dastlab tushuntirganimizda, 2-bobda (§2.5.3) ko'rgan edik. Quyidagi mavzular uchun bu material salmoqli asos bo'lishi mumkin va uni qayta ko'rib chiqish befoyda bo'lmaydi.

Chastota ko'lamini Feedback zanjiri bo'lmagan op-ampning ochiq xalqali kuchaytirish ko'effitsienti cheklangan bo'lgani sababli feedback zanjiri bor bo'lgan (tutashgan xalqali kuchaytirish ko'effitsienti) kuchaytirgichda ma'lum chastotaga yetganda, R_2/R_1 bilan belgilangan kuchaytirish ko'effitsienti kamayishni boshlaydi (4.47-rasm). Demak, biz 411 bilan ishlaganimizda nisbatan past chastotali kuchaytirgich loyihalashimiz mumkin ekan; uning ochiq xalqali kuchaytirish ko'effitsienti 40 kHz chastotada 100 gacha tushadi va $f_T = 4$ MHz. Shunga e'tibor beringki, op-ampning tutashgan xalqali kuchaytirish ko'effitsienti doim ochiq xalqali ko'effitsientdan kichik bo'ladi va, misol uchun 411 da yig'ilgan x100 ko'effitsientli kuchaytirgich 50kHz chastotadan boshlab shu ko'effitsientini kamaytirib boshlaydi. 4.51-rasmda sxemasi keltirilgan noinvertlovchi kuchaytirgichning ochiq halqa kuchaytirish ko'effitsienti, biz 2-bobda ko'rganimizdek, quyidagicha ifodalanadi.

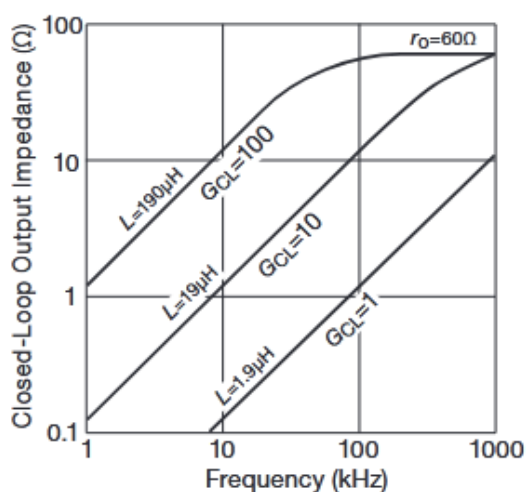
$G = \frac{A}{1+AB}$, bunda V chiqishdan olingan signal bo'lagiga proporsional qiymat bo'lib, ifodasi $B = R_1/(R_1 + R_2)$ bo'ladi. Halqa bo'yicha AV kuchaytirish ko'effitsienti birga teng bo'lgan chastotada kuchaytirgichning chiqishi 3dBga pasayadi (ya'ni, ochiq halqa A kuchaytirish ko'effitsienti shunda tutashtirilgan halqa bo'yicha 1/V kuchaytirgich ko'effitsientiga teng bo'ladi), LF411 uchun bu chastota 40 kHz²⁵. § 4.2.5da biz op-amp asosida yaratilgan tok manbalari uning kuchlanish bo'yicha katta kuchaytirish ko'effitsientiga (demak, halqa ko'effitsientiga) tayangan bo'lib, aslida kichik bo'lgan R_o chiqish qarshiligini oshiradi ($\sim 100 \Omega$ lar atrofida, 5.20-rasm) va shu bilan chastota o'sganida ochiq halqa kuchaytirish ko'effitsientini kamaytirib tok manbaining chiqish impedansining kamayishiga olib keladi. Buni raqamlarda ifodalaganimizda: chastota kattalashgandagi Z_{out} impedansini $R_o f_T/f$ shaklida ifodalasa bo'ladi.

Chiqish impedansi Halqa kuchaytirish ko'effitsientining cheklanganligi tutashgan halqali op-amp sxemalarining kirish va chiqish impedanslariga ham ta'sir ko'rsatadi. Feedback zanjiri chiqish kuchlanishining bir qismini (misol uchun, biz ko'rib chiqqan noinvertlovchi kuchlanish kuchaytirgichlarda) yoki chiqish tokining bir qismini (misol uchun, op-ampli tok manbalarida) ajratib oladi. Kuchlanishli

²⁵ Bode diagrammasida (4.47-rasm) deyarli barcha op-ampning chastota xarakteristikasi faza bo'yicha 90°ga kechikishini ko'rishimiz mumkin, ya'ni siz yopiq halqa kuchaytirish ko'effitsientini $A(f) = j \cdot f_T/f$ formula bilan aproksimatsiya qilishingiz mumkin. Shu sababli yopiq halqali kuchaytirish ko'effitsienti AV halqa kuchaytirish ko'effitsienti birga teng bo'lganida 6 dBga emas, balki 3 dBga kamayadi.

feedback op-ampning ochiq halqali chiqish impedansini $1 + AV$ koefitsientiga kamaytiradi va minglab ohmlarga teng bo'lgan tipik ochiq halqali qiymatini milliohmlargacha tushiradi (halqa kuchaytirish koefitsienti katta bo'lganida), ammo katta chastotalarda yopiq halqa kuchaytirish koefitsienti birga tushganida ochiq halqa kuchaytirish koefitsienti qayta yuksaladi.

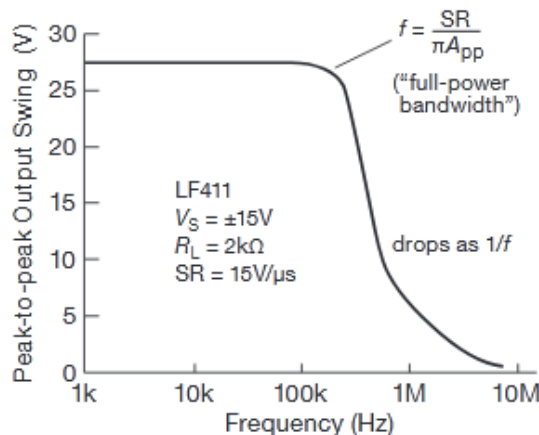
Yopiq halqali chiqish impedansni bunday chiziqli kamayishi chiroyli shaklda 4.53-rasmda ko'rsatilgan. Bu xarakteristikalar LT1055ning datasheetidan olingan. Kattaroq halqa kuchaytirish koefitsienti (feedback kichikroq yopiq halqa kuchaytirish koefitsientini ta'minlaydi) muvofiq kichikroq chiqish impedansiga to'g'ri kelishini ko'rishingiz mumkin; shu bilan birga siz op-ampning o'ziga xos bo'lgan R_{out} ga (ba'zi joylarda r_o bilan belgilashadi) qarab chiziqli o'sishini ham ko'rishingiz mumkin, bizning misolda uning qiymati $60\ \Omega$. Chastota o'sishi bilan chiziqli o'sadigan impedans induktiv g'altakni eslatishiga ahamiyat bering. Aslida ham bu chastota ko'lamida chiqish signali shunday ko'rinishga ega. Buning muhim oqibatlari bo'lishi mumkin, misol uchun, ketma-ket LC rezonans zanjirli, sig'imga yuklangan op-ampli sxema loyihalaganingizda. Katta chastotalarda halqa kuchaytirish koefitsientining kamayish effekti manfiy feedback yaratgan foydali effektni kamaytirishi mumkin. Shu sababli kuchlanish kuchaytirgichlarining chiqish impedansi o'sganini kuzatishimiz mumkin. Aks holat, kuchaytirgichning chiqish toki bilan ishlaydigan feedbackli sxemalarda kuzatiladi: bu sxemalarda feedback mavjud chiqish impedansini halqa kuchaytirish koefitsientiga kattalashtiradi (bu juda yaxshi: siz yaratgan tok manbai sxemasining chiqish impedansi katta bo'ladi), va halqa kuchaytirish koefitsienti kamayganida o'zining ochiq halqa qiymatiga qaytadi. Ba'zi bir op-amlarda (asosan rail-to-rail chiqishli turlarida) ichki chiqish kaskadlari katta chiqish impedansi bilan yaratiladi; bu op-amlarning chiqish impedansini pasaytirish uchun katta halqa kuchaytirish koefitsienti bo'lishi ahamiyatli.



4.53- rasm. Op-amp yopiq halqa chiqish impedansi chastota xarakteristikaning katta qismida chastota o'sishi bilan deyarli chiziqli o'sadi va induktiv g'altak xususiyatiga ega bo'ladi $L_{out} \approx r_o G_{CL} / 2\pi f_T$. Halqa kuchaytirish koefitsienti birga tushganida, Z_{out} op-ampning ochiq halqali r_o chiqish qarshiligiga o'xshab qoladi. Bu xarakteristikalar LT1055ning datasheetidan olingan.

Kirish impedansi. Noinvertlovchi kuchaytirgichning kirish impedansi ochiq halqa kirish impedansiga nisbatan $1 + AV$ barobar katta bo'ladi va, op-ampning o'zi katta kirish impedansiga ega bo'lgani tufayli, buning katta ahamiyati yo'q. Invertlovchi kuchaytirgich noinvertlovchi kuchaytirgichdan farq qilib, alohida tahlil qilinishga loyiq. Bu kuchaytirgichni shuntlovchi feedbackli kaskadni (4.52-rasm) boshqaradigan kirish rezistori kombinatsiyasi shaklida ko'rish yaxshiroq bo'ladi. Shuntlovchi kaskadning kirishi "jamlash tuguniga" (kuchaytirgichning invertlovchi kirishida) joylashgan bo'lib, shu nuqtada feedback va kirish signalining toklari qo'shiladi (kuchaytirgichning bu turi haqiqiy

“transresistance” sxemasi bo‘lib, tokli kirishni kuchlanishli chiqishga konversiya qilib beradi). Jamlash tugunidan ko‘ringan R_2 impedansni feedback $(1 + A)$ ga kamaytiradi (buni isbotlamoqchi bo‘lsangiz, ko‘ring). Halqa kuchaytirish koeffitsienti juda katta bo‘lganida kirish impedansi ohmning bo‘lak qismigacha kamayadi, bu kirishi tokli bo‘lgan kuchaytirgichlar uchun juda qulay.



4.54-rasm. Chiqishdagi kuchlanish tebranishi ko‘lamining chastotaga bog‘liqligi (LF411).

Klassik op-ampli invertlovchi kuchaytirgich sxemasini, rasmda ko‘rsatilgan, feedback bilan shuntlangan transresistance kuchaytirgichi bilan ketma-ket ulangan rezistordek tasavvur qilish mumkin. Natijada kirish impedansi R_1 va jamlash tuguniga qaragan impedansning summasiga teng bo‘ladi. Halqa kuchaytirish koeffitsienti katta bo‘lganida R_{in} impedansi R_1 rezistor qarshiligiga teng bo‘ladi. Bu misol halqa kuchaytirish koeffitsienti cheklangan invertlovchi kuchaytirgichning kuchlanishni kuchaytirish koeffitsientini ifodalash uchun qulay. Biz quyidagi natijani olamiz:

$G = -A(1 - B)/(1 + AB)$ (4.5) bunda V aval ifodalaganimizdek, $B = R_1/(R_1 + R_2)$. Katta A ochiq halqa kuchaytirish koeffitsienti ko‘lamida, $G = -1/B + 1$ (ya’ni, $G = -R_2/R_1$).

4.14-masala. Yuqorida keltirilgan ifodani invertlovchi kuchaytirgichning kirish impedansi va kuchaytirish koeffitsienti uchun ifodalang.

B. Yuksalish tezligi. Yuksalish tezligi cheklanganligi sababli ma’lum chastotada kuchaytirilayotgan, shakli buzilmagan sinusoidal signalning amplitudasi pasayishni boshlaydi. 4.54-rasmda 411 da yig‘ilgan kuchaytirgichning 15 V/ μ s yuksalish tezligidagi chastota xarakteristikasi keltirilgan. Yuksalish tezligini S bo‘lganida chiqishdagi kuchaytirilgan, chastotasi f bo‘lgan sinusoidal signalning amplitudasi (peak – to- peak) $A(pp) \leq S/\pi f$ bo‘ladi va shu bilan xarakteristikani $1/f$ tezlikda sho‘ng‘ishini tushuntirib beradi. Grafikdagi gorizontall chiziq quvvat manbaining kuchlanishlari qiymati bilan chiqishdagi signal tebranishlarining amplitudasi chegaralarini ko‘rsatadi. Eslab qolish uchun quyidagi formulani keltiramiz²⁶

$S_{min} = \omega A = 2\pi f A$ (4.6), bunda S_{min} amplitudasi A bo‘lgan sinusoidal signallar uchun joiz minimal SR (peak-to-peak amplituda $A_{pp} = 2A$) va burchak chastotasi $\omega = 2\pi f$. Op-amplardagi yuksalish tezligining cheklanganligini signal tarkibidagi shovqin spayklarini nochiziqli past chastotali filtrlash usulida ajratib olish uchun ishlatish foydali bo‘lishi mumkin: agar yuksalish tezligi atayin chegaralangan bo‘lsa, tezkor spayklar, signal shaklini buzmaganda, to‘liq olib tashlanishi mumkin.

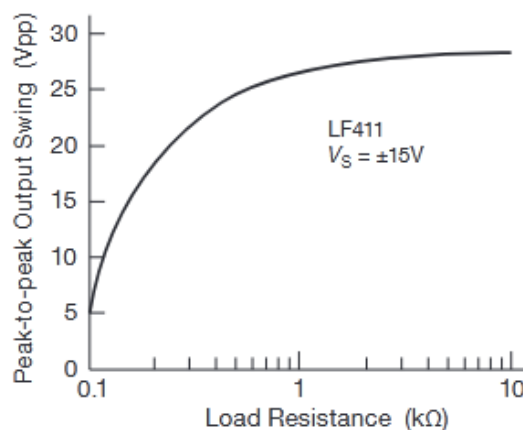
Chiziqlilik cheklangan halqa kuchaytirish koeffitsienti ko‘lamida feedbackli sxemaning xarakteristikalarini faqat shu feedback zanjiriga bog‘liq bo‘ladi; op-ampning o‘zida mavjud bo‘lgan nochiziqli

²⁶ Matematik hisoblashlarga o‘rganib qolgan o‘quvchilar bunda, yagona ω ko‘paytiruvchisi bor, sinusoidaning oddiy vaqt hosilasini tanib qolishi mumkin

liliklar (misol uchun, kuchaytirish koeffitsienti, nolni kesib o'tishdagi signal shakli buzilishlarining kuchlanishgan bog'liqligi va h.k.) feedback bilan kompensatsiya qilinadi. Halqa kuchaytirish koeffitsienti kamayganida, bu defektlar, misol uchun katta chastotalarda, yana paydo bo'ladi. Signal shaklini kam buzadigan kuchaytirgich loyihalamoqchi bo'lsangiz, bunga op-amp tanlashda ahamiyat berishingiz kerak bo'ladi. Shunday sxemalar uchun mo'ljallangan op-ampning chiqish kaskadlari maxsus loyihalanadi va ularning datasheetlarida signal shakli buzilishlari va kuchaytirish koeffitsientining chastotaga bog'liqligi alohida xarakteristika sifatida keltiriladi. Misol uchun, ajoyib AD797da maksimal signal shakli buzilishlari 20 kHz chastotada 3V (rms) chiqish kuchlanishida 0.0003%.

C. Chiqish toki

Op-amp chiqishidagi yuklamaga tok berish imkoni cheklangan bo'lgani sababli, yuklama qarshiligi kamaysa, undagi kuchlanish tebranishlarining amplitudasi ham kamayadi. 4.44-rasmda 411ning yuklama xarakteristikasi keltirilgan. Pretseziyon kuchaytirgichlar loyihalanganda, op-ampning chiqish terminallarida tok yaratgan issiqlik gradienti hosil bo'lishining oldini olish uchun chiqish tokining katta bo'lmasligi maqsadga muvofiq bo'ladi.

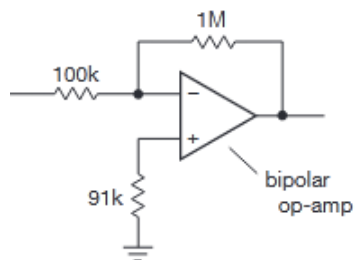


4.44 – rasm. 411ning yuklama xarakteristikasi $V_{out} = f(R_{load})$

D. Siljitish kuchlanishi Kirishni siljituvchi kuchlanish tufayli erishilgan kirishdagi nol chiqishda²⁸ $V_{out} = G_{dc}V_{os} = (1 + R_2/R_1)V_{os}$ ga teng chiqish kuchlanishini hosil qiladi. 411da yig'ilgan, kuchaytirish koeffitsienti $G_{dc} = 100$ bo'lgan invertlovchi kuchaytirgichning kirishi yerga ulanganida ($V_{os} = 2$ mV max), chiqishidagi kuchlanish ± 0.2 V bo'laladi. Yechimlar: (a) agar kuchaytiriladigan signal tarkibida dc doimiy hosillovchisi bo'lmasa, kondensator bilan dc kuchaytirish koeffitsientini birga tushiring (4.7B-rasm). Shunda kirish signali sig'im orqali oqib o'tadi, (b) ishlab chiqaruvchining tavsiyasiga binoan ulangan trimmer yordamida siljitish kuchlanishini nolga tushiring. (s) V_{os} siljitish kuchlanishi kichik bo'lgan op-amp ishlatilg. (d) tashqi trimmer yordamida siljitish kuchlanishini nolga tushiring, §4.8.3 (4.91-rasmni ko'ring).

E. Kirishni siljitish toki. Yaxshilab trimmerlangan op-ampda ham ($V_{os} = 0$) bizning invertlovchi kuchaytirgichimizning kirish terminallari yerga ulangan bo'lsa ham chiqishida nolga teng bo'lmagan kuchlanish hosil bo'ladi. Buning sababchisi kirishdagi cheklangan siljitish toki I_B bo'lib, rezistorlarda kuchlanish tushuvi hosil qiladi va shu kuchlanish kuchaytirgich tomonidan kuchaytiriladi. Bu sxemada invertlovchi kirishida parallel ulangan $R_1 \parallel R_2$ qarshiliklar mavjud va ulardan oqib o'tgan kirishdagi siljitish toki $V_{in} = I_B(R_1 \parallel R_2)$ kuchlanishni hosil qiladi va bu kuchlanish $gain = 1 + R_2/R_1$

koeffitsienti bilan kuchaytiriladi²⁷; natijada chiqishdagi xatolik kuchlanishi $V_{out} = I_B R_2$ bo'ladi. FET-kirishli op-amlarda siljitish toklarining ta'siri deyarli yo'q, ammo bipolyar tranzistor-kirishli op-amlarda siljitish toklari muammo tug'diradi. Misol uchun, feedback zanjirida $R_1 = 10\text{ k}$ va $R_2 = 1\text{ M}$ bo'lgan invertlovchi kuchaytirgichni olaylik; rezistorlar qarshiliklarining keltirilgan qiymatlari durust bo'lib ko'rinadi, chunki invertlovchi kuchaytirgichning Z_{in} kirish impedansini kam deganda 10 k bo'lishini ta'minlashimiz mumkin. Agar biz ichki shovqinlari kam bo'lgan bipolyar NE5534ni tanlasak ($I_B = 2\text{ }\mu\text{A}$, max) uning chiqishdagi kuchlanish (kirishi yerga ulangan bo'lganida) $100 \times 2\text{ }\mu\text{A} \times 9.9\text{ k} = 1.98\text{ V}$ ($G_{dc} I_B R_{unbalance}$) qiymatni tashkil qilishi mumkin va buni qabul qilib bo'lmaydi. Solishtirish uchun biz yoqtirgan LF411 (JFET- kirishli) op-ampning muvofiq chiqishi (kirishi yerga ulanganida) 0.2 mV bo'ladi xolos; ko'p sxemalar uchun bu kuchlanish ahamiyatsiz bo'ladi va V_{os} yaratgan xatolikni (LF411 uchun kompensatsiya qilinmagan kuchlanish 200 mV bo'lishi mumkin) kompensatsiya qilish mumkin. Siljitish toki yaratgan xatolikni kompensatsiya qilishi uchun bir necha yechimlar bor. Agar siz siljitish toki katta bo'lgan op-ampni ishlatishga majbur bo'lsangiz, ularni kompensatsiya qilish uchun ikki kirishga qarshiliklari teng bo'lgan rezistor o'rnatangiz yaxshi bo'ladi (4.55-rasm). Bu sxemada noinvert kirishga o'rnatilgan rezistor qarshiligi 91 k bo'lishi parallel ulangan 100 k va 1 M rezistorlarning umumiy qarshiligi shu qiymatga teng bo'lgani sabablidir. Feedback zanjiridagi rezistorlarning qarshiligi iloji boricha kichik bo'lishi, ulardan oqqan siljitish toklari katta siljish kuchlanishlarini yaratmasligini ta'minlaydi; rezistorlar qarshiligining tipik qiymatlari op-amp turiga qarab 1 k dan 100 kgacha bo'lishi mumkin. Uchinchi yechim, 4.7B-rasmda ko'rsatilganidek, kuchaytirish koeffitsientni dc uchun birgacha tushirishdan iborat.



4.55-rasm. Bipolyar tranzistorli op-amlarda siljitish toki yaratgan xatolik kompensatsion rezistorlar ishlatilib kamaytiriladi.

Ko'p hollarda eng oson yechim siljitish toki juda kichik bo'lgan op-amp ishlatish bo'ladi. FET yoki MOSFET-kirishli op-amlarning siljitish toki pikoamperlar ko'lamida bo'ladi (temperatura har 10°C ga o'sganida tok qiymati ikki borobarga kattalashadi). Zamonaviy bipolyar tranzistor-kirishli op-amlarda superbetta tranzistorlari yoki siljitish tokini olib tashlovchi sxemalar ishlatilgan va shu bilan siljitish toki juda kichik qiymatlarga tushirilgan; ulardagi siljitish toki temperatura o'sishi bilan biroz kamayadi. Bu op-amlarni ishlatib bipolyar tranzistorli op-amlarning afzalliklaridan, siljitish tokidan tashvish qilmay, foydalanishingiz mumkin (pretsezion, kam shovqinli). Misol uchun, pretsezion, kam shovqinli bipolyar OR-177ning siljitish toki $I_B < 2\text{ nA}$ (tipik), siljitish toklari kompensatsiya qilingan bipolyar LT1012da $I_B = \pm 25\text{ rA}$ (tipik). Arzon, FET op-amlarda, JFET LF411da $I_B = 50\text{ pA}$ (tipik), MOSFET TLC270da $I_B = 1\text{ pA}$ (tipik).

F. Kirishni siljituvchi tok Yuqorida ko'rsatganimizdek, kuchaytirgich sxemasini shunday loyihalash kerakki, sxemaning impedansi siljitish toklari bilan birgalikda yaratgan xatoliklari iloji boricha

²⁷ Ahamiyat beringki, muvofiq kuchaytirish koeffitsienti noinvertlovchi kuchaytirish koeffitsienti bo'ladi: sababi V_{os} xatolik kuchlanishi sxemaning kirishida ta'sir ko'rsatmaydi, ammo kirish terminalarida bo'ladi. Shunda V_{os} kuchlanishi kuchaytirgichning noinvert kirish terminaliga berilganidek effekt hosil qiladi.

kichik bo'lsin. Ammo sharoit katta siljitish tokka ega op-ampni ishlatishni talab etadi yoki o'ta katta Thevenin impedansiga ega bo'lgan signal manbai bilan ishlashga to'g'ri kelgan hollarda ham uchrashi mumkin. Feedback zanjiri tokli bo'lgan op-amlar (misol uchun, AD844), kam shovqinli (e_n) op-amlar (misol uchun, AD797) va keng chastota ko'lamli op-amlar (misol uchun, LM7171) katta siljitish toklariga ega kuchaytirgichlarga misol bo'ladi. Ularning har birining kirish toklari bir necha mikroampnerni tashkil qiladi. Ana shu hollarda siz qo'llagan eng yaxshi yechim op-amlarning kirishlariga dcn kompensatsiya qiladigan rezistorlarni o'rnatish bo'ladi. Ammo shunda ham op-amp kirishlaridagi toklar orasidagi tafovut (assimetriya) chiqishdagi xatolikka sababchi bo'lib qolaveradi ($G_{dc}I_{offset}R_{source}$). Umuman olganda, I_{offset} toki I_{bias} tokidan 2 dan 20 barobargacha kichik bo'ladi (bi-polyar tranzistorli op-amlarda tranzistorlar FETlarga nisbatan yaxshiroq kelishtirilgan bo'ladi).

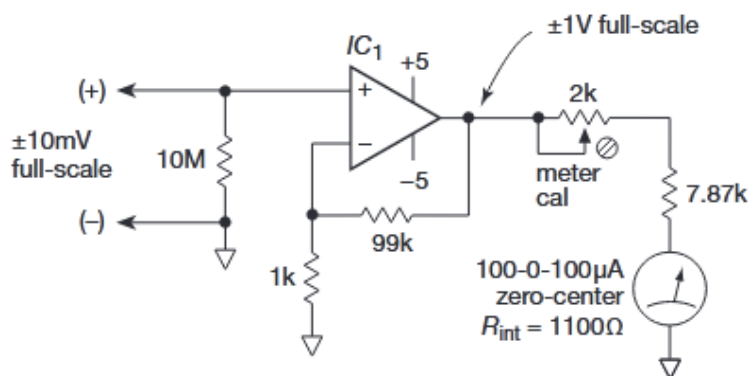
G. Cheklanishlar kompromisslarni nazarda tutadi Biz yuqorida muhokama qilgan op-amp ishlashidagi cheklanishlar loyihalangan deyarli barcha sxemalarning boshqa elementlariga ham ta'sir ko'rsatadi, misol sifatida oddiy invertlovchi kuchlanish kuchaytirgichini olgan edik. Misol uchun, op-ampning kirish toki chiqishdagi kuchlanish xatoligiga olib keladi. Turli op-ampli sxemalarda har xil effektini uchratishingiz mumkin; misol uchun op-ampli integrator sxemasida cheklangan kirish toki (kirishga beriladigan tashqi tok qiymati nolga teng bo'lganida) chiqishida chiziqli o'sadigan ramp kuchlanishi hosil bo'lishiga olib keladi (qiymati o'zgarmaydigan kuchlanishning o'rniga). Op-ampli sxema ishlashini yaxshi bilsangiz, uning ishlashiga op-ampning cheklanishlari qanday ta'sir ko'rsatishini avvaldan aytishingiz mumkin va shunga qarab parametrlari talabingizga muvofiq bo'lgan op-ampni tanlaysiz. Umuman olganda, "eng yaxshi" op-amp bo'lmaydi (narxi noloyiq baland bo'lsa ham): misol uchun, kirish toki eng kichik bo'lgan op-amlar (MOSFETli turlari) odatda katta siljitish kuchlanishiga va kattaroq shovqinlarga ega bo'ladi va aksincha. Malakali loyihachilar sxemada ishlatiladigan komponentlarni tanlashda, uning ishlashini optimizatsiya qilish uchun kompromiss nazar bilan yondoshadilar va qimmat komponentlarni ishlatib "oltin plata" yaratmaydilar. "Op-amp realliklari"ga kelajakda ham murojaat qilishingizga yordam berish uchun op-amlarning siz kutgan ishlatish sohalarini jamlab, o'rtacha xarakteristikalariga ega bo'lgan turlarini (misol uchun LF412 o'rtacha JFET) 4.1-jadvalga jamladik va ularning ichidan har bir parametri bo'yicha eng yaxshisini tanladik. Barcha parametrlari jadvalning "premium" ustuniga tushgan op-ampni topa olmaysiz albatta; *engineering kompromiss san'ati bo'ladi*. Biz yuqorida muhokama qilgan op-amp ishlashidagi cheklanishlar loyihalangan deyarli barcha sxemalarning boshqa elementlariga ham ta'sir ko'rsatadi. Misol uchun, feedback zanjiridagi rezistor qarshiligi chiqishni juda yuklamasligi uchun yetarli darajada katta bo'lishi kerak, ammo lekin ular juda katta bo'ladigan bo'lsa kirishdagi siljitish toklari sezilarli siljitish kuchlanishini yaratish xavfi hosil bo'ladi. Feedback zanjirida mavjud bo'lgan katta impedanslar katta yuklash effekti bilan birga mavjud parazit sig'implar sababli signallarning faza bo'yicha surilishini destabilizatsiya qiladi; xalaqit signallarni sezish imkoniyatini oshiradi va sxemadagi yoyilgan sig'im sababli signalni yuklash effekti kuchayadi. Demak, kompromissga bormasa bo'lmaydi va keng tarqalgan op-amlarning feedback zanjirlarida ishlatiladigan rezistorlar qarshiligi 2k dan 100 kg gacha bo'lishi kerak. Ana shunday kompromisslar barcha elektronika ishlanmalariga taaluqli, shu jumladan tranzistorli sxemalarga ham. Misol uchun, kuchaytirgich tranzistorining sokinlik toki qiymatini belgilashda eng ahamiyatli omil dissipatsiya (sxemaning quvvatni issiqlik sifatida tarqatishi) bo'ladi: katta sokinlik toki kirish tokini oshishiga, manbadan olinadigan ortiqcha tokka, kuchaytirish koef-fitsientining kamayishiga olib keladi, ammo sokinlik tokini kichik qilib olinadigan bo'lsa, uning qiymati siljitish toklari tomonidan chegaralanadi, tokni kuchaytirish koefitsienti kamayadi va signalning o'zgarish tezligi ham kamayadi (sxemaning yoyilgan sig'implari va katta qarshiliklar hisobiga). Bundagi kompromiss kollektor toki qiymatini belgilashda hal bo'ladi: odatda kollektor toki bir necha o'n mikroamperdan bir necha milliamperlar ko'lamida tanlanadi (quvvat kuchaytirgichlarda katta, "mikro-

quvvatli” kuchaytirgichlarda kichik bo‘ladi). Keyingi uchta paragrafda bu muammolarning ba’zilariga chuqurroq kirishamiz va mavjud kompromisslarni sizga tushuntirishga harakat qilamiz.

4.15-masala. Kuchlanishni kuchaytirish ko‘effitsienti 100 va $Z_{in} = 10\text{ k}$ bo‘lgan invertlovchi dc kuchaytirgichi sxemasini chizing. Kirishdagi sızish ihroj toklarini kompensatsiya qiladigan komponentlarni va chiqish kuchlanishini siljituvchi trimmerini ham qo‘shing (1 va 5 pinlari oralig‘iga 10 k potensiometr o‘rnatib, o‘rta terminalini Vga ulang... $Z_{in} \geq 10^8$ bo‘lishi uchun qo‘shimcha komponentlar kiritib).

4.4.3 Misollar: sezgir millivoltmetr

Bu suyaklarga et bitirish uchun, keling eng oddiy loyiha misoliga nazar solaylik- dc kuchaytirish ko‘effitsienti juda katta bo‘lgan, katta kirish impedansli va shkalasining nol belgisi markazda joylashgan analogli millivoltmetrni ko‘rib chiqamiz. Biz to‘liq shkala bo‘yicha sezgirlik $\pm 10\text{ mV}$ va kirish impedansi $10\text{ M}\Omega$ bo‘lishiga intilamiz. 4.56-rasmda millivoltmetrning boshlang‘ich sxemasi ko‘rsatilgan, sxemaning quvvat manbai $\pm 5\text{ V}$ kuchlanish beradi (quyida bu to‘g‘risida kengroq), kuchaytirish ko‘effitsienti 100 va op-ampning chiqishini $\pm 1\text{V}$ to‘liq ko‘lamda belgilaymiz. O‘lchash vositasining nol belgisi shkalaning markazida bo‘lib $100 - 0 - 100\text{ }\mu\text{A}$ toklarda strelkasi ikki tomonga to‘liq og‘adi, shkala “- 10 mV 0 10 mV” bilan gradatsiya qilingan. Sxema juda oson bo‘lib tuyuladi va haqiqatan ham shunday. Ammo biz ehtiyotkorlik choralarini ko‘rmasak u yaxshi ishlamaydi. IC₁ sifatida so‘zsiz LF411ni tanladik deylik, va shu bilan JFET-kirishli op-ampning bizga kerak bo‘lgan kichik siljitish tokli turini tanladik. Op-ampning kirish terminallarini qisqa tutashtirsak chiqishdagi o‘lchash vositasining markazda turishi kerak bo‘lgan strelkasi $\pm 2\text{mV}$ belgisida to‘xtadi. Buning sababi 411ning siljitish kuchlanishi $V_{OS} = 2\text{ mV}$ (max) bo‘lganida. Ideal holatda bu o‘lchash vositasining kirish terminallari o‘zaro qisqa tutashtirilganida yoki uziq



4.56-rasm. Analogli sezgir millivoltmetr; tanlangan IC₁ ni matnda toping

bo‘lganida, uning strelkasi nolni ko‘rsatishini xohlar edik, shunda real“nol”holati to‘liq shkalaning 1%dan katta bo‘lmagan qiymatiga to‘g‘ri kelishi kerak. Yaxshi, biz analogli millivoltmetr strelkasini, kirishlari qisqa tutashtirilganida, nolga o‘rnatish uchun unga ketma-ket trimmerni qo‘shdik va strelkani nolga o‘rnatdik. O‘lchash vositasini joyida qoldirib tushlik qilgani ketdik va qaytib kelganimizda, terminallari qisqa tutashtirilgan asbobning strelkasi $- 0.2\text{ mV}$ ko‘rsatib turishini qayd etdik. Buning sababi, o‘lchash vositasi quyoshda qolib, temperaturasi 10°C ga ko‘tarilgani bo‘lgan, chunki LF411 siljitish kuchlanishining temperatura ko‘effitsienti $TCV_{OS} = 20\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$, max. Yaxshi, biz uni quyosh nurlari ostida ishlatmaymiz! Endi biz uni sovishini kutdik. Sovigan o‘lchash vositasining strelkasi yana nolni ko‘rsatgani bizni xotirjam qildi. Endi asbobni kuchlanish bo‘luvchisida sinamoqchi bo‘ldik, ammo uning qisqa tutashtirilgan o‘lchash terminallarini uzganimizda strelka noldan $+2\text{mV}$ o‘lchamga o‘tib oldi! Buning sababi op-ampning sızish ihroj toklari bo‘lib chiqdi, uning spetsifikatsiyasida qayd etilgan qiymati xona temperaturasida 200 rA (max)ga teng. Bu katta tok bo‘lmasa ham kirishdagi 10 M

qarshilikli rezistordan oqishi natijasida 2000 μV kuchlanish tushuvini hosil qiladi va shu qiymatni asbobning strelkasi ko'rsatib turadi. V_{OS} muammosini biz pretsezion bipolyar op-ampni ishlatish bilan hal qilishimiz mumkin, ammo bunda I_B toklari muammosiga duch kelamiz. Bizga kerak bo'lgan op-amp $V_{OS} < 100 \mu\text{V}$ va $I_B < 10 \text{ pA}$ parametrlarga ega bo'lishi kerak. Muammoning yechimi FET kirishli op-ampni, misol uchun ORA336ni ishlatish bo'ldi (trimmerlanmagan 125 μV va 10 rA). Uni trimmerlamasdan ham ishlatga bo'ladi, asbobni birlamchi sozlashda trimmerlasa ham bo'ladi. LTC1050C va AD8638 kabi "chopper" op-amlarni ishlatga yanada yaxshi natijaga erishish mumkin (5.6-jadval). Bu op-amlarni "nol dreyfli" yoki "avto-nolli" kuchaytirgich deb ham atashadi. Keyingi bobda ularni ko'rib chiqamiz; shu joyda sizga kerak bo'lgan narsa ularning spetsifikatsiyasi bo'ladi xolos $V_{OS} < 5 \mu\text{V}$, $TCV_{OS} < 0.05 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ va $I_B < 50 \text{ pA}$ (bu ko'rsatgichlar LT1050 eng arzon S-namunalarining eng yomon qiymatlari bo'ladi). *Yakuniy amal:* yaratilgan analogli millivoltmetrni endi sozlash (kalibrlash) kerak bo'ladi. Ammo sozlash amalilini qo'l bilan bajarishdan voz kechish yaxshi bo'ladi. O'lchash vositasining sxemasiga tok qiymatini sezuvchi rezistor kiritilsa, kalibrlashdan qutilish mumkin. Bu mavzuga biz 5-bobda pretsezion sxemalarni chuqur tahlil qilganimizda qaytamiz (§5.2).

4.4.4 Chastota ko'lamini va op-ampli tok manbai

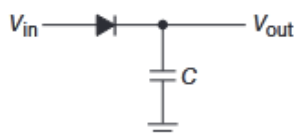
Yuqorida §4.2.5da qayd etganimizdek op-amp asosida yaratilgan tok manbaining ishlashi op-ampning kuchlanish bo'yicha kuchaytirish ko'effitsienti (halqa kuchaytirish ko'effitsienti) hisobiga o'zining aslida kichik bo'lgan R_0 ($\sim 100 \Omega$ *atrofida*) chiqish qarshiligini kattalashtiradi (5.20-rasmni ko'ring); chastota o'sganida ochiq halqa kuchaytirish ko'effitsienti kamayib, chiqish impedansini kamayishiga olib keladi. Boshqacha qilib aytganda, op-ampli tok manbaini noyob sxema desa bo'ladi, chunki op-ampning aslida kichik chiqish impedansi, (ya'ni uni kuchlanish manbai desa bo'ladi) teskari tomonga o'zgargani (ya'ni o'sgani) sababli kuchaytirish ko'effitsientini ko'tarish kerak bo'ladi. Buni raqamlarda ifodalasa bo'ladi: op-ampning chastota ko'lamini belgilovchi f_T chastotasi cheklangan bo'lgani sababli, op-ampli tok manbaining chiqish impedansi katta chastotalarda $R_0 f_T / f$ bilan ifodalanadi; f_T chastotasiga erishilgan signal chastotasida chiqish impedansi o'zining asl R_0 qiymatiga teng bo'lib qoladi. Shunga o'xshab, cheklangan yuksalish tezligi ham tok manbaining chiqish impedansiga ta'sir ko'rsatadi- uni shuntlangan kondensatorga o'xshatib qo'yadi. Bularni endi qanday tushunish kerak: real sig'im bilan yuklangan tok manbaida signalni yuksalish tezligi $S = dV/dt = I/C$ bilan ifodalanadi; demak maksimal yuksalish tezligida ishlagan tok manbaini effektiv $C_{eff} = I_{out}/S$ sig'im bilan yuklangan ideal tok manbai desa bo'ladi. Misol uchun, chiqish toki 10 mA bo'lgan, yuksalish tezligi 1 V/ μs op-ampda yaratilgan bo'lsa, uning effektiv sig'imli yuklamasi 10 nF bo'ladi; bu sig'im katta quvvatli MOSFETlarning chiqish sig'imidan ham katta.

4.5 Op-ampli sxemalarni tanlash bo'yicha mulohazalar

Quyida ko'rib chiqmoqchi bo'lgan sxemalarga op-amp parametrlarining cheklanishlari katta ta'sir ko'rsatadi; biz bularni chuqurroq tushuntirishga kirishamiz.

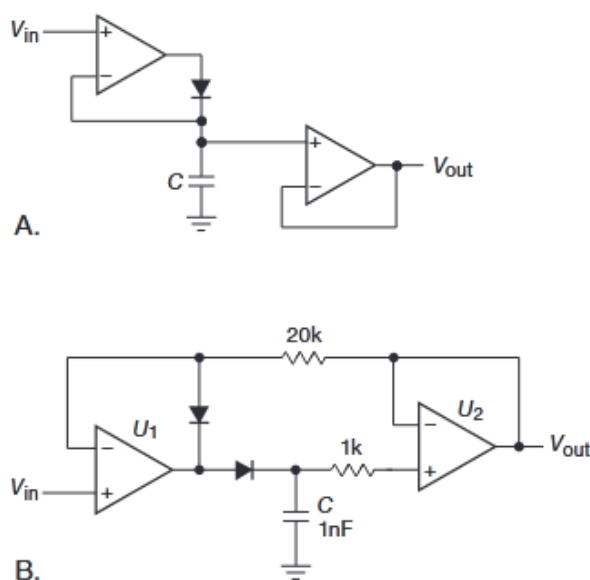
4.5.1 Aktiv pik detektor (active peak detector)

Juda ko'p sxemalarda kirishiga berilgan signalning maksimal (peak) qiymatini aniqlash kerak bo'ladi. Buning eng oson usuli diod va kondensator bo'ladi (4.57-rasm). Kirish signalining eng yuqori nuqtasigacha C kondensatori zaryadlanadi va shu qiymatni, diod teskari siljirilganiligi sababli, o'zida saqlab qoladi.

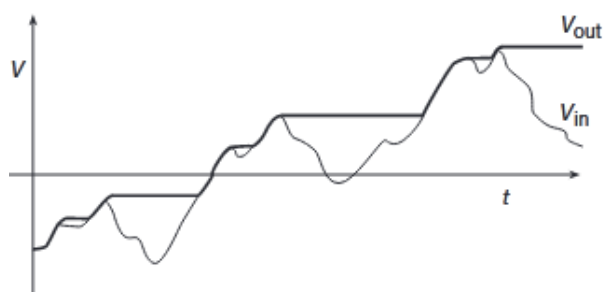


4.57-rasm. Passiv pik detektor.

Bu usulning ma'lum kamchiliklari bor. Sxemaning kirish impedansi signal kuchlanishiga qarab o'zgarib turadi va maksimal holatiga kelganida juda kichik bo'ladi. Shu bilan birga dioddagi kuchlanish tushuvi sababli sxema, amplitudasi 0.6Vdan kichik bo'lgan signallarni sezmaydi va amplitudasi katta bo'lgan signallarga (diod kuchlanish tushuviga teng bo'lgan) xatolik kiritadi. Dioddagi kuchlanish tushuvi temperatura va tokka bog'liq bo'lgani sababli, sxemaning noaniqligi tashqi muhit temperaturasi va chiqishdagi kondensatorni zaryadlash tezligiga bog'liq bo'ladi; $I = C(dV/dt)$ ni eslang. Sxemaning kirishiga o'rnatilgan emitter qaytargichi faqat birinchi muammoni qisman hal qiladi. 4.58A-rasmda sxemani mukammallashtirish uchun feedbackning samarali sifatlaridan foydalanilgan. Feedback kondensatordagi kuchlanishdan olinsa dioddagi kuchlanish tushuvi ahamiyatsiz bo'lib qoladi. Sxema chiqishida kuzatiladigan signal shaklini 4.59-rasmda ko'rishingiz mumkin.



4.58-rasm. A. Op-ampli pik detektor (to'g'rirog'i "peak tracker"). B. Pik detektorining mukammallashtirilgan sxemasi qisqa piklarni ham qayd etadi, chunki sxema kirishidagi op-amp kuchlanishi manfiy to'yinishdan kamaymasligi kerak.



4.59-rasm. Pik detektorining chiqishidagi signal ko'rinishi Op-ampdagi cheklanishlar bu sxemaga quyidagi ta'sirlarni ko'rsatadi.

(a) Op-ampning yuksalish tezligi parametri, kirishdagi signal o'zgarishlari nisbatan kichik bo'lsa ham, ta'sir ko'rsatadi. Buni tushunish uchun bilingki, op-amp kirishidagi musbat signal chiqishidagidan

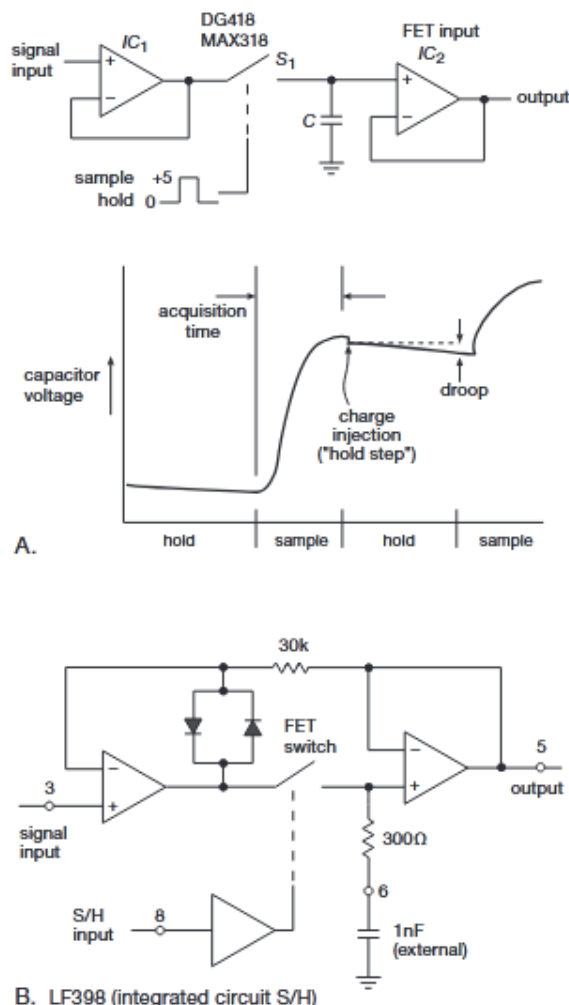
kichik bo'lganida op-ampning chiqishi manfiy to'yingan holatga o'tib qoladi (op-amp kuchlanishlari shaklini qog'ozga chizishga harakat qiling; dioddagi musbat kuchlanish tushuvini unutmang). Demak, op-ampning chiqish kuchlanishi, kirish kuchlanishi chiqish kuchlanishidan keyingi marta katta bo'lganida chiqish kuchlanishi (plyus dioddagi kuchlanish tushuvi) qiymatiga qaytishi kerak. Yuksalish tezligi S bo'lsa, bu holatni qo'pol shaklda $(V_{out} - V_-)/S$ ifodalasa bo'ladi, bunda V_- quvvat manbaining manfiy kuchlanishi 4.58B-rasmda keltirilgan mukammallashtirilgan sxema bu muammoni hal qiladi. (b) Kirishdagi siljitish toklari kondensator razryadlanishini (siljitish tokining oqish yo'nalishiga qarab zaryadlanishi ham bo'lishi mumkin) sekinlashishiga sabab bo'ladi. Bunday holatni "droop" – osilib qolish deb ham ataydilar va buni yo'q qilishning eng yaxshi yo'li siljitish toklari kichik bo'lgan op-ampni ishlatish bo'ladi. Shuningdek, sizish ixroj toklari kichik bo'lgan diodlarni ishlatish kerak (misol uchun, 20 Vda teskari toklari 1 rAdan kam bo'lgan FJHI 100, "FET-diode" PAD5 yoki diod sxemasida ulangan JFET 2N4417; 1x-bobdagi diod mavzusini ko'ring). Sxemada ikkinchi kaskadining ham kirish impedansi katta bo'lishi kerak (ideal holda FETli yoki FET- kirishli op-amp bo'lishi kerak). (c) Op-ampning maksimal chiqish toki kondensator zaryadlanish tezligini chegaralaydi, ya'ni chiqishdagi kuchlanishning o'zgarish tezligi kirishdagi kuchlanish tezligi ortidan izlab ulgurishini taqozo etadi. Demak, shunda kondensator sig'imini tanlashda osilib qolish bilan chiqishning katta yuksalish tezligi orasida kompromissga borish kerak bo'ladi. Misol uchun, LM 358 op-amp (siljitish toklari katta bo'lgani uchun yaxshi tanlov emas) bilan bu sxemada $1\mu F$ sig'imli kondensator ishlatsak, uning zaryadlanishining osilib qolishi (ya'ni zaryadlanish tezligi) $dV/dt = I_B/C = 0.04 V/s$ bo'ladi (shunda $I_B = 40nA$ "tipik" qiymatini olamiz; eng yomon tanlovda $I_B = 500nA$ kondensatorning zaryadlanish tezligi $0.5 V/s$) va kirishdagi signal o'zgarishi ketidan faqat $dV/dt = I_{output}/C = 0.02 V/\mu s$ tezligida harakatlanadi. Bu maksimal izlash tezligi op-ampning $0.5 V/\mu s$ yuksalish tezligidan ancha kichik bo'lib, maksimal 20 mA chiqish toki bilan $1\mu F$ sig'imni zaryadlaydi. C kondensator sig'imini kamaytirish bilan birga siz izlash tezligi hisobiga kattaroq yuksalish tezligini tanlashingiz mumkin. Reallikka yaqinroq bo'lgan tanlov mashhur TLC2272 MOSFET-kirishli op-ampni drayver va chiqish qaytargichi sifatida (1 rA tipik siljish toki bilan) ishlatib kondensator sig'imini $C = 0.01\mu F$ olish bo'ladi. Bu kombinatsiyada izlash tezligi atigi $0.0001 V/s$ va sxemaning umumiy yuksalish tezligi $2 V/\mu s$ bo'ladi. Sxemaning ishlashini yanada yaxshilamoqchi bo'lsangiz, LMC660 yoki LMC6041 kabi MOSFET op-amlarni ishlatib, ularning tipik kirish toki 2 femtoamperga teng. Kondensator yoki diodning (yoki ikkisinin ham) sizish ixroj toklari, juda yaxshi (polistirol yoki polipropilenli) kondensator ishlatilgan bo'lsa ham, sxema ishlashini chegaralaydi (1x-bobni ko'ring)²⁸.

A. Pik detektorini qayta o'rnatish (resetting a peak detector)

Amaliy sxemotexnikada, odatda, pik detektorining chiqishi turli usullar bilan qayta nolga tushiriladi. Bu funksiyani amalga oshirish yo'llaridan biri kuchlanish qiymatini saqlovchi kondensatorga parallel rezistor ulash bo'ladi, shunda pik detektorning chiqishi RC vaqt konstantasi bilan razryadlanadi. Bunday sxemada kondensator faqat oxirgi zaryadlagan kuchlanishning pik qiymatini saqlab qoladi. Kondensatorga parallel tranzistor o'rnatish yaxshiroq usul deb hisoblanadi; tranzistorning bazasiga berilgan qisqa impulC kondensatorni razryadlab yuboradi va pik detektor chiqishini nolga tushiradi. Bu joyda FET kommutatori odatda ishlatiladi. Misol uchun, 4.58-rasmdagi sxemada siz C kondensatoriga

²⁸ Kondensatorlarning ixroj toklari to'g'risida gapirganimizda, biz taxmin qilgan jarayondan ancha ko'p omillar bor: dielektrik absorbsiya ("DA") deb atalgan effekt ideal kondensator bilan ishlaydigan sxemada jiddiy muammolar yaratishi mumkin. Bu effektini quyidagi tajribada yaqqol ko'rish mumkin: tantalli kondensatorni 10 V yoki shunga yaqin kuchlanishgacha zaryadlang va uni ma'lum vaqtga qoldirib, so'ng 100 Ω qarshilikli rezistor bilan uning terminalarini tezkor tutashtirib, kondensatorni razryadlang. Rezistorni olib qo'yib, kirish impedansi katta bo'lgan voltmetr bilan kondensator qolgan kuchlanishni o'lchang. Kondensator qayta zaryadlanib qolgani sizni hayratga soladi. Bir necha sekunddan so'ng undagi kuchlanish qiymati bir volt yoki shunga yaqin bo'lishi mumkin! Bu noxush effekt tabiati batafsil 1x-bobda va §5.6.2da ko'rib chiqiladi.

parallel 2N7000 n-kanalli MOSFETni ulashingiz mumkin; uning gatei bir onga musbat bo'lishi kondensatordagi kuchlanishni nolga tushiradi. Integral CMOS analogli kommutator (MAX318ga o'xshash, tokni cheklash uchun ketma-ket ulangan rezistor ulangan) diskret nMOS (n- tip metal –oksid yarimo'tkazgich) tranzistorining o'rniga ishlatilishi mumkin.



4.60-rasm. Sample - and –hold (S/H): xo‘plab saqlash sxemalari: A.Standart sxema kattalashtirilgan signal ko‘rinishi bilan; B. Yakka chipli LF398 S/H .

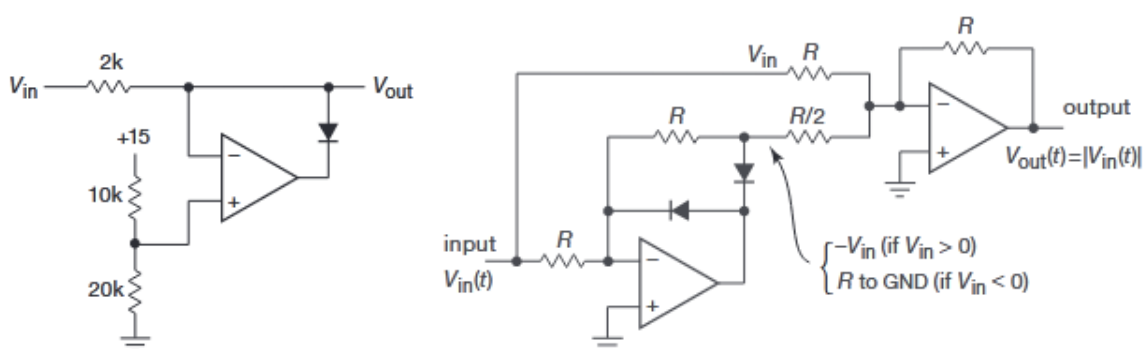
4.5.2 Sample – and – hold

Pik detektorga eng yaqin bo‘lgan qurilma “Sample – and –hold” (S/H) - “xo‘plab saqla” sxemasi bo‘ladi (ba’zi hollarda uni “follow – and – hold” deb ham atashadi). Bu sxema, ayniqsa, raqamli sistemalarda juda mashhur. Bir yoki bir necha analogli kuchlanishlarni kompyuterga kiritish uchun ularni raqamlarga konversiya qilish kerak bo‘ladi: buning eng yaxshi yo‘li kuchlanish qiymatini ushlab olib, qisqa muddatga ushlab turish bo‘ladi. Shu saqlab turilgan vaqt davomida analogli kuchlanish qiymati raqamlarga konversiya bo‘ladi. S/H sxemasining tarkibi op-amp va FETli kommutatordan iborat; 4.60A-rasmda sxemaning ideyasi ko‘rsatilgan. IC₁ qaytargichi kirishdagi signalning past impedansli nusxasini yaratib berish uchun ishlatiladi. CMOSli analog signallar kommutatori S₁ kirishdan “namuna” olish vaqtida ulanib, signalni o‘tkazadi, “saqlash” vaqti davomida bo‘lsa uzib qo‘yadi. Kommutator uzilganida, avval undan o‘tgan signal kuchlanishi qiymati C kondensatorda saqlanib qoladi. IC₂ kirish impedansi katta bo‘lgan (FET-kirishli) qaytargich bo‘lgani tufayli “saqlash” vaqti davomida kondensator toki minimizatsiya qilingan bo‘ladi. C kondensator sig‘imining qiymati kompromiss

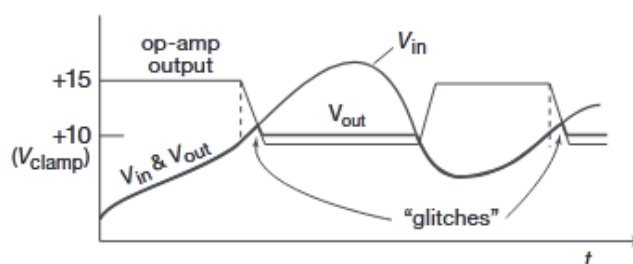
asosida tanlanadi: C_1 va IC_2 orqali oqib o'tgan sizish ihroj toklari kondensatordagi kuchlanishni "saqlash" vaqti davomida $dV/dt = I_{leakage}/C$ ga muvofiq biroz pasayishiga ("droop") sabab bo'ladi. Demak, bundan kondensatorning sig'imi katta bo'lishi kerak, degan fikrga kelamiz. Ammo C_1 ning ulangan (ON) holatidagi qarshilini C kondensator sig'imi bilan past chastotali filtr hosil qiladi, demak katta tezlikda o'zgaradigan signal aniqligi kamaymasligi uchun kondensatorning sig'imi kichik bo'lishi kerak. IC_1 qaytargichi C kondensatorni zaryadlash toki bilan ta'minlay olishi kerak ($I = CdV/dt$), uning yuksalish tezligi kirish signalining o'zgarish tezligiga muvofiq bo'lishi kerak. Amalda, to'liq sxemaning yuksalish tezligini IC_1 qaytargichining chiqish toki va C_1 ning ON holatidagi qarshiligi cheklaydi.

4.16-masala. IC_1 qaytargichi chiqishida 10 mA tok ta'inlaydi va $S = 0.01 \mu F$ qiymatiga ega deylik. Shunda sxema qanday yuksalish tezligi bilan signalni aniq qaytarishi mumkin? Agar C_1 ning ON holatidagi qarshiligi 50Ω bo'lsa, signalning yuksalish tezligi $0.1V/\mu s$ bo'lganida chiqish xatoligi qancha bo'ladi? Agar C_1 va IC_2 ning umumiy ixroj toki 1 nA bo'lsa, "saqlash" vaqti davomida signalning so'nishi (droop rate) qancha bo'ladi?

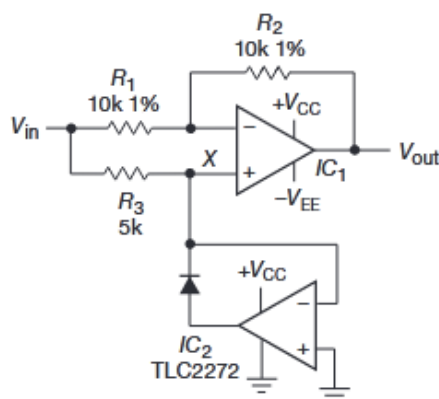
S/H va pik detektorining sxemalarida op-amp yuklamasi sig'imli tabiatga ega. Bunday sxemalar loyihalaganda tanlagan op-amp sig'imli yuklama bilan stabil, birga teng, kuchaytirish koeffitsientiga ega bo'lishini ta'minlashingiz kerak bo'ladi. Ba'zi op-amp'lar (misol uchun Linear Technology's "GLOBAL stable" op-amps) mahsuloti bo'lgan LT1457) katta sig'imli ($0.01 \mu F$) yuklama bilan ishlashga maxsus yaratilgan. Ishlatilishi mumkin bo'lgan boshqa usullar to'g'risida §4.6.1 va 4x-bobda ma'lumot berilgan. Bu eskiz bo'yicha S/H sxemasini yaratishingiz shart emas, chunki sizga kerak bo'lgan barcha sxematik elementlarni o'z ichiga olgan ajoyib monolitik integral sxemalar ishlab chiqarilgan. National firmasining mashhur LF398 integral sxemasi FETli kommutator va ikki op-ampdan tashkil topgan va arzon (\$1.25) 8-pinli korpusga joylashtirilgan. 4.60B-rasmda uni qanday ishlatilishi ko'rsatilgan. Feedback zanjiri ikki op-ampni halqaga olganiga ahamiyat bering. LF398 dan yaxshiroq ishlaydigani sizga kerak bo'lsa, S/H integral sxemalarining juda ko'p ajoyib namunalar bor. Misol uchun, Analog Devicesning AD783 integral sxemasida ichki kondensatori ham bor va maksimal diskretizatsiya vaqti $0.4 \mu s$ 0.01% aniqlikda 5 voltgacha kuchlanishgacha ishlaydi.



4.61-rasm. Aktiv cheklovchi 4.63 –rasm. Aktiv ikki yarim-davrlı to'g'rilagich



4.62-rasm. Cheklangan yuksalish tezligi sababli hosil bo'lgan cheklovchining chiqishidagi "glitchlar"

4.64-rasm. Boshqa ikki yarim davrli to'g'rilagich sxemasi; er IC₂ ning manfiy manba kuchlanishi ekanligiga ahamiyat bering.

4.5.3 Aktiv cheklovchi (active clamp)

4.61-rasmda keltirilgan sxema biz 1-bobda ko'rib chiqqan signal cheklovchisining aktiv versiyasi bo'ladi. Sxema kirishiga beriladigan signallarning $V_{in} < +10\text{ V}$ ko'lamida op-ampning chiqishi musbat tomonga to'yingan holatida bo'ladi va $V_{out} = V_{in}$ chiqishdagi kuchlanish kirishdagidek bo'ladi. V_{in} kuchlanishi $+10\text{ V}$ to'ldan katta bo'ladigan bo'lsa diod feedback zanjirini tutashtiradi va chiqish kuchlanishini $+10\text{ V}$ qiymatida cheklaydi, ya'ni kuchlanishi $+10\text{ V}$ to'ldan katta bo'lgan signallar chiqishga o'tmaydi. Bu sxemada, op-ampda signalning yuksalish tezligi cheklanganligi sababli kirish kuchlanishi quyidan chegara kuchlanishi qiymatiga yetganida kichik "glitch"lar - shovqin signallar paydo bo'ladi (4.62-rasm).

4.17-masala. 4.5.3-rasmda sxemasi keltirilgan aktiv cheklovchi 4.58A-rasmdagi pik detektoriga o'xshab signal yuksalish tezligining cheklanganligi ta'sirida bo'ladi. Aktiv cheklovchi sxemasini 4.5.8B-rasmda keltirilgan sxemaga o'xshab mukammallashtirishga harakat qiling.

4.5.4 Absolyut qiymatni olish sxemasi

4.63-rasmda keltirilgan sxema chiqishida kirish signalning to'liq qiymatiga teng bo'lgan musbat kuchlanish beradi; bu ikki yarim davrli to'g'rilagich sxemasi bo'ladi. Odatda, op-amp va feedback ishlatilganda passiv ikki yarim davrli to'g'rilagichda dioddagi musbat kuchlanish tushuvi yo'qotiladi. Sizga, chiqishi kirishdagi signal absolyut qiymatining *logarifmiga* proporsional bo'lgan sxema kerak bo'lib qoldi, deylik. Bu masalaning oson yechimi, ikkinchi op-ampning feedback zanjiriga rezistorning o'rniga diod (yoki bazasi kollektoriga ulangan tranzistor) o'rnatish bo'ladi; shunda Ebers – Moll tenglamasiga muvofiq diodning volt-ampere xarakteristikasi ishlatiladi. Bu logarifmik kuchaytirgichlarning asosi bo'ladi (4x-bob); sxemaga, V_{BE} kuchlanish tushuvining temperaturaga bog'liqligini kompensatsiya qilish uchun, qo'shimcha komponentlar kiritish kerak bo'ladi.

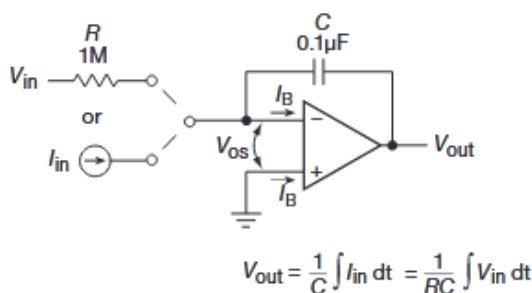
4.18-masala. 4.63-rasmda keltirilgan sxema ishlashini tushuntirib bering. Maslahat: avval kirishga musbat kuchlanish berib, nima bo'lishini ko'ring; so'ng manfiy kuchlanish bering.

4.64-rasmda absolyut qiymat olish sxemasining boshqa varianti keltirilgan. Bu sxemani operatsion inverter (IC₁) va aktiv cheklovchining (IC₂) kombinatsiyasidan iborat. Kirishdagi kuchlanish manfiy bo'ladigan bo'lsa, aktiv cheklovchi X nuqtasini yer potensialida ushlab turadi va IC₁ ni kuchaytirish koeffitsienti birga teng bo'lgan inverterga aylantiradi; kirish kuchlanishi musbat bo'lganida chek-

lovchining chiqishi to'yingan holatga o'tib IC_1 ni qaytargichga aylantiradi. Shunda uning chiqishi kirishdagi kuchlanishning absolyut qiymatiga teng bo'ladi. IC_2 ni yagona musbat kuchlanishdan foydalansangiz cheklovchiga yuksalish tezligi cheklanganlikning ta'siridan qutilasiz, chunki uning chiqishi faqat dioddagi kuchlanish tushuvi ko'lamida o'zgaradi. R_3 rezistori qarshiligi katta aniqlikda bo'lishi shart emasligiga ahamiyat bering.

4.5.5 Integrator sxemasiga chuqurroq nazar

§4.2.6da op-ampli integrator to'g'risida kirish qilgan edik. Unda op-amp kirishidagi mavjud ihroj toklari va siljitish kuchlanishlari haqida so'z yuritmagandik. Bu sxemaning (4.16-rasm) yagona muammosi shundaki, kirishi yerda bo'lsa ham, chiqishi nolda turmasdan, op-ampning ihroj va siljitish toklari sababli asta o'zgarib turadi (bunda dc bo'yicha feedbackning §4.2.7dagi uchinchi qoidasi buzilishi nazarda tutilmagan). Bu muammoni, kirish toklari va siljitish kuchlanishi kichik bo'lgan FETli op-amplarni ishlatib va kirishdagi siljitish kuchlanishni trimmer bilan bilan sozlash hamda nominal qiymati katta bo'lgan C va R ishlatish bilan kamaytirish mumkin. Chiqishi har bir siklda, kondensatorni qisqa tutashtirish bilan, nolga tushiriladigan integratorlarda (4.18A-C-rasmlar) faqat qisqa vaqt davomidagi kuchlanishning dreyfi ahamiyatli bo'ladi.



Current Error				
	$I_e = I_B$	always [+ V_{os}/R]	if voltage input Total Current Error	
			I_{input}	V_{input}
OP27E	40nA	[+ 25pA] (25μV/1M)	40nA	40nA
LMC6042A	4pA	[+ 3nA] (3mV/1M)	0.004nA	3nA
OP97E	100pA	[+ 25pA] (25μV/1M)	0.1nA	0.13nA

4.65-rasm. Integratorning xatoliklari: siljitish toki va siljitish kuchlanishi

Bu muammoni chuqurroq ko'rib chiqish foydali bo'ladi. 4.65-rasmdagi integrator sxemasiga e'tibor bering; uning kirishiga berilgan kuchlanish V_{in} (op-ampda xatolik bo'lmagan holda jamlovchi nuqtada $I = V_{in}/R$ tokini hosil qiladi yoki tok I_{in} (bunda kirishdagi R rezistorini olib qo'yasiz) berilishi mumkin. Ideal integratorning chiqishidagi kuchlanish quyidagicha ifodalanadi:

$$V_{out} = -\frac{1}{C} \int I_{in}(t) dt = -\frac{1}{RC} \int V_{in}(t) dt.$$

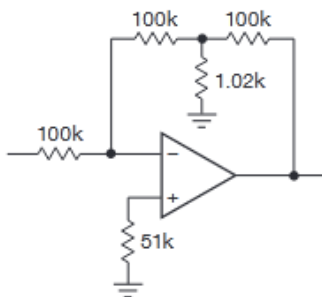
Op-amp kirishidagi I_B va V_{OS} xatoliklarni ta'sir etish effektini ko'rsatish oson. Avval kirishi tokli integrator sxemasini ko'rib chiqaylik²⁹. Op-ampning I_B siljitish toki I_{in} kirish tokining asl qiymatiga qo'shiladi (undan ayiriladi); boshqa tashqi toklar bo'lmaganida integratorning chiqishi chiziqli (ramp) o'sadi, o'sish tezligi $dV_{out}/dt = I_B/C$. Boshqa tomondan op-amp kirishini siljitish kuchlanishi chiqish kuchlanishini V_{OS} kuchlanishiga siljitadi, rampingsiz³⁰. S feedback kondensatorini qisqa tutashtirib integrator chiqishini qayta tiklasangiz, kuchlanishi nol emas V_{OS} bo'ladi. Keling jarayonni raqamlar ifodasida ko'rib chiqaylik. 4.65-rasmdagi sxemada C kondensator sig'imini $0.1 \mu F$ (kuchlanishli kirish uchun) va R rezistor qarshiligini $1 M\Omega$ qiymatlarda erkin tanladik. Shunda, $1 \mu A$ musbat kirish toki chiqishda yaratgan ramp $-10V/s$ tezlikda o'zgaradi. Bipolyar OR27E pretsezion op-ampni tanlasak, uning nisbatan katta bo'lgan $\pm 40 \mu A$ kirish toki chiqishda $dV_{out}/dt = I_B/C = \pm 0.4V/s$ tezlikda o'zgaradigan ramp hosil qiladi. Bu yaxshi emas, ayniqsa, siz integrallash davrini bir necha sekund yoki undan ko'p bo'lishini istasangiz. Keling, shu kamchilikni kichik siljitish tokli op-amp tanlash bilan to'g'rilaylik, misol uchun CMOS LMC6041Ani tanlaymiz (shartli belgilaridagi harflar ularning sifatini ko'rsatadi, biz eng yaxshisini tanlaymiz). Bu op-ampning spetsifikatsiyasida keltirilgan maksimal siljitish toki, ishlash tempetaruralari ko'lamida $4 rA$ (ammo datasheetida keltirilgan "tipik" qiymati hayratga soladigan $2fA$ yoki $2 \cdot 10^{-15} A$). Endi, kirishda boshqa signal toki bo'lmaganida rampning "tipik" tezligi $dV_{out}/dt = I_B/C = \pm 40\mu V/s$ bo'ladi. "Tipik" ramping tezligi 2000 barobar kichik, spetsifikatsiyaga ishonadigan bo'lsa; oddiy ifodalaganda $0.02 \mu V/s$. Shu joyga kelganda, barcha integratorlarda I_B siljitish toki eng kichik bo'lgan op-amp tanlash to'g'ri bo'lar ekan degan tushuncha paydo bo'ladi. Ammo, achinarlisi shuki, hayot ancha murakkab. Ayniqsa, agar integrator kuchlanishli kirish sxemasida bo'lsa, ya'ni kirishiga ketma-ket R rezistor ulanadigan bo'lsa, V_{OS} siljitish kuchlanishining o'zi, kirish yerga ulangan bo'lsa ham chiqishda ramp hosil qiladi. Aytaylik, kirish yerga ulangan ($V_{in} = 0$), shunda op-amp kirishlarini ularning oralig'idagi V_{OS} kuchlanishi bilan muvofiqlashtirishga harakat qiladi; kichik kuchlanish $I = V_{OS}/R$ tokni rezistorda hosil qiladi. Bu tok feedback kondensatori orqali oqib o'tishi kerak, ya'ni op-ampning chiqishi ramp shaklida o'sib, hosil qilgan tok op-amp kirishlaridagi kuchlanishlarning farqi V_{OS} kuchlanishiga tenglashtirish uchun kerak bo'ladi. Boshqacha qilib aytganda, bu tok kirish tokidek ta'sir qiladi $I = -V_{OS}/R$. Op-ampni tanlash juda aniq bo'lmadi! 4.65-rasmga yana qarang. Juda kichik siljitish tokli CMOS op-ampning siljitish kuchlanishi ancha katta bo'ladi, $V_{OS} = 3mV$ (max). Demak, bu sxemada siljitish kuchlanishi³¹ nA ekvivalent kirish tokini hosil qilishi mumkin ($3mV$ $1 M\Omega$ da); bu o'zining siljitish toklari qo'shgan ulushdan taxminan ming barobar ko'p va bipolyar OR27E op-ampga o'xshash bo'lib qoldi. Keltirilgan sxema parametrlarini saqlab qolib, unda minimal dreyf bo'lishini istasangiz, optimal yechim kichik siljitish toklari va kichik siljitish kuchlanishi parametrlari bo'yicha kompromissga kelgan holda op-amp tanlash bo'ladi; yuqori aniqlikka erishish uchun op-ampning umumiy xatolik toki $I_E = I_B + V_{OS}/R$ minimal qiymatga ega bo'lishi kerak. Siljitish toklari ichki sxemalar bilan kompensatsiya qilingan, bipolyar OR97E pretsezion (siljitishi kichik) op-ampi yaxshi tanlov bo'ladi. Uning maksimal $I_B = 0.1 nA$ va $V_{OS} = 25\mu V$ shunda muvofiq eng katta tok xatoligi $I_E = 0.125 nA$ bo'ladi, bu LMC6041Aning tok xatoligidan 25 barobar va OR27dan 320 barobar yaxshi. Op-ampning I_B va V_{OS} qiymatlanining integrator xatoligiga qo'shgan ulushini R qiymati bilan masshtablasi bo'ladi. Demak, op-ampning I_B toki yaxshi, va V_{OS} qiymati o'rtacha bo'lsa rezistor qarshiligini kattaroq olishingiz mumkin. Agar integratordagi dreyf shunda ham juda katta bo'lsa yoki uning aniqligi uzoq vaqt yaxshi

²⁹ Tok ko'rinishdagi kirish signaliga misol fotodiod, RMT yoki ionli detektor toki bo'lishi mumkin. Bunday signallarni dielektrik, yarimo'tkazgich yoki nanomateriallarda o'tkazilgan o'lchashlardan olish mumkin.

³⁰ Kirish toki tok manbasidan olingan bo'lmasdan V_{in} dan ketma ket ulangan R_{in} orqali oqib kelgan tok bo'lsa V_{OS} kuchlanishi qo'shimcha kichik V_{OS}/R_{in} xatolik tokini yaratadi.

³¹ Aynan uning kirishi diod bilan himoyalanganligini hisobga olsa. Bu afsungarlar buni qanday amalga oshirishdi? (Siz gorilla bilan shunday qo'l berib ko'rishasiz – ehtiyot bo'ling!)

bo'lishining ahamiyati bo'lmasa C kondensatorga parallel qilib, qarshiligi katta bo'lgan R_2 rezistorini ulash yaxshi yechim bo'lib, 4.18D-rasmda ko'rsatilganidek, siljitishni stabilizatsiya qilish uchun dc feedback hosil qiladi. Juda kichik chastotalarda integrator o'z funksiyasini bajarmay qo'yadi, $f < 1/R_2C$. Feedback rezistorining qarshiligi bunday sxemada kattaroq bo'lishi mumkin:

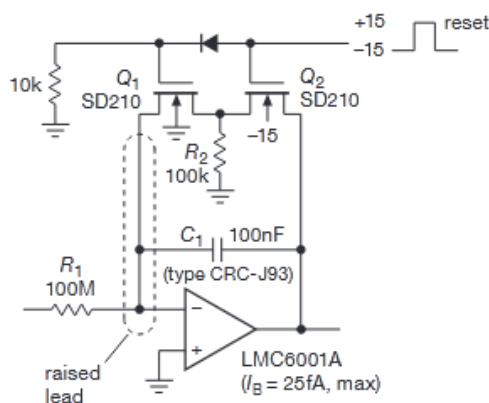


4.66-rasm. “T-zanjir” qarshilik qiymati katta bo'lgan rezistorni simulyasiya qiladi (bu erda 10M)

4.66-rasmdagi sxemada qarshiligi kichik bo'lgan rezistorlar yordamida katta qarshilik bilan amalga oshirilgan feedback effektini yaratish usuli ko'rsatilgan. Bu sxemada keltirilgan qarshiliklar qiymati $10\text{ M}\Omega$ qarshilikli yagona rezistor vazifasini bajaradi; bu standart invertlovchi kuchaytirgichning kuchaytirish koeffitsienti – 100. Bunda ishlatilgan rezistorlarning qarshiliklari sxemanig yoyilgan sig'imi bilan qarshiligi katta rezistorlar yaratadigan muammolarni tug'dirmaydi. Sxemadagi “T- zanjir” sxema transresistance konfiguratsiyasida bo'lsa, kirishni siljitadigan effektiv kuchlanish qiymatini oshirishi mumkin. Misol uchun, 4.66 –rasmdagi sxema kirishiga ichki impedansi katta bo'lgan manbadan (misol, fotodiodning toki) signal berilsa, chiqishdagi kuchlanish V_{os} siljitish kuchlanishidan 100 barobar katta kuchlanish hosil qiladi, $10\text{ M}\Omega$ qarshilik bo'lsa chiqishda, qiymati V_{os} kuchlanishga teng bo'lgan kuchlanishni beradi xolos (kirish toki arzimagan darajada kichik bo'lgani sababli).

4.5.6 FETlardagi ixroj toklarini kamaytiradigan sxema

Ba'zi hollarda sxema shunday aqilli va jozibali yaratilgan bo'ladiki, aytishga so'z topa olmaysiz. Bu gaplar kitobning ikkinchi nashridan olinib, yangilanib keltirilgan sxemaga taaluqli. Buni o'qing va sxemaning mukammalligiga havas qiling; ammo biz bergan izoh va tuzatishlarga ahamiyat bering. FET resetli integrator sxemasida (4.18-rasm) drain-source ixroj toklari FET off holatida bo'lsa ham jamlovchi tugunga kichik tok beradi. Kirish toklari juda kichik bo'lgan op-amp va ixroj toklari kichik kondensatorda yig'ilgan integratorda bu tok xatolikning asosiy ulushini tashkil qilishi mumkin. Misol uchun, betakror LMC6001 A JFET-kirishli “elektrometr” op-ampining maksimal kirish toki 0.025 rA va yuqori sifatli $0.1\text{ }\mu\text{F}$ metallizatsiyali teflon yoki polietileli kondensatorning spetsifikatsiyasida keltirilgan ixroj (izolyasiya) qarshiligi 10^7 megaohm (minimum) bo'ladi. Shunday qilib, integrator reset sxemasi bilan birga jamlovchi tugunda yaratadigan tokining qiymati 1 rA dan kichik (chiqish kuchlanishining to'liq ko'lami 10 V bo'lganida) toki chiqishning dV/dt o'zgarish tezligi 0.01 mV/s dan kamga to'g'ri keladi. Buni SD210 kabi MOSFET (enhancement mode) tranzistorning ihroj toki bilan solishtiring, uning $V_{DS} = 10\text{ V}$ va $V_{GS} = -5\text{ V}$ bo'lganidagi spetsifikatsiyasida keltirilgan maksimal ixroj toki 10 nA ga teng! Boshqacha qilib aytganda, integrator sxemasidagi FETli reset tranzistori ixroj toklariga 10000 barobar katta ulush qo'shishi mumkin ekan.



4.67-rasm. MOSFET ixroj toklarini aqlli sxema bilan engish

4.67-rasmda aqlli sxematik yechim keltirilgan. Ikkita n-kanalli MOSFET birga kommutatsiya amalini bajaradi, Q_1 tranzistorining gateida nol va +15 volt bo'lganida ishga tushiriladi va uning gateidagi ixroj toklar (drain-source ixroj toklari ham) tranzistorning OFF (gateidagi kuchlanish nolga teng bo'lganida) holatida yo'q bo'ladi. Tranzistorlarning ON holatida C kondensator avvalgidek raz-ryadlanadi, ammo $2R_{ON}$ qarshiligi orqali. OFF holatda Q_2 tranzistorning kichik ixroj toklari R_2 orqali yerga oqib ketadi va juda kichik kuchlanish tushuvi hosil qiladi. Q_1 tranzistorining source, drain elektrodleri hamda asosi bir xil potensial ostida bo'lgani tufayli ixroj toklari oqmaydi. (Ziyrak o'quvchilar op-ampning invertlovchi kirishidagi virtual er (nol potensial) V_{OS} ³² siljitish kuchlanishi uchun ideal bo'lmaganini qayd etishi mumkin. Trimmerlash bilan Q_1 tranzistorida mavjud ixroj toklarini to'liqligicha yo'qotish mumkin). Kondensatordagi "droop"ning yakuniy qiymati bu, FETtranzistorlaridagi ixroj toklari to'liq yo'qotilgan, sxemada op-ampning kirish toki va kondensatorning mustaqil razryadlanishi bilan yo'qotiladi. Sxemadagi kondensatorning spetsifikatsiyasida³³ keltirilgan ixroj qarshiligi $10^7 \text{ M}\Omega$, ya'ni $10^{13} \Omega$. Natijada ixroj toklarining qiymati 10^{-16} A bo'ladi va op-ampning siljitish toklariga nisbatan arzimagan darajada to'liqligicha kichik bo'ladi. Sxemada ko'rsatilgan op-ampning spetsifikatsiyasida keltirilgan siljitish tokining qiymati 25°C da 25 fA maksimum (10 fA tipik); bu siljitish toki hosil qilgan droop $0.25 \mu\text{V/s}$ bo'ladi. Siljitish tokining maksimal qiymati bundan kichik bo'lgan op-amplar bo'lmaydi, ammo siz "tipik" siljitish toki kichikroq bo'lgan op-amplarni, misol uchun LMC6041 topishingiz mumkin. Bu, qimmat bo'lmagan op-ampning datasheetida keltirilgan qiymati $I_B = 2 \text{ fA (typ)}$ 25°C da (xona temperaturasidagi maksimal qiymati keltirilmagan; $I_B = 2 \text{ rA}$ to'liq temperatura ko'lamida). Tipik kirish toki kafolatlangan maksimal qiymatidan 2000 barobar kichik bo'lgan op-amplarda nima qilsa bo'ladi? Ishlab chiqaruvchilar buni juda yaxshi bilishadi, ammo buni ishlab chiqarishda sinash juda mashaqqatli. Bunday arzon op-amplarni keltirilgan integrator sxemalarida ishlatishingiz mumkin, faqat sxemani o'zingiz ekran bilan himoya qilishga rozi bo'lsangiz; aksincha shu parametri kafolatlangan chegarada bo'lgan op-ampni qimmatga sotib olishga to'g'ri keladi (LMC6001Aning tipik I_B tokining qiymati arzon LMC6041nikidan besh barobar katta ekanini bilib qo'ying). Kirish toklari kichik bo'lishi kerak bo'lgan sxema yaratadigan bo'lsangiz, temperatura effektlariga ahamiyat bering; barcha FETli op-amplarida (JFET va CMOS turlari) temperatura oshganida kirish toklari keskin kattalashib ketadi, odatda har 10°C da ikki barobarga ortadi; LMC6001A op-ampning kafolatlangan siljitish toki 25 fA 25°C dan 85°C da 2000 fAgacha sakraydi. Katta temperaturalarda FETning kirish (ixroj) toklari I_B toki kichik bo'lgan bipo-lyar tranzistorli op-amplar

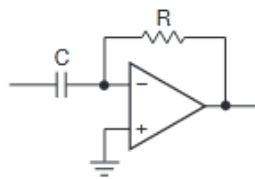
³² "Og'ayni, buni bevosita aloqasi yo'q".

³³ Bu turdagi poliesterli va polipropilenli kondensatorlarda ko'p yillar davomida aniq o'lchashlar olib borgan Agilent xodimi Tom Bruins aniqlashicha sizish toklarining asl qiymati spetsifikatsiyasida keltirilgan qiymatidan 10000 barobar katta bo'lar ekan. 160 Vli kondensatorga 10 V kuchlanish beradi.

kirishni siljituvchi tokidan ham katta bo'lishi mumkin; buning sababi, ihroj toklari temperatura bilan eksponensial darajada kattalashadi, tranzistorni siljitish toki qo'pol qilib aytganda konstanta qiymatida qolaveradi (yoki biroz kamayadi). 3.48 –rasmda bu juda yaxshi tasvirlangan, 5.6 va 5.38-rasmlarni ham ko'ring). Asosidan pin chiqarilgan diskret, sig'imi kichik bo'lgan MOSFETni topish qiyin bo'lishi mumkin; ammo Linear Systems (Fremont, CA) firmasi SD210 (SST-prefix SMTversiyasi) op-amplar oilasini ishlab chiqaradi. T-konfiguratsiyada ulangan ikkita kommutator sxemasiga kiritilishi kerak deb yozilgan, asos bilan diodli o'tkazuvchanlikka ega bo'lgan muvofiq kommutator komponentini topish oson emas. MOSFETlar yaxshi ishlaydi, ammo topilmaydigan noyob komponent bo'ladigan bo'lsa 5.5-rasmdagidek sxemani o'zgartirishingizni tavsiya qilamiz.

4.5.7 Differensatorlar

Differensatorlar integratorlarga o'xshaydi, faqat rezistor R va kondensator C o'rin almashgan (4.68 –rasm). Invertlovchi kirish yerga ulanganligi tufayli kirishdagi kuchlanish bilan C kondensatori

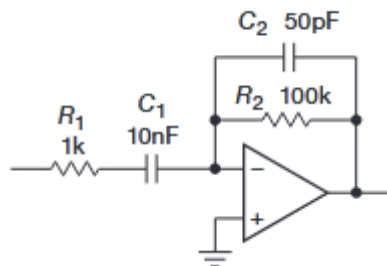


4.68 –rasm. Op-ampli differensator (shovqini ko'p, balki nostabil!)

$I = -C \frac{dV_{in}}{dt}$ toki bilan zaryadlanadi va natijada chiqish kuchlanishini quyidagicha ifodalasa bo'ladi:

$$V_{out} = -RC \frac{dV_{in}}{dt} \quad (4.7)$$

Differensatorlar siljitish kuchlanishlarni sezmaydi, ammo shovqinlar va katta chastotalardagi nostabilliklar kabi muammolar, op-ampning kuchaytirish koeffitsienti katta bo'lgani hamda ichki faza surilishlari tufayli, ularda kuzatiladi. Shuning uchun, differensiallash amalini maksimal chastotalarda olib tashlash maqsadli bo'ladi. 4.69-rasmda buni amalga oshirish usuli ko'rsatilgan. Katta chastotalarda R_1 va C_2 yaratgan zanjir integrator vazifasini bajaradi. R_1 qarshiligining minimal qiymati $R_1 = 0.5\sqrt{R_2/C_1 f_T}$ bilan belgilanadi; C_2 kondensatori shovqinlarni kamaytirish uchun o'rnatilishi mumkin, uning sig'im qiymati $C_2 \approx C_1 R_1 / R_2$ boshlang'ich qiymat sifatida olinadi. Katta chastotalarda ($f \gg 2\pi R_1 C_1$) bu sxema integratorga aylanib qoladi, chunki R_1 va C_2 integrator sxemasini tashkil qiladi. Bu sxema ishlashini batafsil §4.9.3da tushintirib beramiz.



4.69-rasm. Sxemaga R_1 va C_2 larni qo'shib (faqat R_2 va C_1 dan iborat) differensatorning asosiy sxemasi ishlashini stabilizatsiya qiladi; ular katta chastotali shovqinlarni ham kamaytiradi.

4.6 Yakka qutbli manba bilan ishlaydigan op-ampllar

Op-ampllar o'zlariga faqat ± 15 voltli stabilizatsiya qilingan kuchlanish manbaini talab etishmaydi. Ular kuchlanishi kichikroq bo'lgan o'zaro teng ikki qutbli yoki nosimmetrik kuchlanish manbaidan ham ishlashi mumkin (misol uchun, $+12$ va -3 volt); op-ampllar spetsifikatsiyasida ularga talab etilgan manba kuchlanishining ko'lami ($V_+ - V_-$) keltirilgan bo'ladi (4.4-jadvalda oddiy, 4.2.a,b-jadvallarda maxsus op-ampllar uchun). Op-amplarga stabilizatsiya qilinmagan manba kuchlanishi ham bo'laveradi, chunki ularga o'rnatilgan manfiy feedback zanjiri juda yuqori "sinfaz signallar rejeksiya koeffitsientini" ta'minlaydi (411 da 90 db). Ammo juda ko'p hollarda sxemo-texnikada op-amp yagona, bir qutbli kuchlanish (aytaylik $+9$ volt) manba bilan ishlashi talab etiladi. Odiy op-ampllar uchun berilgan manba kuchlanishini ikkiga bo'lib, o'rtasida yer potensialini yaratishga to'g'ri keladi, ammo bunda sizga kuchaytirgich talab etgan minimal manba kuchlanishi ko'lami, chiqishidagi kuchlanish o'zgarishlarining chegaralari hamda kirishga beriladigan maksimal sinfaz signal qiymatini bilishingiz kerak bo'ladi. Kirish va chiqish kuchlanishlari manfiy tomonga ham o'zgaradigan (ya'ni, yagona musbat kuchlanish manbaidan ishlaganda yeri ham bo'lgan) ba'zi bir zamonaviy op-ampni yakka qutbli kuchlanish manbai bilan ishlatish soddaligi bilan o'ziga jalb qiladi. Injenerlar bunday op-amplarni "yakka-manbali op-ampllar" deb atashadi. Kirishidagi sinfaz signal ko'lami va chiqishidagi kuchlanishni tebranish ko'lami quvvat manbaining manfiy qiymati-gacha (ya'ni, yakka qutbli quvvat manbaidan ishlaydigan bo'lsa, yer potensialigacha) o'zgarishi bu op-amplarning umumiy xarakteristikasi bo'ladi. Bu op-amplarning bir qismida chiqishidagi signalning tebranish ko'lami ikki manba ("rail-to-rail outputs") ko'lamida bo'lib, ba'zilarining kirish signallari ham shu ko'lamda ("rail-to-rail I/O") o'zgarishi mumkin. Ammo esingizda bo'lsinki, simmetrik ikki qutbli manba bilan ishlash asosiy bo'lib qolaveradi.

4.6.1 Yakka qutbli manba bilan ishlaydigan as kuchaytirgichning kirishini siljitish

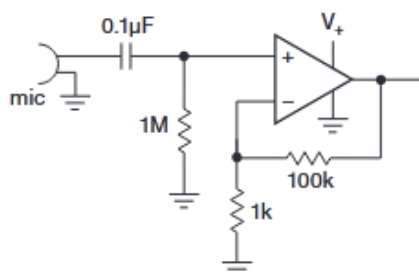
Ko'p sxemalarda keng ishlatiladigan 411 kabi op-amplarning kirish va chiqish kuchlanishi manba kuchlanishidan 1.5 voltga kam bo'lgan ko'lamda, musbat va manfiy tomonga tebranib turishi spetsifikatsiyasida belgilangan. Agar manbaning V_- qutbini yerga ulasangiz, kirishlardan birini yoki chiqishni yer qilib ola olmaysiz. 4.70-rasmda keltirilgan sxema ishlay olmasligining sababi, kirishiga mikrofondan beriladigan kichik ko'lamli as signalning markaziy nuqtasi yerda bo'lganida ekanligini ko'rsatadi. Agar op-amp kirishiga beriladigan sinfaz signal ko'lami manfiy manba qiymatini (bu yerda, yerni) o'z ichiga olgan bo'lsa ham biz qiyin ahvolda qolamiz, chunki bu sxemada chiqish signali amplitudasining o'zgarish markazi ham yerda bo'lishi kerak (chiqish signali yerga nisbatan yuksalish va quyi tomonga o'zgarishi kerak). Demak, bunday sxemalar ikki qutbli signallarni kuchaytira olmasligini va ularning chiqishidagi kuchaytirilgan signal amplitudasi manba ko'lamidan chiqib keta olmasligini tushunib olish muhim.

4.19-masala. 4.70-rasmda keltirilgan sxemaning kirishiga amplitudasi 10 mV bo'lgan sinusoidal signal berilganida chiqishidagi kuchaytirilgan signal shaklini chizib bering, shunda ishlatilgan op-amp maxsus klassga mansub bo'lgani, kirish va chiqishi rail – to – rail bo'lganini hisobga oling.

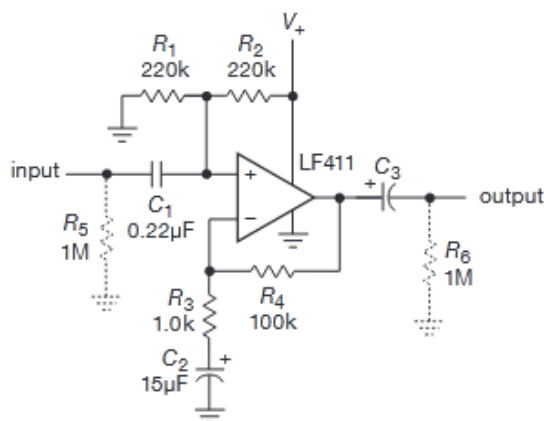
A. Qo'shimcha kuchlanish (reference voltage) Op-amp (4.71-rasm) ishlashini ta'minlash uchun sxemaning o'zida yetishmagan kuchlanishni qo'shimcha generatsiya qilish (misol uchun, V_+ kuchlanishning yarmisidan) muammo yechimlaridan biri bo'lishi mumkin. Bu sxema kuchaytirish koeffitsienti 40 dB bo'lgan ³⁴ audio kuchaytirgich bo'ladi. Uning manbai $V_+ = 12$ V va $V_{ref} = 0.5V_+$ olinganda kuchaytirgichning chiqishidagi kuchaytirilgan kuchlanishning tebranish ko'lami cheklanishlar

³⁴ Manba kuchlanishi borgan sari kichik va yanada kichik bo'lib borayotgan op-ampllar dunyosida ± 15 V manba kuchlanishlari bilan ishlaydiganlarni "Yuqori voltli op-ampllar" deb nomlanadigan bo'ldi.

boshlangunicha 9 volt rr bo'ladi. Kirish va chiqishdagi kondensatorlar V_{ref} ga teng bo'lgan dcdan bloklaydi (ya'ni faqat as signal o'tkazadi). Bu sxemani tashqi qurilmalarga ulash uchun kirish va chiqishga qo'shimcha rezistorlar ishlatish kerak bo'ladi; ular, tashqi qurilmalar ulanganidagi baland tovushli qars-qurslar va qarsaklarni kamaytiradi.



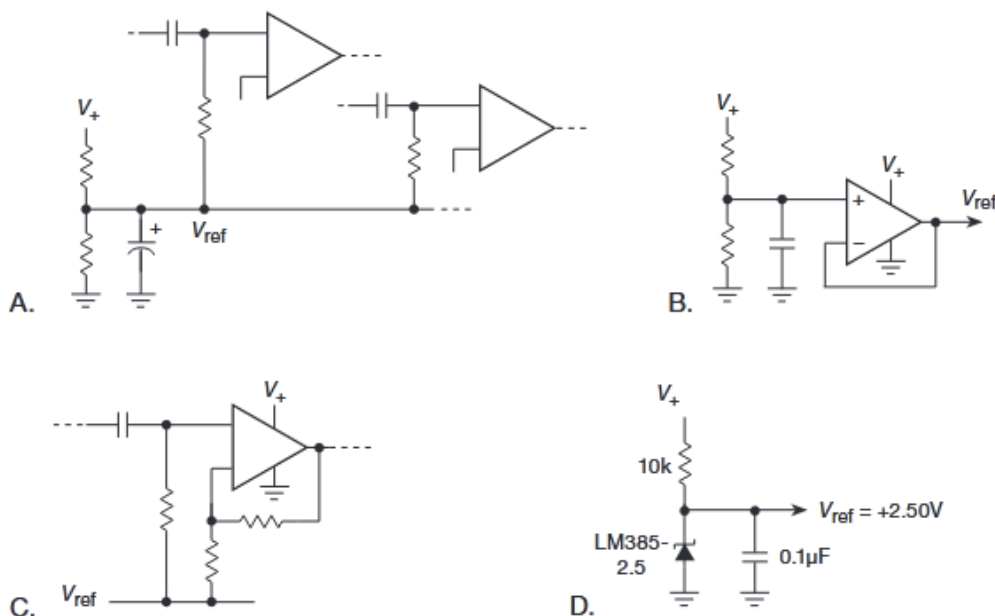
4.70-rasm. Defektlı yakka manbali mikrofon kuchaytirgichi.



4.71 – rasm. Qiymati $\frac{1}{2}V_+$ (R_1 va R_2 kuchlanish bo'luvchisi yaratgan) bo'lgan qo'shimcha kuchlanish oddiy op-ampni yakka kuchlanishli manba bilan ishlashiga imkon yaratdi.

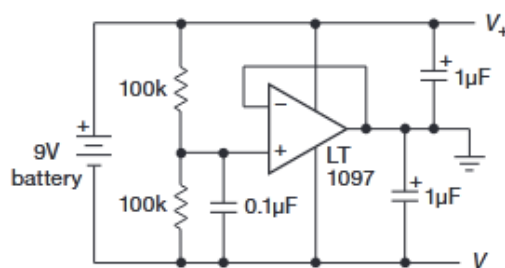
Qo'shimcha kuchlanish op-ampning kirishida, ko'rsatilganidek, oddiy kuchlanish bo'luvchisi bilan yaratilishi mumkin. Agar sxema bir necha op-ampli kaskaddan iborat bo'ladigan bo'lsa, har bir kaskadning kirishi umumiy kuchlanish bo'luvchida yaratilgan kuchlanishdan yagona rezistor bilan siljilishi mumkin (4.72A-rasmda ko'rsatilganidek). Qo'shimcha kirishni siljitish kuchlanishi, signal o'tishini oldini olish uchun, kondensator bilan shuntlanishi kerak. Bu qo'shimcha siljitish kuchlanishini qaytargich bilan bufferlab qo'yishingiz ham mumkin (4.72S-rasm), bu zanjir orqali oqadigan katta dc tok va signal uchun juda muhim. Qaytargich sifatida barcha oddiy op-amp ishlatilishi mumkin, chunki ular o'rtacha signallar bilan ishlaydi. Bu sxemada qo'shimcha siljituvchi kuchlanish manba kuchlanishining yarmiga teng bo'lishi shart emas; manba kuchlanishini nosimmetrik qismlarga bo'lish yaxshi bo'ladi, shunda signalning tebranish ko'lamı maksimal bo'ladi. Ba'zi hollarda qo'shimcha siljitish kuchlanishning aniq qiymatini fiksatsiya qilib qo'yish mumkin, buning uchun zener-turidagi integral sxemani, 4.72D-rasmda ko'rsatilganidek o'rnatish mumkin; shunda olingan kuchlanish stabilizatsiya qilingan bo'lib, umumiy siljitish kuchlanishi sifatida ishlatilsa bo'ladi. Zamonaviy sxemotexnika kichik manba kuchlanishlari tomon harakatlanmoqda va ko'p hollarda bu yagona musbat kuchlanish manbai bo'ladi. Misol uchun, +5 V manba bilan ishlash uchun 411ga o'xshash universal op-ampni osongina ishlatib bo'lmaydi: uning chiqishidagi kuchlanish tebranishi manba kuchlanishidan 1.5 V kichik bo'lishi kerak; aslida bu op-amp 10 Vdan kichik bo'lgan umumiy manba (musbat + manfiy)

kuchlanishi bilan ishlamaydi. Demak, kichik manba kuchlanishi bilan ishlaydigan sxema uchun siz maxsus op-amp ishlatishingiz kerak bo'ladi. Bunday komponentlar odatda "yagona manbali" op-amp deb nomlanadi va turli shakllarda ishlab chiqariladi; bularning bir turida kirish va chiqish kuchlanishi manfiy manba qiymatigacha tushish imkoniga ega; boshqalarida kirish va chiqish kuchlanishlarining tebranishi ikki manba kuchlanishi ko'lamida o'zgarishi mumkin. Bularni §4.6.3da ko'rib chiqamiz.



4.72-rasm. Yakk qvvat manbai bilan ishlaydigan op-ampning kirishini siljitish. A. Umumiy kuchlanish bilan ko'p kaskadli sxemani siljitish (negadir "virtual erli" sxemalar deb ataladi); shuntlovchi kondensatorga ahamiyat bering. B. Qaytargich, impedansi kichik bo'lgan, siljitish kuchlanish manbaini yaratadi. C. Siljituvchi kuchlanish feedbackning, katta signal toki oqadigan yo'li sifatida ishlashi mumkin. D. Zener turdagi siljituvchi aniq kuchlanish manbai.

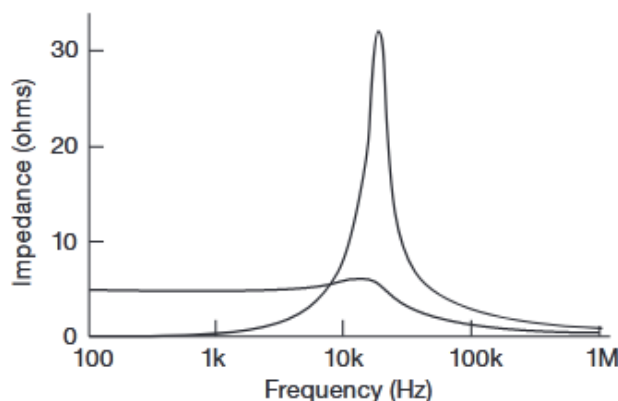
B. Manbaning bo'linishi. 4.72S-rasmdagi sxemada batareya bilan ishlashning boshqa yo'li ko'rsatilgan. V_{ref} bilan belgilangan liniyani signal uchun umumiy qilib olishning o'rniga (batareyaning manfiy terminali yer deb nomlangan) nima uchun "reference" chiqishni yer deb olib yagona manba kuchlanishini musbat va manfiy juft kuchlanishlarga bo'lish mumkin emas? Batareyadan ishlaydigan sxemalar uchun bu umumiy usul hisoblanadi va uni 4.73-rasmda ko'rish mumkin. Batareya kuchlanishi rezistiv kuchlanish bo'luvchisi bilan ikkiga bo'linib, qaytargich kirishiga beriladi va uning chiqishidan impedansi kichik bo'lgan umumiy kuchlanish olinadi. Boshqa tashqi sxemalar uchun bu umumiy kuchlanish "yer" bo'lib, batareyaning ikki qutbini unga nisbatan musbat va manfiy kuchlanishlarga bo'ladi.



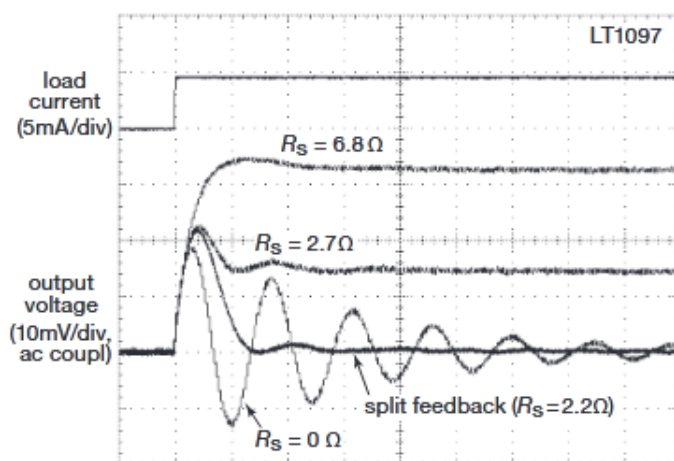
4.73 –rasm. Op-amp bilan batareyaning kuchlanishini ikkiga bo'lish. Qaytargichning chiqishi batareyaning yarim kuchlanishiga teng bo'lgan kichik impedansli manba sifatida ishlaydi va bu nuqta er deb qabul qilingan.

Op-amp chiqishi bilan batareyaning ikki qutbi kondensatorlar bilan shuntlanishi kerak, shunda signal chastotasi uchun yerga nisbatan kichik impedansli simmetrik musbat va manfiy raillar shakllanadi. Bu juda muhim, chunki filtrlar, siljituvchi zanjirlar, yuklama va boshqalar uchun yer umumiy nuq-

ta bo‘lib qoladi. Barcha musbat va manfiy kuchlanishlarga bo‘lingan manbaga nazar solsangiz, dc va signal toklarini yerga oqib kirib, undan oqib chiqishini kuzatsangiz bo‘ladi. Bundan juda qiziq muammo o‘rib chiqadi (buni batafsil 4x-bob va §9.1.1Sda ko‘rib chiqamiz); uning mazmuni op-ampning chiqish impedansi bilan shuntlovchi kondensatorlar yaratadigan fazani suruvchi filtr bilan bog‘liq; bu filtr yuqori chastotalarda musbat feedback halqasi hosil qilib sxemada ossillyasiyani yaratishi mumkin. Ba’zi op-amlar bu muammoni aylanib o‘tgan, misol uchun keltirilgan sxemada ishlatilgan LT1097ning datasheetida barcha sig‘imli yuklamalar bilan ishlashi mumkinligi qayd etilgan. Shunday bo‘lsa ham sxemaning impedans – chastota xarakteristikasida (4.74-rasm) cho‘qqi hosil bo‘ladi va shu xarakteristik chastotada o‘tish zang sadosi deb nomlanadigan so‘nuvchi tebranishlar hosil bo‘ladi (4.75-rasm), bu tebranishlarni siz noma’lum maxluq hayqirig‘idek qabul qilishingiz mumkin. Rasmda ko‘rsatilganidek, qarshiligi kichik bo‘lgan op-amp chiqishiga ketma-ket ulangan rezistor (4.76A-rasm) bu rezonans jarayonini, chiqish dc impedansi hisobiga, effektiv so‘ndirishi mumkin. Agar chiqish impedansining o‘sishi kerak bo‘lmasa (ko‘p hollarda bunday emas) boshqa usulni qo‘llash mumkin: chiqishga ketma-ket ulangan dempferlovchi rezistordan keyin “sustkor” feedback o‘rnatiladi (kichik dc chiqish impedansini ta’minlab berib, sxemani aniq ishlashini saqlaydi) va unga parallel qilib dempferlovchi rezistoridan oldin “tezkor” feedback ham ulanib, sxemadagi ossillyasiyani so‘ndiradi (4.76B-rasm). Buning natijasini 4.75-rasmda ko‘rishingiz mumkin; biz ishlatgan komponentlar qiymatlari: $R_1 = 2.7k$, $R_2 = 10k$ va $C = 2.7 nF$; sxemadagi birlamchi o‘tish jarayoni 2.7Ω lik dempferlovchi rezistor bilan bo‘lganidek o‘tadi, ammo dc feedback yuklama nuqtasidan olinganligi tufayli sxema chiqishidagi dc kuchlanish o‘zining to‘g‘ri qiymatiga qaytadi. Uchinchi yo‘l op-ampni “o‘ta kompensatsiya” qilishdan iborat, buni amalga oshirish uchun LT1097 op-ampida “overcomp” terminali (pin) ham bor; shu terminalini yer bilan kondensator vositasida ulasa, uning faza surilishiga qo‘shgan ulushi asosiy qutbni chastota bo‘yicha quyiga tushiradi (§4.9). Texas Instruments firmasi ishlab chiqargan TLE2425 va TLE2426 integral sxemalari ajoyib “reil-splitter”-kuchlanishni ikkiga bo‘luvchisi bo‘ldi. Ular uch terminalli TO-92 (kichik tranzistorning) korpusida ishlab chiqariladi, sokinlik toki 0.2 mAdan kam, sig‘imi 0.33 μF dan katta bo‘lgan yuklamalar bilan stabil ishlaydi va yuklamaga musbat va manfiy yo‘nalishlarga 20 mA tok bera oladi (4.77-rasm). TLE2426 integral sxemasi ichki rezistiv kuchlanish bo‘luvchisi bilan kirish kuchlanishini teng 50% bo‘ladi, TLE2425 integral sxemasi bo‘lsa ichki referens kuchlanish hisobiga manfiy chiqishni 2.50 Vga balandroq qilib beradi.

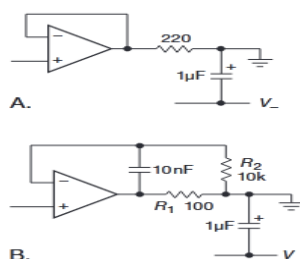


4.74-rasm. Sig‘imli yuklama sxemaning chiqish impedansini ko‘tarib yuboradi, ammo qarshiligi 5Ω bo‘lgan rezistorni chiqishga ketma-ket ulab, uni yana ancha kamaytirish mumkin, matnga qarang.

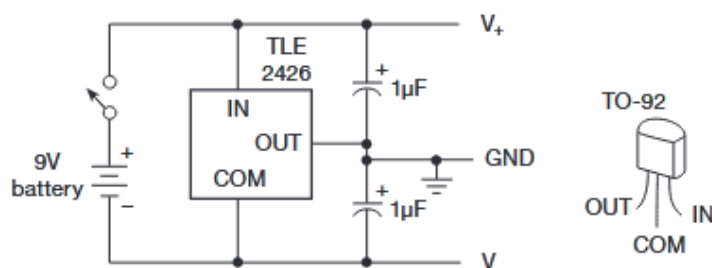


4.75-rasm. Sxemasi 4.76A-rasmda keltirilgan rail-splitterning chiqishidagi yuklama toki 4.5 mAga keskin oʻsganida kuzatilgan oʻtish jarayonlarining ossillogrammalari (ular dempferlovchi rezistorning turli qarshiliklari uchun olingan). Oxirgisida oʻtishdagi soʻnuvchi tebranishlar chiqishning dc impedansi hisobiga toʻliq yoʻqolgan.

Alternativa sifatida “split-feedback” sxemasini koʻrsatish mumkin (4.76B-rasm). Masshtablar: 5 mA/div, 10 mV/div; 40 μ s/div.



4.76-rasm. Boʻlingan manba generatorini stabilizatsiya qilish: A. Ajratuvchi rezistor, B. Ajratuvchi rezistor tezkor va sustkor feedback zanjirlari bilan.



4.77-rasm. 3-terminalli integral rail-splitteri.

4.6.2 Sigʻimli yuklama

Ushbu manba-splitteri misoli bu sxemalarga xos boʻlgan, barcha op-amplarning chiqishiga sigʻimli yuklamaning taʼsiri natijasida hosil boʻlgan, umumiy muammoni koʻrsatadi. Bu mavzuni biz 4x-bobda batafsil koʻrib chiqadigan boʻlsak ham, muammoning sabablari va hal qilish yoʻllarini shu joyda koʻrib chiqish muhim chunki bu muammo oddiy op-ampli sxemalarda ham mashaqqatlar yaratishi mumkin. Aytaylik, siz bir necha op-amplardan tuzilgan sxemani yaratib, kichik bir qutiga joyladingiz va sxemaning chiqishini juda keng qoʻllaniladigan BNC panel konnektori orqali tashqariga uladingiz. Qurilmangizni boshqa qurilmaga ulash uchun siz ishlatgan uzunligi 2 metr ekranlangan kabel katta sigʻimga egaligini unutib qoʻyish juda oson: standart RG-58 turdagi ekranlangan kabelning 1 metr

uzunlikdagi bo'lagining sig'imi 100 pF bo'ladi (N-ilovani ko'ring). Demak, arzimagan kabelning o'zi op-amp chiqishini 200 pF sig'im bilan yuklar ekan. Bunday yuklama sig'imi op-amp qaytargichini ossillyasiyaga kirib qo'yishiga yetarli (bunday hodisani biz sxemalar yaratish klassimizda bo'lganini ko'rsatgan edik, unda LF411li qaytargichning chiqishiga 8 ft kabel ulaganimizda baland shovqin eshitgan edik). Agar sxema ossillyasiyalarga botib ketmasa ham, katta chastotalarda xarakteristikasida piklar paydo bo'ladi. Buning sababi splitterdagi muvofiq muammoning o'zginasi bo'ladi:

sig'imli yuklama faza surilishini hosil qiladi va bu surilish feedback zanjirida kuzatiladi³⁵. Muammoni hal etish yo'llari ham bir xil (4.78-rasm); kerak bo'lgan sxemani tanlab olasiz (A – E):

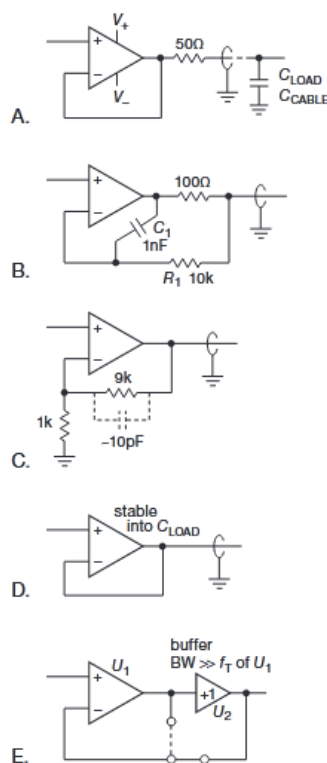
* op-ampning chiqishiga, feedback zanjiridan tashqariga, ketma-ket qarshiligi kichik bo'lgan (25 - 100Ω atrofida) rezistor ulab qo'yishingiz mumkin (ko'p hollarda siz 50 Ωlik rezistor chiqishga ulanadi va "50Ωlik kabel"ga muvofiqlashtirilgan manba shaklini oladi; A-ilovaga qarang). Bu amaliy yaxshi va oson bo'ldi, ammo bunda feedback chiqishdagi noqulay yuklamadagi katta yoki yuqori chastotali signaliga ta'sir ko'rsatmaydi va h.k. *Yuqorida ko'rsatilganidek, siz feedback zanjirini ikkiga bo'lishingiz mumkin, shunda feedback zanjiri katta chastotalarda bevosita, nostabillikning manbai bo'lgan, op-ampning chiqishidan olinadi. Past chastotalarda feedback yuklamadagi signalni to'liq va aniq boshqaradi. Bu amalni haqiqiy kompromiss deb bo'lmaydi, chunki, feedback zanjiri yuklamadan olinadigan bo'lsa, ayni shu yuqori chastotalarda ossillyasiyalar hosil bo'ladi. *Halqa kuchlanish koeffitsientini, misol, yopiq halqa kuchaytirish koeffitsientini kattalashtirish hisobiga, kamaytirishingiz mumkin, shunda stabillik ham ortadi. *Siz kutgan yuklama sig'imlari ko'lamida kafolat bilan stabil ishlaydigan op-amp qidirib topishingiz mumkin. Ko'p op-amlarning datasheetlarida "Stability versus Capacitive Load" xarakteristikalari keltiriladi. 4.79-rasmda LMC6482ning datasheetidan olingan misol keltirilgan. *Chiqish impedansi kichik bo'lgan kuchaytirish koeffitsienti birga teng bufferni feedback halqasining ichida yoki tashqarida ishlatishingiz mumkin. Agar bufferni halqa ichida ishlatadigan bo'lsangiz, buffer qo'shgan faza surilishiga ahamiyat berishingiz kerak bo'ladi; buffering f_T chastotasi op-ampnikidan kattaroq bo'lishi kerak va uning kirishiga ketma-ket 50 – 100 Ωlik rezistor ulasangiz yaxshi bo'ladi (sxemada ko'rsatilmagan). 4.87-rasmda ko'rsatilganidek op-ampning chastota xarakteristikasini kichik sig'imli kondensator bilan qisqartirishingiz mumkin.

4.6.3 Bir qutbli manba bilan ishlaydigan op-amlar "Single-supply"

Yagona musbat manba kuchlanishi bilan ishlaydigan maxsus op-amlar guruhi mavjud bo'lib, ularning kirishiga beriladigan signal ko'lamini manfiy qutb qiymatigacha tushish imkoni bor (odatda yerga ulangan bo'ladi). Bularni "single-supply" (yoki "ground-supply") op-amlar deb atashadi. Kirishidagi signal kuchlanishi yer potensialidan biroz, tipik - 0.3 Vga quyiga kengayadi. Ba'zi hollarda chiqishdagi signal kuchlanishining tebranishi musbat manba kuchlanishigacha borishi mumkin ("rail – to – rail output"), demak bu tebranishlar kirishdagi tebranishlarni manbalar chegarasidan biroz chiqishiga imkon beradi ("rail – to – rail input"). Linear Technology yangi va ekzotik op-amlar juftini yaratdi, ularda kirish signalining tebranishi musbat manba kuchlanishidan ham katta bo'lishi mumkin (ularni "Over-The -Top®" kuchaytirgichlari deb atashadi). Bu kuchaytirgichlar bir qutbli manba bilan ishlaydigan sxemalarni soddalashtirishi mumkin, chunki unda sizga manbani ikkiga bo'lib, musbat va manfiy manbalarining o'rta nuqtasini belgilashga hojat qolmaydi. Ammo, bu sxemalarda chiqish yer potensialidan quyiga tusha olmasligini siz unutmasligingiz kerak, demak bu kuchaytirgichdan 4.70-

³⁵ Bularni induktivlikka o'xshash chiqish impedansli op-ampda kuzatiladigan effektdek qabul qilishingiz mumkin (4.53-rasmni ko'ring), yuklama sig'imi bilan birga feedback halqasi ichida rezonans konturini hosil qilishi va muvofiq faza surilishi bilan.

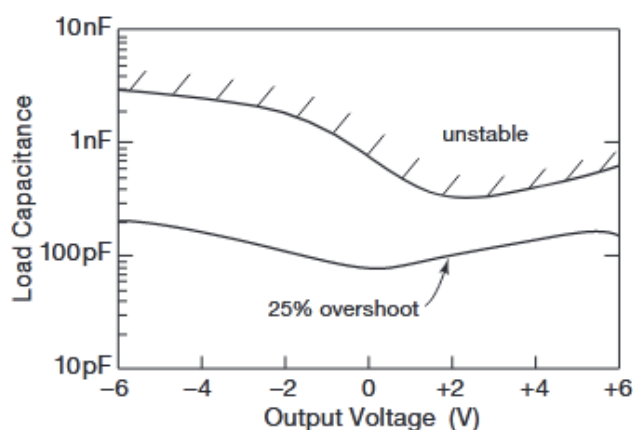
rasmda keltirilgan audio kuchaytirgich yaratib bo'lmaydi, chunki ularning chiqishi yer potensialidan ikki tomonga o'zgarishi kerak.



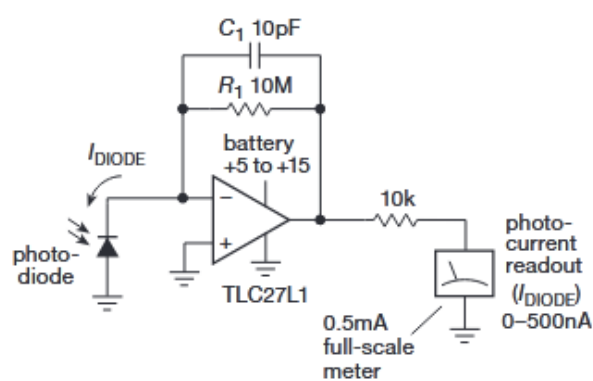
4.78-rasm. Sig'imli yuklamaga ishlaydigan sxemalar

A. Misollar: yakka manbali fotometr 4.80 –rasmda Yakka manba kuchlanishi bilan ishlashi qulay bo'lgan sxema keltirilgan. Bunday sxemalar bilan avval tok-kuchlanish konverterlarni ko'rib chiqqanimizdan tanishmiz. Fotosensorlar yorug'lik oqimini o'lchash uchun mo'ljallangan portativ asboblarda ishlatilgani hamda chiqishidagi signal kuchlanishi faqat musbat bo'lishi aniq bo'lgani tufayli bu sxemani, batareyadan ishlaydigan o'lchash vositalari uchun, yaxshi namuna desa bo'ladi. Kirishdagi, qiymati $0.5 \mu\text{A}$ bo'lgan fototokni chiqishdagi 5 volt kuchlanishga aylantirib beradigan R_1 feedback rezistorining qarshiligi 10 M bo'lishi kerak. Bu sxemada kirishni siljitishga hojat yo'q, chun-ki op-ampning kompensatsiya qilinmagan siljigan kuchlanishi 10mV bo'lib, chiqishdagi kuchlanishning to'liq ko'lamining 0.2%ni tashkil qiladi xolos. TLC27L1 arzon mikroquvvatli (manbadan $10 \mu\text{A}$ tok oladi xolos) CMOS op-ampi bo'lib, kirish va chiqishdagi kuchlanish manfiy manba tomoniga o'zgaradi. Uning juda kichik kirish toki (xona temperaturasida 0.6 rA - tipik qiymati³⁶) bunday kichik tokli sxemalar uchun ishlatishga juda yaxshi bo'ladi. Bunday, signal toki kichik bo'lgan sxemani loyihalashda bipolyar op-amp tanlasangiz yorug'lik oqimi kichik bo'lgan hollarda sxema yaxshi ishlashi uchun fotodiodni 4.81-rasmda keltirilgandek ulashingiz kerak bo'ladi. Bu sxemaning "tok byu-djetiga" qiymati $500 \mu\text{A}$ gacha ko'tariladigan o'lchash asbobining toki asosiy ulush qo'shishini qayd etish kerak. Batareya faqat op-ampni $10 \mu\text{A}$ tok bilan ta'minlashi kerak deb o'ylab, o'lchash vositasidagi tok ulushini osongina unutib qo'yish mumkin. $10 \mu\text{A}$ tokda standart 9 Vli batareya 40000 soat (5 yil) ishlab berishi mumkin, ammo uzluksiz $500 \mu\text{A}$ tok bilan ishlasa bir oyga yetadi xolos.

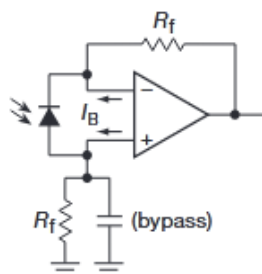
³⁶ Odatda datasheetlarda 25°C ko'rsatiladi. Bu laboratoriyadagi temperaturadan biroz kattaroq (77°F King birligida), ammo siz, korpus ichidagi elektronika biroz isishini aytib, bu holni ratsionalizatsiya qilishingiz mumkin



4.79-rasm. LMC6482 op-amli qaytargich stabiligining sig'imli yuklamaga bog'liqligi: $R_{load} = 2 k$ va $\pm 7.5 V$ manba



4.80-rasm. Bir qutbli manba bilan ishlaydigan fotometr



4.81-rasm. Siljitish toklarini ishlatmasdan ishlaydigan fotodiod signalining kuchaytirgichi

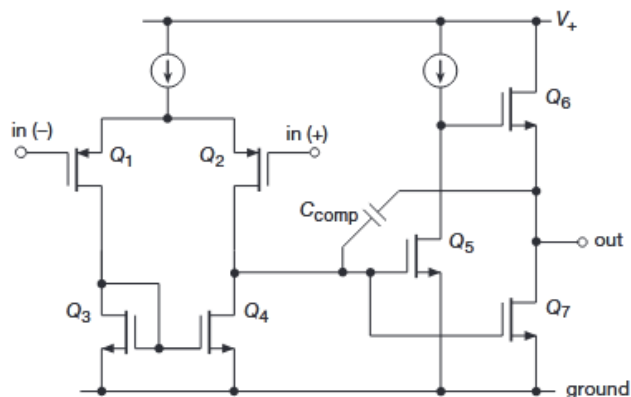
Bir qutbli kuchlanish manbai bilan ishlaydigan op-ampllar qanday ishlashini hamda uning kirish va chiqishidagi kuchlanish qanday qilib manba kuchlanishi qiymatigacha ko'tarilishini tushunish, va ishlashidagi nozik joylari va to'siqlarni siz yaratayotgan sxemaga ko'rsatidigan ta'sirini chamalash uchun op-ampning prinsipial sxemasini ko'rib chiqish ancha yordam berishi mumkin. 4.82-rasmda juda keng ishlatiladigan TLC270 CMOS yakka manba bilan ishlaydigan op-ampning soddalashtirilgan sxemasi keltirilgan. Uning kirish kaskadini p-kanalli MOSFETlarda yig'ilgan differensial kuchaytirgichi tashkil qiladi, uning aktiv yuklamasi tok manбайдan iborat. Bunda ishlatilgan r-kanalli enhancement – mode tranzistorlar kirish signalini manfiy manba qiymatigacha (undan ham quyiga-himoyalovchi diod o'tkazuvchanlik holatiga o'tguncha bo'lgan kuchlanishgacha) tushishiga imkon beradi, ammo musbat manba kuchlanishigacha ko'tarilishga yo'l bermaydi (chunki bunda musbat gate-source kuchlanishi bo'lmas edi). Klassik universal op-amplarda mavjud bo'lgan ikki taktli qaytargichli chiqish kaskadining

(4.43-rasm) o'rnida bu op-amplarda nosimmetrik chiqish kaskadi ishlatilgan: n-kanalli Q_6 qaytargichi kuchlanishni musbat yo'naltirish uchun, Q_7 umumiy source'li kuchaytirgich manfiy yo'nalishga ishlaydi. Chiqish kaskadining bunday tuzilishi Q_7 o'rnidagi qaytargichning (aslida r-kanalli bo'lishi kerak edi) chiqishi quyiga to'liq tusha olmas edi, chunki uning eng kichik gateni siljituvchi kuchlanishi yer potentsiali bo'ladi. Bu nosimmetrik chiqish kaskadning Q_6 tranzistorning gate'i uchun umumiy source'li Q_5 drayveri kerak. Bu kaskad Q_5 va Q_7 tranzistorlarining ostona kuchlanishlari kelishtirilib, chiqish kaskadining sokinlik tokini o'rnatib beradi. C_{comp} feedback kondensatori chastota bo'yicha kompensatsiya uchun ishlatilgan (§4.9.2ni ko'ring). Bu chiqish kaskadi yer potentsialiga to'yingan holatga, Q_7 ON holatida bo'lganida, o'tishi mumkin; ammo chiqish kuchlanishi, Q_6 n-kanalli MOSFET bo'lgani uchun, V_+ qiymatigacha ko'tarila olmaydi.

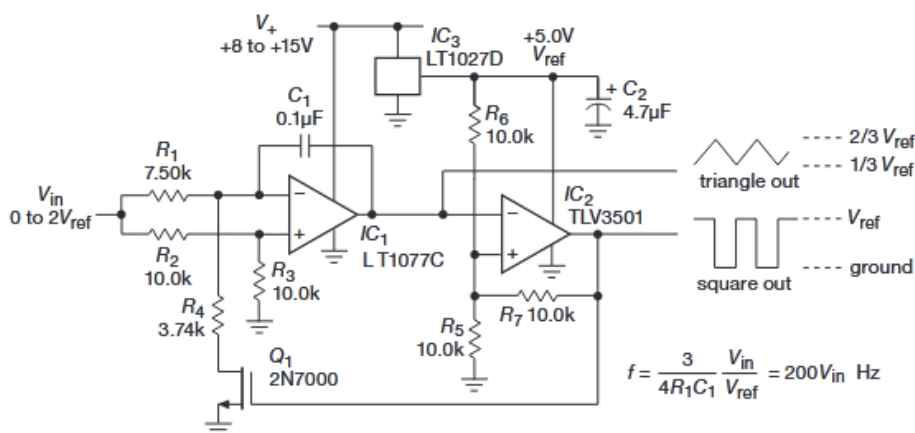
4.20-masala. Kirishlari taxminan yerda bo'lganida, Q_1 va Q_2 tranzistorlari source kuchlanishini nima o'rnatadi? Kirishdagi kuchlanishlar ko'lamining yuqori chekini nima o'rnatadi? Uning qiymati nega V_+ qiymatidan doim kichik?

4.21-masala. Q_6 tranzistori chiqish kuchlanishini ko'tarishi mumkin bo'lgan maksimal musbat kuchlanish qiymatini sxemada nima o'rnatadi? Shunda op-amp engil yuklangan deb taxmin qilamiz.

Ko'rib chiqilgan, kuchlanishni ko'taruvchi qaytargich va quyi tomonga tushiruvchi kuchaytirgich asosida yaratilgan chiqish kaskadining strukturasi bipolyar tranzistorlarda ham yaratilishi mumkin; buning misoli sifatida mashhur LT1013/LT1014 juft va ikki juft shaklida yaratilgan bir qutbli manbadan ishlaydigan op-amplarni ko'rsatishimiz mumkin. Ular avval ishlatilib kelingan klassik LM358/LM324 op-amplarining mukammallashtirilgan varianti bo'ladi. Ehtiyotkorlik bildirgisi: barcha op-ampni tashqi toki manfiy tomonga oqadigan tok manbai bilan ta'minlab, ularning chiqishi manfiy manba kuchlanishigacha tushib ishlashini ta'minlash mumkin degan tushuncha sizda paydo bo'lmasligi kerak. Juda ko'p op-amplarda chiqish kaskadini drayverlovchi kaskad bunga imkon bermaydi. Datasheetlardan buning aniq joiz imkonlarini ko'rishingiz mumkin. Rail – to rail chiqish ko'lamiga erishishning, ya'ni ikki manba kuchlanishlari ko'lamida ishlashning yana bir yo'li 4.82-rasmda keltirilgan sxemada Q_6 n-kanalli, signal kuchlanishini musbat yo'nalishga ko'taruvchi qaytargichni r-kanalli umumiy source'li kuchaytirgich bilan almashtirish bo'ladi; shunda har bir tranzistor o'zining manbaigacha to'yinadigan bo'ladi. Buni amalga oshirish uchun drayver sxemasida o'zgartirishlar qilish kerak bo'ladi, albatta. Analogik sxemalarni bipolyar tranzistorlarda ham yaratish mumkin – umumiy emitterli pnp pullup va npn –pull-down. Zamonaviy namunalarda CMOS TLC2270, LMC6000 va MAX406 seriyalar va bipolyar LM6132, LT1881 va MAX4120 seriyalarini ko'rsatish mumkin. 4x-bobda yagona manba va rail – to –rail chiqish bilan ishlashni boshqa yo'llarini ko'rsatamiz. Bu kuchaytirgichlar o'zaro ancha farq qiladi va ularning chiqishi manfiy manba (er) kuchlanish qiymatigacha o'zgarishi mumkin degan gaplardan ehtiyot bo'lishingiz kerak. Bu chiqish kaskadlari juda oddiy bo'lib, ko'p qiziqish uyg'otmaydi. Ammo ular kirish kaskadi bilan uyg'unlashtirilmagan. Aslini olganda, qanday qilib siz kirish signalini rail – to – rail ko'lamida o'zgarishiga erishishingiz mumkin? Mayda detallariga kirishmagan holda bu tasvirni yakunlash uchun ikkita mustaqil kirish kaskadlariga ega bo'lgan kuchaytirgich yaratish kerak bo'ladi, biri r-kanalli (yoki pnp), ikkinchisi n-kanalli (yoki npn) bo'lishi kerak. Bular va boshqa nafis (4.43-rasmda keltirilgan universal op-amplarga o'xshab siljitish kuchlanish manbaini chipning o'ziga o'rnatilish) usullarni 4x-bobda ko'rib chiqamiz. Yagona manba bilan ishlaydigan op-amplarni batareyadan ishlaydigan qurilmalarda boshqalari bilan almashtirib bo'lmaydi.



4.82-rasm. TLC271-seriyali bir qutbli manba bilan ishlaydigan op-ampning soddalashtirilgan sxemasi.



4.83-rasm. Pretseziyon, kuchlanish bilan boshqariladigan signallar generatori

4.6.4 Misol: kuchlanish bilan boshqariladigan ossillyator

4.83-rasmda bir necha ishlab chiqaruvchilarning ishlatish yo'riqnomalaridan olingan aqlli sxema keltirilgan. IC_1 da integrator sxemasi yig'ilgan, Q_1 tranzistori o'tkazuvchan holatida bo'lganida C_1 kondensator orqali oqayotgan tok ishorasini (yo'nalishini) o'zgartiradi ammo qiymatini o'zgartirmaydi. IC_2 Schmitt triggeri sxemasida yig'ilgan bo'lib, uning ostona kuchlanishlari V_+ kuchlanishining uchdan bir va uchdan ikki qiymatlariga teng. Q_1 n-kanalli MOSFETtranzistori sxemada kommutator vazifasini bajaradi va IC_2 ning chiqishi HIGH holatida bo'lganida, tranzistor ochilib R_4 rezistorning quyi uchini yerga ulaydi va LOW holatida erdan uzadi. Bu ajoyib sxema bir qutbli musbat kuchlanish manbaidan ishlaydi. TLV3501 CMOS komparatori bo'lib, chiqish kuchlanishi rail – to – rail ko'lamida o'zgaradi, bu degani Schmitt triggerining chiqishidagi kuchlanish V_{ref} qiymatidan yergacha o'zgarar ekan; bu Schmitt triggerining ostona kuchlanishlari o'zgarmasligini ta'minlaydi va boshqa, chiqish kaskadi oddiy bo'lgan, op-amplarga xos bo'lgan kasallik - chiqish signalining tebranish ko'lami mavhum emas. Shu tufayli generator chiqishidagi uchburchak shaklidagi impulsning chastotasi va amplitudasi stabil bo'ladi. Generatsiya qilingan signalning chastotasi faqat V_{in}/V_{ref} nisbatiga bog'liq bo'lganiga ahamiyat bering; demak bundan, agar V_{in} V_{ref} kuchlanishidan olinib, qiymati rezistiv kuchlanish bo'luvchisi bilan belgilanadigan bo'lsa (aytaylik, ma'lum turdagi rezistiv transducerdan olinadigan bo'lsa), generatorning chastotasi V_{ref} kuchlanishi o'zgarishlaridan emas, balki faqat qarshilikning o'zgarishlariga bog'liq bo'ladi. Bu ratiometric usuliga yana bir misol bo'ldi; loyihachilar, sxemasining

ishlashi quvvat manbai kuchlanishiga bog‘liq bo‘lib qolmasligini ta‘minlash uchun shu usulni ishlatishni yaxshi ko‘rishadi.

Qo‘shimcha ma’lumot:

- Chatotani o‘zgartirish koeffitsienti va chiqishdagi kuchlanish tebranishlarining amplitudasi IC_2 ning manbai bo‘lgan (V_{ref}) reference kuchlanish qiymati bilan o‘rnatiladi; bu sxemada pretseziyon va stabil + 5.00 V kuchlanish uch terminalli IC_3 reference kuchlanish manbaidan olinadi. Yuqorida aytilganidek bu kuchlanish stabil bo‘lmasligi ham mumkin, faqat boshqaruv kuchlanishi uning qiymatiga proporsional qilib muvofiqlantirilgan bo‘lsa. Chiqishdagi signal amplitudasi shunda ham manba kuchlanishiga bog‘liq bo‘lib qolaveradi. Ko‘rsatilgan yechim afzalroq bo‘ladi.

- IC_1 integrator op-amp “pretseziyon” op-amp bo‘lib, maksimal siljitish kuchlanishi 60 μV ga teng. Bu mikrosxema, kirishdagi boshqaruvchi kuchlanishning qiymati nolga yaqin tushganda ham, generatorning chastotasi aniq bo‘lishi uchun tanlangan. Buni chastotani boshqarish *dinamik ko‘lami* deb ham tushunish mumkin: integrator op-ampning kirishdagi siljituvchi kuchlanish o‘rnatilgan chastota qiymatiga qo‘shgan xatoligi shu siljituvchi kuchlanishdan ikki barobar katta bo‘lgan V_{in} kirish kuchlanishiga proporsional bo‘ladi (R_2R_3 kuchlanish bo‘luvchisi hisobiga); boshqacha qilib aytganda, $V_{in} \approx 2V_{OS}$ kuchlanishi kirishga berilganida, chiqishdagi chastotaning xatoligi 100% bo‘ladi (chastota o‘rnatilgan qiymatidan ikki barobar katta va nolgacha ham bo‘lishi mumkin). Shunda chastotaning maksimal qiymatining minimal qiymatiga nisbati qo‘pol qilib olganda, V_{ref}/V_{OS} ga teng bo‘ladi. Sxemada keltirilgan LT1077C ta‘minlay oladigan dinamik ko‘lami 100000 : 1 bo‘ladi (shunda $V_{ref}/V_{OS} = 5V/60 \mu V$ bo‘ladi).

- Integrator op-amp kirish kuchlanishi nol volt bo‘lgunicha ishlay olishi kerak; ya’ni, u bir qutbli manba bilan ishlaydigan (“single supply” yoki “ground-sensing”) op-amp bo‘lishi kerak, bunday op-amlarga LT1077C misol bo‘lishi mumkin.

- Integrator op-ampning kirish toki I_B ham xatolikga sabab bo‘ladi va uning ta’siri boshqaruvchi V_{in} kuchlanishining nol voltga yaqin bo‘lgandagi ta’siridan jiddiyroq bo‘ladi. LT1077Sning yaxshi muvofiqlashtirilgan kirishlarida siljitish toki $I_{B(max)} = 11 nA$ o‘zaro teng bo‘lmagan kirish qarshiliklari orqali oqib o‘tib, yaratgan eng katta xatoligi 30 μV atrofidagi disbalansga ekvivalent bo‘ladi. Bu xatolik V_{OS} kuchlanishi xatolikka qo‘shgan ulushida katta emas; natijada umumiy xatolik 90 μV ga teng yoki dinamik (sozlanmagan) ko‘lam 50000 : 1 bo‘ladi. Siljitish kuchlanishining umumiy xatolikka qo‘shgan ulushi siljitish toklarining ulushidan katta bo‘lgani fojia emas: chunki $R_1 - R_4$ rezistorlar qarshiliklari iloji boricha kichik qilib tanlangan (C_1 kondensatorining sig‘imi kerakli chastota ko‘lamini o‘rnatish uchun tanlanadi).

- LT1077Cni sozlab dinamik ko‘lamni o‘rnatish mumkin; aksincha unda V_{in} va I_B qiymatlari (vaqt va temperatura ta’sirida) dreyflaydi va nolga yaqin bo‘lgan chastotalarning stabiligini o‘rnatadi.

- TLV3501 integral sxemasi juda tezkor (4.5 ns) komparator bo‘lib, chiqishdagi kuchlanish rail-to-rail ko‘lamida o‘zgaradi. Ammo uning quvvat manbai kuchlanishining maksimal qiymati + 5.5 V. Agar siz bu sxemani kattaroq kuchlanishli manba bilan ishlatmoqchi bo‘lsangiz uni tezkor CA3130 rail-to-rail op-ampga almashtirishingiz kerak bo‘ladi. Bu integral sxema ancha vaqt davomida ishlatilib kelinadi va yo‘q bo‘lib ketish arafasida turibdi³⁷; ammo kompensatsiya qilinmaganligi tufayli kichik quvvatli op-amlar ichida katta tezlikda ishlaydigani bo‘ladi (§4.9.2Bni ko‘ring). Buni kirish op-ampi sifatida ishlatib bo‘lmaydi, chunki integrator sxemasida u stabil ishlaymaydi, sababini keyinroq keltiramiz. Uning kirishni siljitish kuchlanishi ham katta.

³⁷ “Here Yesterday. Gone Today” ni o‘qing

- Schmitt triggerini CMOS 555 –tip taymerga almashtirish mumkin, misol uchun ICL7555ga. Uning stabil kirish ostona kuchlanishlari manba kuchlanishining uchdan bir va uchdan ikki qiymatlariga teng, chiqish kuchlarishi rail-to-rail o'zgarish ko'lamiga ega.

- Kommutatorning alternatalari: SD210 yoki 74HC4066 (oxirgisi 74NS seriyali raqamli logik mikrosxemasi) kabi integral kommutatorlarni diskret Q_1 MOSFET tranzistor o'rniga ishlatsa bo'ladi; ularning kichik sig'implari katta chastotalarda yaxshi ishlashga imkon beradi.

- Agar quvvat kompensatsiyasi masalasi maksimal chastota yoki dinamik ko'lamdan afzal bo'ladigan bo'lsa sxemadagi ikkita integral sxemaning o'rniga kichik quvvatli CMOS rail-to-rail op-amplarni ishlatish mumkin. Misol uchun, TLC2252 juft op-amp (har bir kanali 35 μ A tok iste'mol qiladi). CMOS op-amplarning kirish toklari bu sxemada juda kichik bo'lgani tufayli rezistorlar qarshiliklarini kattaroq olsa bo'ladi.

- Bir juft op-amplarni bir korpusda bo'lishini istasangiz eng yaxshi tanlov bipolyar LM6132 bo'ladi, uning kirish va chiqishidagi kuchlanish rail-to-rail o'zgaradi, yuksalish tezligi 14 V/ μ s; ana shu integral sxemalar oilasida LM6142, LM6152 tezkor op-amplarni tanlashingiz mumkin; ularning tezkorligi kattaroq kirish va manba toklari hisobiga bo'lgan.

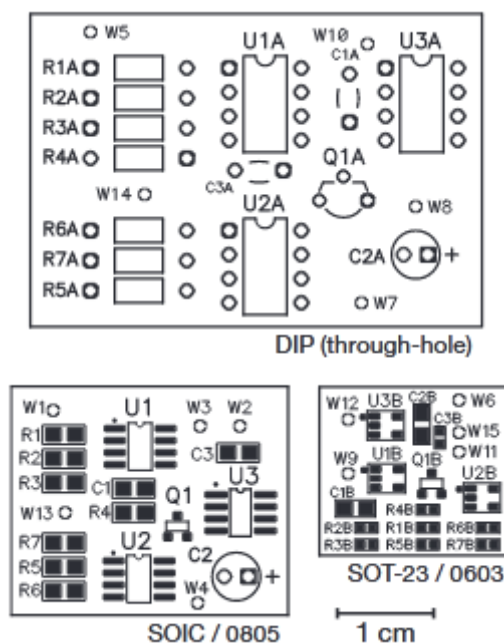
- Yagona integral sxemada yaratiladigan generator uchun MAX951 eng yaxshi tanlov bo'ladi. Uning sxemasi op-amp – komparator – va referens kuchlanish manbaidan iborat. Bu integral sxemani shu generator loyihasida ishlatmoqchi bo'lib harakat qildik, ammo 4.83-rasmda sxemasi keltirilgan generatorni mavjud integral sxemalar va hatto maxsus LTC699-seriyali taymer (§7.1.4B) bilan ham yaxshi ishlata olmadik. Yaratmoqchi bo'lgan sxemangizda maqsad qilib qo'ygan mukammallikka erishmoqchi bo'lib, uni eng yaxshi integral sxemalar asosida yig'ib, olgan natijangiz avvaldan ma'lum bo'lgan sxemani yig'ib, olgan natijalardan afzal ekanligi ko'rsatildi.

4.22-masala. 4.83-rasmda keltirilgan sxemaning chiqish chastotasini ifodalovchi tenglamani chiqaring. Shunda Schmitt triggerining ostona kuchlanishlari va komparatorning kirish toklar hujjatlarda keltirilgan qiymatlariga to'g'ri kelishini bir yo'la tekshiring.

4.6.5 Kuchlanish bilan boshqariladigan ossillyatorni montaj qilish

Odatda elektron komponentlar sxemaga muvofiq simlar bilan o'zaro ulanadi (misol uchun “aksial terminalli rezistor va kondensatorlar) yoki integral sxemalarning pinlari ham simlar bilan ulanardi. Zamonaviy sxemotexnikada komponentlar plataga yuzaki montaj qilinadigan bo'ldi, ularning kontaktlari keramik yoki plastik korpus yuzasida joylashtiriladigan bo'ldi. Komponentlarni plataga joylashtirish “yuzaki montaj” deb ataladigan bo'ldi. 1-bobdagi 1.2-rasmda shunday “yuzaki montaj” rezistorlarini, 4.1-rasmda op-amplarni va 10.23-rasmda (10-bob) kichik logik komponentlarni ko'rishingiz mumkin. Yuzaki montaj texnologiyasi elektron qurilmalarni kichikroq qilish imkonini berdi, shu bilan birga simlarning induktivligi kamaygani hisobiga sxemalarning elektr sifatleri ham yaxshilandi. Ammo buning noqulay tomoni shuki, ularni ishlatib birlamchi maket namunasini yaratganingizda sxemaga o'zaro ulash oson emas, bunday montajni plataga joylashtirilgan tuynikli kontaktlarga komponentlarning terminallarini montaj qilish juda oson. Zamonaviy komponentlar (misol uchun, op-amplarni) asosan yuzaki montaj uchun mo'ljallanib ishlab chiqarilishi muammoni murakkablashtiradi. Qisqasi, siz montaj yo'lini tanlashda (a) sxema komponentlarining terminalli turlarini topib (agar sizga kerak bo'lgan komponentlarni topa olsangiz) sxemaning prototipini yig'asiz va bir marta ishlatiladigan korpusga tezda joylashtirasiz; (b) zamonaviy texnologiyalarga ergashib sizga kerak bo'lgan sxemalarning printerlangan platalarini yaratib, ularga yuzaki montajga mo'ljallangan komponentlarni joylaysiz; (s) shu ikki texnologiyalarning afzalliklarini birlashtirib fotoprintli plataga tuynikli kontaktlarga montaj qilinadigan komponentlarni joylaysiz va yuzaki montajga mo'ljallangan komponentlar uchun maxsus adapterlarni ishlatib montaj qilasiz. Oxirgilar juda kichik plata bo'lib, ularga

yuzaki montaj komponentlarini adapterning pinli kontaktlariga lahmlyaysiz va shu bilan sun'iy, tuynukka montaj qilinadigan, komponent yaratasisiz. Sxemalarni montaj qilishda anchagina urinib shu xulosaga keldikki shu oxirgi usul prinsipial juda qulay bo'lsa ham borgan sari kam ishlatiladigan bo'lib bormoqda, chunki tuynikli kontaktga montaj qilinadigan komponentlar kamayib bormoqda. Qanchalik kompromisga borganimizni ko'rsatish uchun biz sxemasi 4.83-rasmda keltirilgan kuchlanish bilan boshqariladigan ossillyator sxemasini montaj qilish uchun keltirilgan uchta: (a) tuynikli kontaktga montaj qilinadigan komponentlar, (b) nisbatan katta bo'lgan yuzaki montaj komponentlari va (c) kichik yuzaki montaj komponentlarini ishlatib ko'rdik. 4.84-rasmda ular real o'lchamlarida ko'rsatilgan; bunda biz faqat komponentlar joylashtirilgan yuzasini va ularni ulash uchun ishlatiladigan metall kontakt maydonchalarini ko'rsatdik. Tunikli montajda biz standart DIP op-amp va komparatorni ishlatdik, ishlatilgan $\frac{1}{4}$ -vattli rezistorlarning kontakt terminallari aksial; katta o'lchamli yuzaki montaj komponentlaridan biz SOIC-8 turdagi op-amp va komparator ishlatdik, rezistorlar 0805 yuzaki montajga mo'ljallangan; va kichik o'lchamli yuzaki montajga mo'ljallangan komponentlardan biz SOT-23 op-amp va komparator hamda 0603 rezistorlarini³⁸ ishlatdik. Shu oxirgi rezistor aksial terminalli rezistordan 4.5 barobar kichik o'lchamlarga ega. Bajarilgan montaj ishlari uchun jarima to'lanmadi; xulosa qilib aytish mumkinki, o'lchamlari kichikroq bo'lgan komponentlar parazitik induktivlik kam bo'lgani hisobiga yaxshiroq ishlash xarakteristikalarini ko'rsatdi.



4.84-rasm. Sxemasi 4.83-rasmda keltirilgan kuchlanish bilan boshqariladigan ossillyatorning printerlangan platalardagi montaj ko'rinishlari. O'lchamlari kichik bo'lgan yuzaki montaj komponentlari plata maydonini yuqoridagi plataga nisbatan 22%ga kamaytirdi. Bu kichik platalarga montaj qilinadigan komponentlar juda ko'p va ularning elektr xarakteristikalarini ham yaxshiroq.

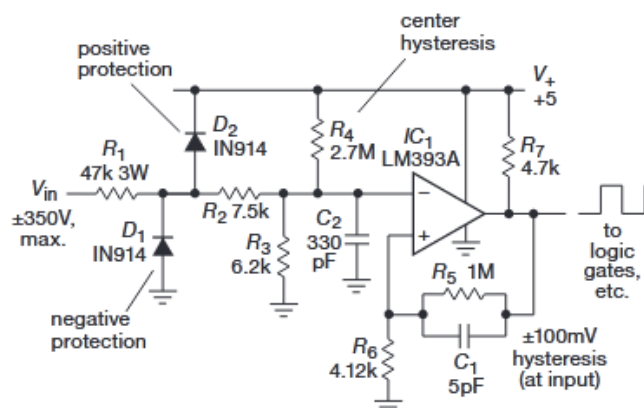
4.6.6 Nolni kesib o'tish detektori

Bu misol bir qutbli manba bilan ishlaydigan va yakka manbali op-amplarning yaqin qardosh bo'lgan komparatorni ishlatilishini ko'rsatib beradi. Oxirgilarga o'xshab, komparatorning kirish signali, odatda yer potensialiga teng bo'lgan, eng kichik manba kuchlanishi ko'lamigacha o'zgarishi mumkin.

³⁸ 4-xonali belgi uzunlik va kenglikni 0.01" (0.25 mm) o'lchamlarda ko'rsatadi; misol uchun 0603 raqamlar rezistorning 0.06"x 0.03" (1.5 mm x 0.75 mm) o'lchamlarini bildiradi. Biz o'ylashimizcha bu juda kichik o'lchamlar ammo sanoat bunda to'xtagani yo'q: rezistorlarning quyidagi standart o'lchamlari bor 0402 va 0201 (oxirgisi chang zarrachasining o'ziku 0.5 mm x 0.25 mm!)

4.85-rasmda keltirilgan sxemaning kirish signalining amplitudasi 150 V rms bo'lishi mumkin, shunda chiqish signali 5V "TTL" (0 dan + 5V gacha) logik sxemalarini ishlatishga mos bo'lgan impulslar ishlab chiqaradi. LM393 komparator integral sxemasi (oxirgi misolda ishlatgan TLC3501ga o'xshash) maxsus shunday sxemalarda ishlatish uchun mo'ljallangan; uni op-ampga o'xshab kuchaytirgich sifatida ishlatib bo'lmaydi, uning ichki faza surilishi kompensatsiya qilinmagan (§4.9ni ko'ring) va ossillyasiyasiz feedback ishlatishga imkoni bor.

Chiqishlari "ochiq kollektorli" sxemada yig'ilgan bo'lgani uchun chiqishni rezistor orqali manba kuchlanishi terminaliga ulash kerak bo'ladi. Uning ichki sxemasi 4.86-rasmda keltirilgan; op-ampga o'xshab ketishiga ahamiyat bering (4.43-rasm), unda S_5 kompensatsion kondensatori va "pullup" tranzistori ham ishlatilmagan. Komparatorni §12.3da batafsil ko'rib chiqamiz.

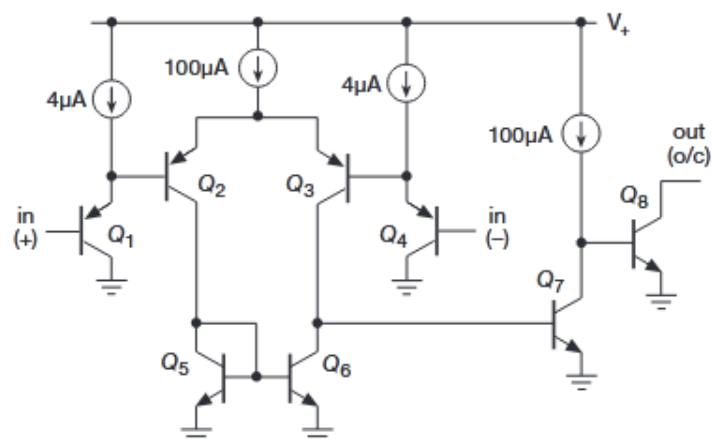


4.85-rasm. Nolni kesib o'tish detektori kirishidagi himoya zanjirlari bilan.

R_1 rezistori D_1 va D_2 diodlar bilan kirishdagi signal o'zgarishlarini taxminan $-0.6\text{ V} + 5.6\text{ V}$ ko'lamida chegaralaydi; bu komponentlarning joyiz quvvati kirishdagi kuchlanishning maksimal rms qiymati bilan belgilanadi. R_2R_3 rezistiv kuchlanish bo'luvchisi kirish kuchlanishining manfiy qismini 0.3 volt dan kichikroq qiymatlarga 393 komparator uchun chegaralaydi. R_5 bilan R_6 rezistorlari Schmitt triggeri uchun gisterezis yaratib beradi, R_4 rezistori trigger gisterezisini yerga nisbatan simmetrik holatiga o'rnatish uchun ishlatilgan. R_1 rezistorining qarshiligi, kirish atenuatorini tashkil qilgan boshqa rezistorlar qarshiligidan katta bo'lgani tufayli, sxemaning kirish impedansi deyarli konstanta. 393 komparatorning kirishidagi kuchlanish yer potensialigacha tushishi mumkin bo'lganligi uchun bu sxemada ishlatilgan, shunda bir qutbli manba bilan ishlash osonlashadi.

Qo'shimcha ma'lumot:

- Komparatorlarning LM393 versiyasi kirish kuchlanishini noldan quyiga tushgan kuchlanishlarning joyiz qiymatini aniq chegaralaydi, chunki kirish kuchlanishi -0.3 V dan past bo'lsa komparatorning chiqishi qutbini o'zgartiradi, uning bu xususiyati datasheetida faza reversi deb atalgan. Bu funktsiyani sxemadagi D_1 diod va R_2R_3 kuchlanish bo'luvchisi bajaradi, aksincha D_1 diodining potentsiali past bo'lgan tomoni, 5.81-rasmdagi sxemadagidek, yerdan diod kuchlanish tushuviga siljirilishi mumkin. Yangi ishlab chiqarilgan LT1671 komparatori ishlatilsa, R_3 rezistorini olib qo'yish mumkin; bu komparatorning ichki chiqishni $+5\text{ V}$ ga ko'tarib beradigan zanjirlari bo'lgani tufayli R_7 rezistorini ham keragi bo'lmaydi.



4.86-rasm. LM393 bir qutbli kuchlanish manbai bilan ishlaydigan komparator sxemasi.

• Schmitt triggerining ostona kuchlanishlarini biz atayin erga nisbatan simmetrik qilib o'rnatgan edik, ammo buni eng yaxshi yechim deb bo'lmaydi. Misol uchun, siz sxemaning chiqishi, kirishdagi signal nolni kesib o'tgan onda, holatini o'zgartirishini istaysiz, ya'ni chiqishning holat o'z-gari-shi kirishdagi signal nolni kesib o'tishi bilan sinxronlashgan bo'lishi kerak. Agar R_4 rezistorini olib qo'ysak komparatorning manfiy ostona kuchlanishi aniq 0 Vga teng bo'lib qoladi; aksincha R_7 rezis-tori qarshiligini muvofiq tanlab musbat ostona kuchlanishini ham 0 Vga o'rnatish mumkin (tushunganin-gizni 24-masalani yechish bilan tekshirib ko'ring).

• Faqat sig'imli feedbackni ishlatib (R_5 rezistorini olib qo'yib) ikki ostona kuchlanishlarini ham 0 Vga o'rnatib qo'yishingiz mumkin, shunda gisterezis bo'lmaydi. Bu holda gisterezisning o'tish vaqti $\tau = C_1 R_6$ vaqt konstantasi bilan belgilanadi, ana shu vaqtga kirish signali ostona kuchlanishidan chapda bo'ladi. Demak, misol uchun, siz bu sxemani chastotasi 60 Hz bo'lgan sinusoidal signal nolni kesib o'tish vaqtini belgilash uchun ishlatsangiz $C_1 = 0.1 \mu F$ qiymatini tanlasangiz, vaqt konstantasi 0.5 ms bo'ladi (keyingi bandga qarang). Bu sxemada siz kirish signalining minimal yuksalish tezligi bilan nolni kesib o'tishning maksimal chastotasini taxminan o'rnatishingiz kerakligi sxemaning kamchiligi bo'ladi. Komparator sxemasini qo'shimcha komparatorlar bilan murakkablashtirish hisobiga uni har ostona kuchlanishini kesib o'tganida qayta 0 Vga o'rnatib, so'ng ikkinchi balandroq ostonani kesib o'tishi kerak bo'lgan sxema yaratish xayolingizga kelishi mumkin. Ana shu murakkab loyihani amalga oshirsangiz, o'zgarish tezligi cheklanmagan kirish signali nolni aniq kesib o'tishini belgilovchi sxema yaratgan bo'lasiz (signalning o'sish va so'nish yo'nalishlaridagi nolni kesib o'tish nuqtalari uchun).

• Ziyrak bo'ling, agar siz C_1 tezlashtiruvchi kondensator sig'imini oshirmoqchi bo'lsangiz, kom-paratorning invertlovchi kirishi manfiy tomonga o'tishiga ta'sir ko'rsatadi va sig'im bir necha piko-foraddan ancha katta bo'ladigan bo'lsa komparator chiqishida faza teskariga o'zgarishi mumkin (bu kasallik barcha komparatorlarda kuzatiladi, LM393 ham shu hisobda). Bunday hollarda zamonaviy komparatorlardan ishlatishingiz mumkin, ular datasheetlarida komparatorlari faza ag'darilishidan holi deb maqtanishadi, misol uchun MAX989.

4.24-masala. 4.85-rasmdagi sxemada kirish signalining musbat yo'nalishdagi ostona kuchlanishi 0V bo'lishi uchun R_4 rezistorining qarshiligi qancha bo'lishi kerak?

4.25-masala. Bir necha komparatoridan tashkil topgan gisterezisli sxemani loyihalashga harakat qiling. Ularning ikki ostona kuchlanishlari ham 0 V bo'lishi kerak. Kirishdagi signal o'zgarish yo'nalishini o'zgartirishdan avval yerni kesib o'tib 50 mV quyiga tushishini hisobga oling.

4.6.7 Op-amplar jadvali

Keyingi betda biz ishlatib ko'rib tanlagan foydali va biz uchun afzal bo'lgan op-amp namunalari ro'yxatini 4.2a-jadvalda keltirdik. Jadvaldan siz keng ishlatilib kelingan komponentlarning narxi va ishchi paramterlari to'g'risida ma'lumot olishingiz mumkin. Agar siz o'zingizning keyingi loyihangizni

shu jalvaldan boshlasangiz juda ham yaxshi bo'ladi! Op-amplarning to'liqroq ro'yxati pretsezion sxemalar bobida joylashtirilgan (5.4-jadval, katta tezlikda ishlaydigan op-amplar; 5.5-jadval, Pretsezion op-amplar; 5.6-jadval, Avto –nollik op-amplar).

4.7 Boshqa kuchaytirgichlar va op-amp turlari

Op-amplarga bag'ishlangan bu birinchi bobda biz "standar" ikki qutbli manbali bipolyar tranzistorlar, JFET va MOSFETlarda yaratilgan op-amplarni ko'rib chiqdik. Bunga qo'shimcha bir qutbli kuchlanish manbai bilan ishlaydigan op-amplarning ishlatilishiga misollar, chiqishlari rail-to-rail (va hatto kirishlari rail-to-rail) o'zgaradigan turlari bilan ham tanishdik. Bulardan boshqa bo'lgan turlarining ba'zilarini biz 4x va 5-boblarda ko'rib chiqamiz. Bularni kitobning shu joyida ko'rib chiqqanimiz yaxshi bo'ladi, chunki ulardan biri yoki bir nechitasi, op-amp ishlatilishi kerak bo'lgan loyiha muammosiga, eng yaxshi yechim bo'lishi mumkin.

Tokli feedbackli op-amplar. Ular odatdagi ("kuchlanishli feedbackli") op-amplarga juda o'xshaydi, ammo uning qarshiligi kichik invertlovchi kirishi tokni summalovchi tugun bo'lgani bilan farq qiladi. Ular chastota ko'lamini keng bo'lgan sxemalarda nisbatan katta kuchaytirish koeffitsienti bilan yaxshi ishlaydi; 4x-bobdagi muvofiq mavzuni ko'ring.

Dreyfi nol bo'lgan op-amplar Zero-drift op-amps Bu g'ayrioddiy, auto-zero chopper-stabilized kuchaytirgichlardan iborat op-amplar pretsezion sxemalarda ishlatishga mo'ljallangan (kichik V_{OS} li). Kirishdagi siljituvchi kuchlanishlar sababli hosil bo'ladigan xatoliklarni yo'qotish uchun ularda ichki MOS kommutatorlar o'rnatilgan. Ular kirishdagi siljituvchi kuchlanishlarni o'lchab, chiqishdagi xatolikni to'g'rilaydi. Sozlanmagan V_{OS} kuchlanishi qiymati $5\mu V$ dan kichik bo'lgan yagona kuchaytirgichlar shular bo'ladi. 5.6-jadvalni ko'ring.

Katta kuchlanishli va katta quvvatli op-amplar Chiqish tokining maksimal qiymati 25 amper yoki quvvat manbaining kuchlanishi 1 kV yoki undan ham katta bo'lgan op-amplarni topishingiz mumkin! Bular maxsus yaratilgan (va qimmat) qurilmalar bo'lib, pyezo drayver, servo drayver va shunga o'xshash qurilmalarda juda unumli foydalaniladi. 4.2b-jadvalni ko'ring, unda ba'zi favoritlari keltirilgan.

Mikroquvvatli op-amplar Op-amplar spektrining boshqa chetida siz, sokinlik toklari mikroamper yoki undan ham kichik bo'lgan, op-amplarni topishingiz mumkin. Bu komponentlar juda tezkor emas - $I_Q = 10\mu A$ bo'lgan LMC6442ning f_T chastotasi 10 kilogers va yuksalish tezligi³⁹ $0.004 V/\mu s$, ammo ularni yagona batareya bilan ishlatib bo'lmaydi.

Instrumental kuchaytirgichlar Bular kuchaytirish koeffitsienti o'rnatilishi mumkin bo'lgan integral sxemali differensial kuchaytirgich bo'ladi. Ularning sxemasi bir necha op-amplardan iborat bo'lib, yuqori stabilligi va sinfaz signalni rejeksiya qilish koeffitsienti katta bo'lgani bilan ajralib turadi. Instrumental kuchaytirgichlarni §5.15da ko'rib chiqamiz.

Video va radiochastotali kuchaytirgichlar. Chastotasi 10 MHz dan 10 GHz gacha bo'lgan video va kommunikatsiya signallari bilan ishlash uchun yaratilgan maxsus kuchaytirgichlar bo'lib, kuchaytirish koeffitsienti aniq bo'lgan kuchaytirgich modullari bo'ladi. Bu chastotalarda siz op-amplarni ishlatmaysiz.

Boshqa kuchaytirgich variantlari. Mikrofon kuchaytirgichi, tovush kuchaytirgichi, qadamli motor drayveri kabi xarakteristikalar juda yaxshi bo'lgan va ishlatilishi oson integral sxemalar ham juda keng tarqalgan.

³⁹ Ishlab chiqaruvchilar xech qachon datasheetlarda bunday sustkor op-amplar yuksalish tezligining o'lchash birligini " $V/\mu s$ " bilan belgilamaydi, o'rniga V/millisecond bilan belgilashadi.

Table 4.2a. Representative Operational Amplifiers (see also Tables 5.2–5.8 and 8.3)

Part #	#/pkg	Package			Total Supply		I_Q typ ^b (mA)	f_T typ (MHz)	SR typ (V/μs)	V_{OS} max (μV)	I_{bias} typ (nA)	e_n typ (nV/√Hz)	Swing to supplies?			Comments
					min (V)	max (V)							IN	OUT		
															+	
LM358, 324	2, 4	•	•	•	3	32	1	1	0.5	7000	45	40	-	-	•	single-supply jellybean
LT1013, 1014	2, 4	•	•	•	4	44	0.7	0.8	0.4	40	12	22	-	-	•	precision single-supply
LT1077A	1	•	•	•	2.2	44	0.05	0.23	0.08	40	7	27	-	-	•	low-power bipolar, also OP183
LMC6482A, 84A	2, 4	•	•	•	3	16	1.3	1.5	1.3	750	201A	37	•	•	•	CMOS jellybean, LMC7101 SOT-23
TL03272A, 74	2, 4	•	•	•	4	16	2.2	2.2	3.6	850	0.001	8	-	-	•	CMOS
LMC6442A	2	•	•	•	2.2	16	0.002	0.01	0.004	3000	51A	170	•	•	•	micro-power!
LMC6041, 42, 44	1, 2, 4	•	•	•	4.5	16	0.02	0.08	0.015	3000	21A	83	-	-	•	
LMC6081A, 82, 84	1, 2, 4	•	•	•	4	16	0.45	1.3	1.5	350	101A	22	-	-	•	for low power, LMC6061 has $I_Q=20\mu A$
TLV2401, 02	1, 2	•	•	•	2.5	16	0.0009	0.005	0.002	1200	0.1	500	•	•	•	piezo-power, operates to $V_{CC}+5V$
LMC7101A	1	-	-	•	2.7	16	0.5	1	1	3000	0.001	37	•	•	•	similar to LMC8482
LR411, 412C	1, 2	•	•	•	7	36	4.5	3	13	2000	0.05	18	-	-	•	JFET, TI, dual cheaper than single
LF347B	4	•	•	•	7	36	8	3	13	5000	0.05	18	•	-	•	low cost JFET, 15¢ per op-amp
LT1057A, 1058	2, 4	•	•	•	7	40	3.4	5	24	450	0.05	13	-	-	•	Improved LF412, also see AD712
OPA727, 2727	1, 2	-	-	•	4	13	4.3	20	30	150	0.085	6	-	•	•	e-trim CMOS
OPA376, 2376	1, 2	-	-	•	2.2	7	0.76	5.5	2	25	0.2pA	7.5	-	•	•	e-trim CMOS
TL03272C, 274C	2, 4	•	•	•	3	16	1.4	2.2	5.3	10mV	0.1pA	27	-	-	•	consider TLV27x family
OPA129B	1	•	•	•	10	36	1.2	1	2.5	2000	301A	17	-	-	•	electrometer, mass spec, pH probe
LT1012A	1	•	•	•	2.4	40	0.37	0.4	0.2	25	0.025	14	-	-	•	low I_B bipolar
LTC1050C	1	•	•	•	6	18	1.1	2.5	4	5	0.01	1.5μV ^c	-	-	•	chopper
LT1637	1	•	•	•	2.7	44	0.18	1	0.35	350	20	27	+	•	•	'over-the-top'; V_{IN} to $V_{IS}+44V$
LT1097	1	•	•	•	2.6	40	0.35	0.7	0.2	50	0.04	14	-	-	•	CMOS stable, comp pin
OPA177	1	•	•	•	6	44	1.5	0.6	0.3	60	0.5	7	-	-	•	Improved OP-07
OPA277, 2277, 4227	1, 2, 4	•	•	•	4	36	0.8	1	0.8	20	0.5	8	-	-	•	Improved OP-07, see also OPA227
LM6132A, 34	2, 4	•	•	•	2.7	35	0.8	11	14	2000	110	27	•	•	•	early RRIQ
AD797A	1	•	•	•	10	36	8.2	80	20	80	250	0.9	-	-	•	low distortion, low noise
ADA4000-1, 2, 4	1, 2, 4	-	-	•	8	36	1.3	5	20	1700	0.005	16	•	-	•	JFET
LT6220, 21, 22	1, 2, 4	-	-	•	2.5	12.6	0.9	60	20	200	15 ^b	10	•	•	•	
OPA837A	1	•	•	•	8	36	7	16	55	250	0.002	5.6	-	-	•	low-noise JFET
OPA857	1	-	-	•	8	13	14	1600	700	1800	0.002	4.8	-	-	•	fast JFET
OPA454	1	-	-	•	10	120	3.2	2.5	13	4000	0.002	35	-	-	•	high voltage, also OPA445 miniDIP
THS4011, 12	1, 2	•	•	•	8	33	7.8	280	310	6000	2000	7.5	-	-	•	fast VFB*, THS4021/22 daocomp, G>10
LM7171A	1	-	-	•	8	36	6.5	200	4100	4000	2700	14	-	-	•	CFB*, 100mA output current
EL5166	1	-	-	•	5	12.6	5	1400	6000	5000	6500	1.7	-	-	•	CFB*
AD8011	1	•	•	•	3	12.6	1	570 ^d	3500	5000	5000	2	-	-	•	low-power two-stage CFB

Notes: (a) italicized part numbers have corresponding number of op-amps per package. (b) quiescent current per package. (c) for the full-scale part number (not with the least number of op-amps) e.g. 1 mA for the LM358. (d) 0.05V for OLV10. (e) OLV for OLV10. (f) VFB=offset feedback. (g) CFB=common feedback. (h) bias to 20nA at the negative rail.

Notes: (a) italicized part numbers have corresponding number of op-amps per package. (b) quiescent current per package. (c) for the full-scale part number (that with the least number of op-amps, e.g., 1 mA for the LM358). (d) peak-to-peak noise voltage. (e) GBW for G_v=10. (f) VFB=voltage feedback, CFB=current feedback. (h) bias to 250nA at the negative rail.

Table 4.2b Monolithic Power and High-Voltage Op-Amps^a

Type	Mfg	Total supply		I_O	Diff'l input ^b	I_{LIM}	Int comp	f_T	Slow rate	$I_{out(max)}$	P_{diss}	Therm lim	Prog. cur lim	Package	Cost	Comments
		min (V)	max (V)	typ (mA)	max (V)			typ (MHz)	typ ($V/\mu s$)	typ (A)	max (W)	(50°C)	shut down		qty 25 (\$US)	
low power																
LME49726	TI	2.5	6	0.7	full	*	-	6.8	3.7	0.35	1 ^U	-	-	MSOP	1.29	A
OPA587	TI	2.7	7.5	3.4	full	*	-	1.2	1.2	2.2	12.5 ⁿ	*	*	QFN	5.53	B
OPA589	TI	2.7	7.5	3.4	full	*	-	1.2	1.2	2.2	25 ⁿ	*	*	SO-20	7.41	B,C
AD8010	Analog	10	12.6	16	1.2	-	-	230	800	0.2	1.3 ^U	-	-	SO-16	6.69	D
LM6171	TI	5	36	2.5	10	-	-	100	3000	0.12	0.7	-	-	DIP, SO	4.27	E
LTC2057HV	LTC	4.8	65	0.8	full	*	-	1.5	0.45	0.02	low	-	-	SO-8	3.32	F
ADA4700	Analog	10	100	1.7	full	-	-	3.5	20	0.03	2.5	*	-	SO-8	6.00	
OPA445	TI	20	100	4.2	80	-	-	2	10	0.015	0.6	-	-	DIP, SO-8	10.07	G
OPA454	TI	10	100	3.2	full ^g	*	-	2.5	13	0.12	7.5 ⁿ	*	-	SO-8	6.09	
LTC6090	LTC	9.5	140	2.8	full	*	-	12	21	0.05	15 ⁿ	*	-	SO, TTSOP	4.87	H
medium power																
L2720W	ST	4	28	10	full	-	-	1.2	2	1	5	*	-	SO-16	1.02	I
ISL1532A	Intersil	10	30	3.5 ^o	full	-	-	50	400	1	1	-	-	SSOP-20	1.43 ^f	J
THS3120	TI	9	33	7	4	-	-	130	900	0.47	15 ⁿ	-	-	MSOP-8	5.57	K
LT1794	LTC	10	36	26	full	-	-	200	600	0.72	25 ⁿ	*	-	SO-20	8.09	J
LT1206	LTC	10	36	12 ^o	full	*	-	60	900	0.5	15 ^P	*	-	DIP, TO-220	5.88	K,L
LT1210	LTC	8	36	35	full	*	-	35	900	2	15 ^P	*	-	TO-220-7	8.75	K,M
L272	FSC	4	40	8	full	-	-	0.35	1	1	5	*	-	DIP, SO-16	2.08	N
PA75	Apex	5	40	8	full	-	-	1.4	1.4	2.5	19	-	-	TO-220-7	28.88	O
TDA7258	ST	10	50	80	full	-	-	9	10	3	35	*	-	TO-220-11	3.42	P
LM1875	TI	16	60	70	full	-	-	5.5	8	4	25	*	-	TO-220-5	2.75	P
OPA552	TI	8	60	7	full	*	-	12	24 ^d	0.2	25 ^P	*	-	DIP, DDPak	5.70	Q
LM875	TI	20	60	18	full	-	-	5.5	8	3	40	*	-	TO-220-5	4.82	R
OPA547	TI	8	60	10	full	-	-	1	6	0.5	25	*	*	TO-220-7	9.57	S
OPA548	TI	8	60	17	full	-	-	1	10	3	30	*	*	TO-220-11	13.22	S
OPA549	TI	8	60	26	full	-	-	0.9	9	8	53	*	*	TO-220-11	20.65	S
OPA453	TI	20	80	4.5	full	*	-	7.5	23 ^d	0.05	25	*	-	TO-220-7	5.50	T
OPA541	TI	20	80	20	full	*	-	2	10	10	90	-	*	TO-3, SIP-11	19.28	
LM3886	TI	18	84 ^s	50	60	-	-	8	19	11.5	75	*	-	TO-220-11	5.94	P
TDA7293	ST	24	120	30	30	-	-	-	15	6.5	75	*	-	TO-220-15	5.49	P
higher voltage																
PA340	Apex	20	350	2.2	16	*	*	10	32 ^k	0.06	16	*	-	DDPak-7	21.45	U
PA90	Apex	30	400	10	20	*	*	100	300 ^o	0.2	18	-	*	SIP-12 +tab	188.00 ^V	U
PA15	Apex	100	450	2.0	25	*	*	5.8	20 ^d	0.2	18 ⁿ	-	-	SIP-10	185.00 ^V	U
PA98	Apex	30	450	21	25	*	*	100	1000 ^o	0.2	18	-	*	SIP-12 +tab	272.00 ^V	U
PA97	Apex	100	900	0.6	20	*	*	1	8 ^o	0.01	3 ⁿ	-	-	SIP-12	176.00 ^V	V

Notes: (a) within categories, sorted by maximum voltage, then output current; the Apex parts are hybrid, and neither PCB nor instrument-box types are listed. (b) not to exceed total supply voltage. (c) P_{diss} with case at $T_C = 50^\circ C$, based on $R_{\theta JC}$. (d) when comp for $G > 10$. (e) when comp for $G > 100$. (f) internal JFETs limit current to 4mA. (g) see notes. (h) for $C_C = 4.7\mu F$, $G > 10$. (i) provided you can get the heat out of the package! (j) adjustable. (k) power package. (l) qty 1k. (m) 94V w/o signal. (n) to ambient. (o) unit qty; see distributor prices (and your banker) for larger qty.

Comments: (A) dual, RRIO. (B) RRIO. (C) with current monitor. (D) video. (E) VFB with CFB. (F) auto-zero, 4 μV . (G) has V_{os} trim; also in TO-99. (H) dual-6091. (I) update of L272. (J) dual, AD8L driver. (K) current-feedback, CFB. (L) can drive 10nF capacitive loads. (M) 1.1A/min. (N) Fairchild's version. (O) amp+buffer. (P) audio amplifier. (Q) slower OPA551 for $G=1$. (R) classic workhorse. (S) current-limit adjustment with resistor or external current. (T) slower OPA452 for $G=1$. (U) MOSFET output. (V) "inexpensive."

“Kecha bor edi, bugun yo‘q”

O‘zining eng yaxshi va xaridorbop chipini topib, ishlab chiqarish yo‘lida yarimo‘tkazgichlar sanoati sizni ancha mushul holatga tushirib qo‘yishi mumkin. Quyidagi holat vujudga kelishi mumkin: siz yangi ajoyib elektron qurilma yaratib, uning birlamchi maketini yasadingiz deylik; barcha sozlash ishlarini bitirib, qurilmangizni ishlab chiqarishga kirishmoqchi bo‘ldingiz. Endi sxema komponentlariga buyurtma bermoqchi bo‘lsangiz sizga kerak bo‘lgan eng muhim mikrosxema ishlab chiqarishdan olib qo‘yilganidan xabar topdingiz! Yana eng yomoni shuki, mijozlaringiz, siz ularga ko‘p yillar davomida etkazib berib turgan mahsulotni o‘z vaqtida yetkazib bermaganingizga, shikoyat qildi. Platalarni montaj

qiladigan joyga borib ko'rasizki, barcha ishlar bajarilgan, faqat platalarda "hali etib kelmagan" integral sxemaning o'rnini bo'sh turibdi xolos. Shunda sizga shu mikrosxemani sotadigan firmadan buyurtma bajarilmaganligi haqida so'raysiz; ularda shu mahsulot bor ekan, ammo hali yetkazib berilmagan ekan. Oxiri distribyuterdan bilasizki, bu komponentning ishlab chiqarilishi olti oy avval to'xtatilgan va sotuvda yo'q! Bu hodisa qanday sodir bo'ldi va endi siz nima qilishingiz kerak? Integral mikrosxema yo'q bo'lib qolishining to'rt sababini aniqladik.

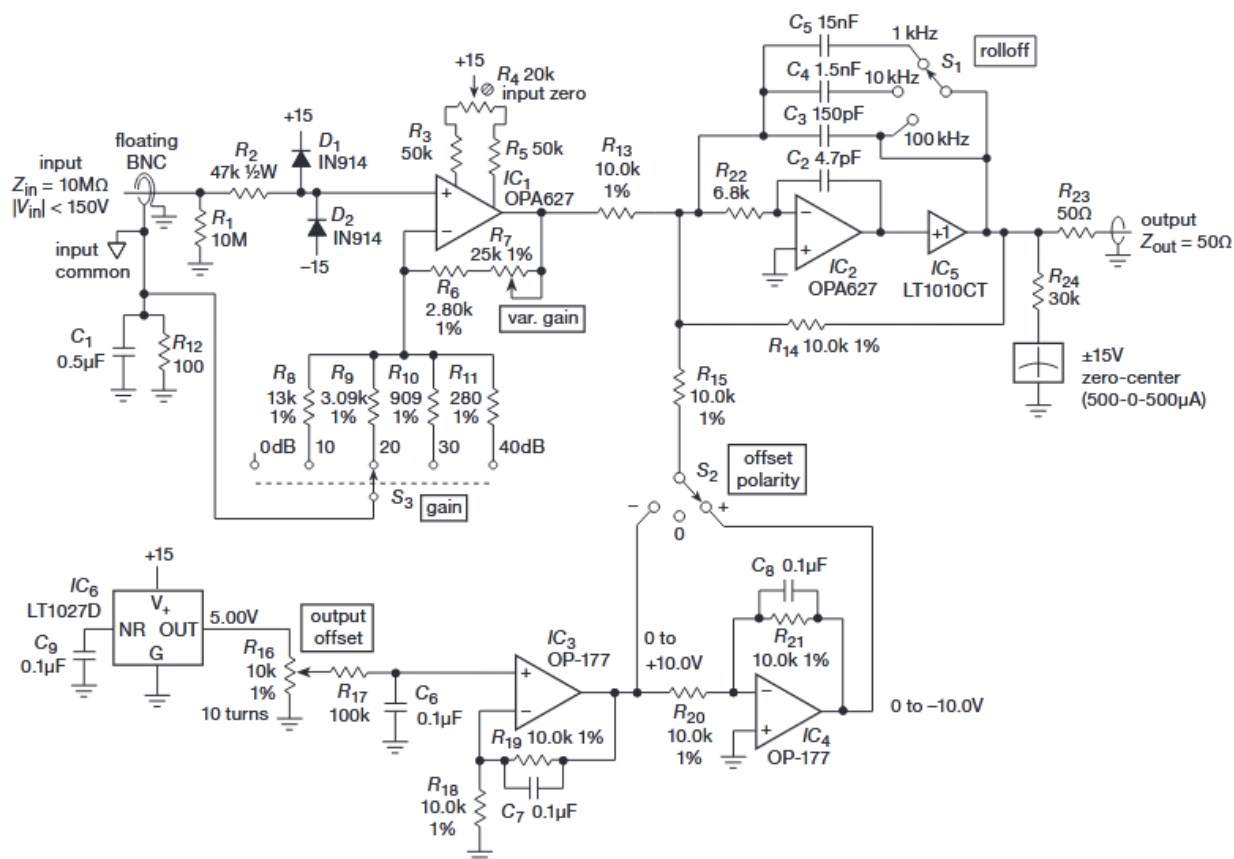
1. *Eskirish:* Ko'p yaxshi komponentlar doim bo'ladi va ularni ishlab chiqarilishi davom etaveradi. Bunday komponentlar qatoriga raqamli xotira chiplari (misol uchun kichik statik RAM va EPROMlar har yil yangi zich va tezkor versiyalari bilan almashtiriladi), chiziqli integral sxemalar hali to'liq almashtirilmagan bo'lsa ham. Bunday hollarda pinlari o'zaro to'g'ri keladigan mukam-malroq versiyasini eski kontakt uyalariga suqib qo'yasiz xolos.

2. *Sotuvda yo'q bo'lib ketdi:* Juda yaxshi ishlatilib kelingan integral mikrosxema sotuvda yo'q bo'lib qoldi. Agar shu mikrosxemani izlashda to'xtamasangiz, ishlab chiqaruvchidan - "unga talab qolmadi" degan gapni olasiz, yoki shunga o'xshash hikoyani eshitasiz. Buni siz "ishlab chiqaruvchiga bu mahsulot xaridorbop bo'lmagan" deb tushunasiz. Bizni Harris firmasi ajoyib NA4925 tezkor ikki juftli komparatorini ishlab chiqarilishini to'xtatgani tashvishga soldi, endi yo'q bo'ldi, o'rniga shunga o'xshash komparator yo'q. Bizning birinchi nashrimizda Harris NA2705-boshqa ajoyib chip- eng tezkor kichik quvvatli op-amp izsiz yo'qolib ketgani to'g'risida yozgan edik! Shu vaqt Maxim MAX402 tezkor kichik quvvatli op-ampni ishlab chiqara boshladi. Ko'pchilik uni ishlatib keldi va bir kunda uni topolmay qoldik! Ba'zi hollarda yaxshi chiplar yarimo'tkazgichli plastinalar ishlab chiqarish liniyasi yangi o'lchamli plastinalar ishlab chiqarishga o'tgani (misol uchun birlamchi 3" diametrli plastinalardan 5" yoki 6" o'lchamiga o'tganda) sababli ishlab chiqarilmaydi.

3. *Sxemalar yo'qolganida:* Bunga ishonmasangiz kerak, ammo vaqt vaqt bilan yarimo'tkazgichlar uyi ba'zi bir chiplar sxemalari izini yo'qotib qo'yadi va hech qanday iloji qolmaydi! Balki shunday hodisa Solid State Systems SSS-4404 CMOS 8-xonali bo'luvchisi chipi bilan sodir bo'lgandir.

4. *Ishlab chiqarish liniyasi "upgrade" qilingan:* Ba'zi hollarda ishlab chiqaruvchilar liniyada yaxshi ishlab turgan sinash vositalarini yangisiga almashtirishadi. Shunda paydo bo'ladigan muammo yangi sinash vositalarining boshqarish programmasi hali bitmagan. Demak, yarimo'tkazgichli plastinalarni liniya juda ko'p chiplar uchun ishlab chiqarish imkoni bor, ammo ular nima bilan sinaladi. Shu hodisa, ajoyib, biz eng hush ko'rgan ORA627lar bilan sodir bo'ldi (bir yil davomida ishlab chiqarish to'xtab turdi, ammo baxtimizga yana ishlab chiqarish tiklandi).

5. *Ishlab chiqaruvchi biznesdan chiqib ketdi:* Shunday hodisa SSS-4404 bilan sodir bo'ldi! Agar printlangan platangiz tayor bo'lib, kerakli integral sxema topilmagan bo'lsa, muammoni hal qilishning bir necha variantlari bor. Siz platani qayta yaratib (balki sxemani ham), bor bo'lgan integral sxemalarni ishlatasiz. Yangi mahsulotni ishlab chiqarishga qo'ymoqchi yoki avval ishlab chiqarilib kelingan mahsulotni kattaroq hajmlarda ishlab chiqarmoqchi bo'lsangiz bu eng to'g'ri yo'l bo'ladi. Arzon va qo'pol yechim-kichik platacha yasab, uni yo'q mikrosxema o'rniga qo'yish bo'ladi. Yana yo'q mikrosxemaning vazifasini o'xshatib bajaradigan boshqa komponentlar ham qo'shiladi. Bu oxirgi variant nafis bo'lmasa ham, o'z ishini bajaradi.



4.87-rasm. Chiqishini siljitish mumkin bo'lgan laboratoriya dc kuchaytirgichi. Op-amplarni quvvat manbaiga ulanish va filtrlovchi kondensatorlar sxemada ko'rsatilmagan, sxemalarni chizishda odatda shunday qilishadi.

4.8 Tipik op-ampli sxemalar

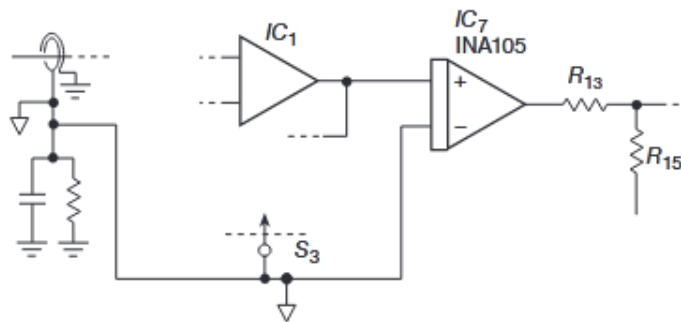
4.8.1 Universal laboratoriya kuchaytirgichi. 4.87-rasmda, kuchaytirish ko'effitsientini, chastota ko'lamini va chiqishni keng ko'lamda chiqishni siljitish kuchlanishini o'rnatish imkonini bo'lgan dc "dekadali kuchaytirgichining" sxemasi keltirilgan. IC₁ JFET-kirishli va kam shovqinli op-ampda noinvertlovchi kuchaytirgich yig'ilgan. Uning kuchaytirish ko'effitsientini birdan (0 dB) 100 dBgacha, 10 dBli qadam bilan o'rnatish mumkin; oraliqda kuchaytirish ko'effitsientini potensiometr bilan o'rnatish mumkin. UC₂ op-ampda invertlovchi kuchaytirgich yaratilgan; bu kaskad chiqishni siljitish kuchlanishini $\pm 10 V$ ko'lamda o'rnatish imkonini beradi. Buning uchun 10-buramli R₁₆ potensiometridan olingan aniq kuchlanish tokka o'zgartirilib summalovchi nuqtaga beriladi. S₃ – S₅ kondensatorlari chastota ko'lamini yuqori chastotalar tomonidan cheklaydi, chunki ortiqcha chastotada ko'lam muammolar tug'dirishi mumkin (shovqinlar ham). IC₅ quvvat kuchaytirgichi bo'lib, impedansi kichik bo'lgan yuklama va kabellarga ishlashni ta'minlaydi; uning chiqish toki $\pm 150 mA$ gacha bo'lishi mumkin. Qiziq detallar: kirishga o'rnatilgan 10 M Ω li rezistor yetarli darajada kichik bo'lgani sababli ORA627dan siljib chiqqan 10 rA tok (xona temperaturasidagi maksimal qiymati) ochiq kirishda 0.1 mV xatolik kuchlanishini yaratadi. R₂ rezistori D₁ va D₂ diodlari bilan birga kirish kuchlanishini V₋ – 0.6 V dan V₊ +0.6 V gacha ko'lamda cheklaydi. Shu himoyalovchi sxema kuchaytirgich kirishiga $\pm 150 V$ gacha kuchlanish berish imkonini beradi, shunda kuchaytirgich shikastlanmaydi. JFET-kirishli ORA627ni tanlashda, uning kichik kirish toki ($I_B = 10 rA$ tipik), o'rtacha pretseziyon ($V_{OS} = 100 \mu V$, max), shovqini kam ($e_n = 5 nV/\sqrt{Hz}$, tipik) va keng chastota ko'lam ($f_T = 16 MHz$, tipik) xarakteristikalariga ahamiyat berdik; oxirgi ko'rsatgich, kerakli katta chastotada kuchaytirgichning halqa bo'yicha kuchaytirish ko'effitsientini saqlash hamda chastota ko'lamini (150

kHz) ta'minlash uchun, muhim (40 dB). Kuchaytirgichning chiqish kaskadi kuchaytirish koeffitsienti birga teng inverter bo'lib (ichki feedback hisobiga) quvvat bufferi vazifasini bajaradi. LT1010 op-amp turining katta yuksalish tezligi, chastota ko'lamini va quvvati hamda 10 Ω ochiq halqa chiqish impedansi (uning qiymati feedback bilan kamaytiriladi, albatta; §2.5.3ni ko'ring). Bu va ORA627 yetarli darajada yuksalish tezligiga ega (muvofig 75 V/ μ s va 55 V/ μ s) bo'lgani tufayli chiqishidagi kuchlanishning o'zgarish ko'lamini ± 15 V, kuchaytirgichning to'liq 150 kHz chastota ko'lamida ta'minlab beradi. Bunday quvvat bufferlari sig'imli yuklamani op-ampning chiqishidan yaxshi izolyasiya qiladi (bu to'g'risida ko'proq 4x-bobda; §§4.6.1B va 4.6.2da); yana katta yuklamaga ishlaganida issiqlikni dissipatsiya qiladi va IC₂ ni sovuq holda ushlaydi, bu pretseziya (kichik V_{OS}) op-amlarning ishlashida juda muhim. Oddiy op-ampga nisbatan bu kirishiga signal bergan manbadan nisbatan kattaroq tok oladi, 0.5 milliampergacha, ammo bu muammo emas, chunki unga signalni op-amp beradi. Chiqishini siljitish sxemasi pretseziya LT1027- uch terminalli referens kuchlanish manbaida yig'ilgan. Bu integral sxemalar to'g'risida biz batafsil 9-bobda bahs yuritamiz; uning kirishiga nostabil, belgilangan chiqish kuchlanishidan kam deganda 2 voltga katta bo'lgan kuchlanish berilsa, chiqishida juda stabil bo'lgan (referens) kuchlanish hosil bo'ladi. Ayni shu turdagi integral sxemalarning, aniqligi har xil bo'lgan, subturlari bo'lib, ularning ichida eng yaxshisining (LT1027A) chiqish kuchlanishi 1 mV xatolik bilan o'rnatiladi va temperatura dreyfi 2ppm/ $^{\circ}$ C dan kichik bo'ladi; bu sxema uchun biz, biroz pulni tejash maqsadida, arzon "D" turini tanladik (5.0 V $\pm$ 2.5 mV; 5 ppm/ $^{\circ}$ C). OR177 juda yuqori stabil pretseziya op-amp bo'lib, ($V_{OS} < 10$ μ V, $TCV_{OS} > 0.1$ μ V/ $^{\circ}$ C) yuqori stabillikdagi chiqish kuchlanishini siljitish funksiyalari uchun ta'minlab beradi. S₆ kondensator referens kuchlanishi tarkibidagi shovqin kuchlanishlarni filtratsiya qilib beradi, C₇ bilan C₈ kondensatorlari kuchaytirgichlarning chastota ko'lamini toraytirish hisobiga shovqinlarni kamaytiradi. Bu kuchaytirgichni faqat dcda ishlatmoqchi bo'lsangiz sizga katta chastota ko'lamining keragi yo'q. Bu turdagi pretseziya kuchaytirgichlar to'g'risida ko'proq 5-bobda ma'lumot beramiz.

Qo'shimcha izohlar.

- Bu turdagi sxemalarning kirishidagi himoya zanjirlari kuchaytirgichning chastota ko'lamini chegaralab qo'yishi mumkin, chunki R₂ rezistori IC₁ integral sxemasining kirish sig'imi, diodlarning sig'imlari va montaj sig'imlari bilan birlashib past chastotali filtr hosil qiladi. Bizning sxemada umumiy sig'im taxminan 12 pF bo'lib, 3 dBlik nuqtasi 300 kHzga to'g'ri keladi, bu asbobning belgilangan 100 kHz, yuqori ishlash chastotasidan, ancha katta. Chastota ko'lamini belgilovchi kuchaytirgichda ana shunday himoyalovchi sxema ishlatmoqchi bo'lsangiz R₂ rezistori qarshiligi kamaytiriladi hamda sig'imi kichik (47 pF) kondensator unga parallel ulanishi kerak. Siz sig'imi kichik bo'lgan cheklovchi diodlarni, misol uchun 1N3595 yoki PAD5ni ishlatishingiz mumkin (1x-bob).

- Haqiqiy foyda beradigan universal laboratoriya kuchaytirgichining differensial kirishlari bo'lishi kerak. Bu talab op-amlarda emas, balki instrumental kuchaytirgichlarda amalga oshirilgan; §5.15ni ko'ring. Bizning sxemada biz "psevdodifferensial" sxemani ishlatib, kompromissga bordik; kuchaytirgich kirishining umumiy terminali (feedback uchun qaytish yo'li) yerdan 100 Ω lik rezistor bilan ko'tarib qo'yilgani hisobiga kirishga berilgan kichik signallarga moslashtirilgan. Kirishlari signallarga yaxshiroq moslagan sxema, simmetrik differensial bo'lmasa ham 4.88-rasmda keltirilgan, unda ayiruvchi kuchaytirgich (IC₇) yerdan ko'tarilib qo'yilgan umumiy kirishni referensi (kirish signallaridan biri) sifatida ishlatishgan. Ahamiyat bering, shassidan izolyatsiya qilingan BNC konnektor ishlatilgan.



4.88-rasm. Ayiruvchi kuchaytirgich umumiy kirishda signalning xatosini yo'q qiladi.

• Ko'p hollarda dc siljitish kuchlanishini chiqishda emas, balki kirishda o'rnatish afzalroq bo'ladi. Kuchaytirgichning kuchaytirish koeffitsientini, siljitish kuchlanishini sozlamasdan, o'zgartirmoqchi bo'lsangiz kirish signalining bir qismini kattalashtiring. Buni amalga oshirish uchun kirishdagi siljitish kuchlanishning ko'lami ancha katta bo'lishi kerak va sxemani o'zgartirishingiz ham kerak bo'ladi. Buni 5-bobdagi misolda ko'ramiz.

• Kirishdagi kuchlanish V- qiymatidan 0.3 Vdan ko'proqqa pasayadigan bo'lsa fazasi ag'dariladigan op-amlardan ehtiyot bo'ling; bunday hollarda kirishdagi signal kuchlanishining manfiy qiymatlari shu o'rnatilgan chegaradan o'tib ketmasligini oldini olish uchun kirishga cheklovchi sxemalar kiritish kerak bo'ladi. Bu defekt ko'p op-amlarga xos bo'ladi, ammo ajoyib ORA627 bundan mustasno.

• Zamonaviy asboblarni, odatda masofadan ham, kompyuterning raqamli signallari boshqarsa bo'ladi. Bizning sxemada bo'lsa kuchaytirish koeffitsienti, chastota ko'lami va siljitish kuchlanishini o'zgartirish uchun mexanik kommutatorlar ishlatilgan. Mexanik kommutatorlarni analogli kommutatorlarga almashtirishingiz mumkin va siljitish kuchlanishini yaratish uchun DACni ishlatib, raqamli boshqaruv kiritishingiz mumkin.

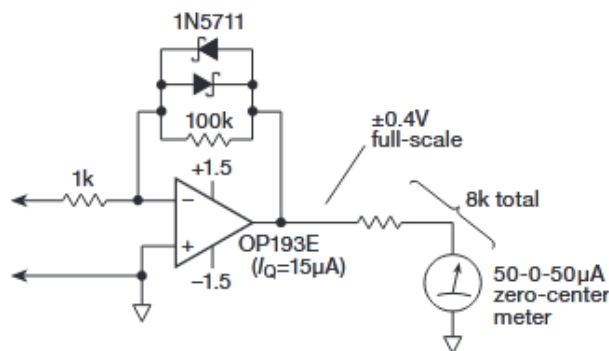
• $C_3 - C_5$ kondensatorlar kuchaytirgichlar juftini ($IC_2 + IC_5$) yuqori chastotalarda halqa bilan yopadi (chiqishi kirishiga kondensatorlar orqali ulanadi) va shu bilan yuqori chastotali shovqin signallarini kamaytiradi. Ammo shu bilan birga ular ikkita kuchaytirgichda qo'shimcha faza surilishini yaratib, nostabillikka olib kelishi mumkin. IC_5 kuchaytirgichining chastota ko'lami IC_2 kuchaytirgichnikidan ancha katta bo'lsa umumiy kuchaytirgichda nostabillik hosil bo'lmaydi. Ammo bu shart bizning sxemamizda bajarilmagan: ORA627 op-ampining chastota ko'lami $1f_T = 16MHz$ chegara chastotasi bilan belgilangan, ana shu ko'lamda faza 75° ga suriladi. Ammo LT1010 quvvat buferi qo'shimcha 50° faza surilishini beradi va umumiy kuchaytirgichni nostabillikka yaqinlashtirib qo'yadi (§4.9da faza zaxirasi va stabillik tushintiriladi). Muammoni feedback kondensatorlarining sig'imini kichikroq ($4.7 rF$, C_2) qilish bilan hal qilish mumkin. Bu kondensator op-amp feedback zanjirini bevosita tutashtiradi. SHunda kuchaytirgichning $f_T = 1 MHz$ bo'ladi va bu chastotada quvvat bufferi fazani faqat qo'shimcha 5° ga suradi.

4.26-masala. Kuchaytirgichning kuchaytirish koeffitsienti ko'rsatilgan qiymatiga teng bo'lganini tekshiring. Chiqishni siljitish sxemasi qanday ishlaydi? Signalning qaysi chastotasida yuksalish tezligi cheklangandagi chiqish tebranishlari $\pm 15 V$ dan pastga tushadi.

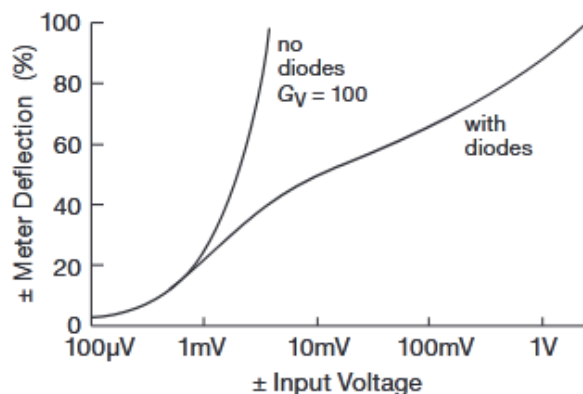
4.8.2 Stuck- node tracer –sxemalardagi qisqa tutashuvlarni aniqlash qurilmasi

Bu qurilma *nochiziqli* feedbackli op-amp sxemasiga yaxshi misol bo'ladi. Sxemalarda uchrab turadigan nosozliklardan biri *qisqa tutashuv* deb ataladi, bunda printerlangan plataning bir joyida elektr zanjir qisqa tutashib qolgan bo'ladi. Sxemalardagi bunday nosozlik uning elektr o'tkazuvchi yo'llari o'zaro qisqa tutashib qolgani yoki qurilmalardan birining chiqishi (misol uchun, raqamli logik gate, 10-

bobni ko‘ring) ma’lum holatda turib qolgani bo‘lishi mumkin. Bu nosozlikni aniqlash oson emas, chunki sxemaning siz o‘lchab tekshirgan barcha nuqtalarida kuchlanish yerga nisbatan nol bo‘lib chiqavergan bo‘ladi. Sxemadagi qisqa tutashuvni aniqlash usuli sezgir voltmetr bilan qisqa tutashgan zanjir bo‘ylab kuchlanish tushuvini o‘lchashga asoslangan. Printerlangan platadagi tok o‘tkazuvchi liniyalarning kengligi 0.010” va 0.013” (kvadrat futga bir unsiya) bo‘lgani sababli, liniya bo‘ylab qarshiligi 53 m Ω /in bo‘ladi. Demak, sxemaning o‘tkazuvchan liniyasidagi noma’lum bir nuqtasi yerga ulanib qolgan bo‘lsa, shu liniyaga tekshirish uchun 10 mA dc tok bersangiz qisqa tutashuv yo‘nalishining bir dyuymida 530 μ V kuchlanish tushuvi hosil bo‘ladi. Keling qisqa tutashuvlarni aniqlaydigan qurilma sxemasini yarataylik. Qurilma batareyadan manbalanishi kerak, chunki uning sezgir terminali manbaga ulangan sinaladigan sxema bo‘ylab harakatlanishi kerak bo‘ladi. Tekshirish qurilmasining sezgirligi $\pm 100 \mu$ Vga teng kuchlanish tushuvlarni ko‘rsata olishi kerak. Unga o‘rnatilgan o‘lchash vositasining nol nuqtasi shkalasining markazida bo‘lib, shkalaning ko‘lami katta kuchlanish tushuvlarini ham o‘lchash imkoniga ega bo‘lishi kerak. Idealda, o‘lchash vositasi nochiziqli shkalaga ega bo‘lishi kerak va o‘ndan bir voltga teng kuchlanish tushuvi uchraganda ham strelkasi shkaladan chetga chiqib ketmasligi kerak. Sinash qurilmasi batareyadan oladigan toki juda kichik bo‘lishi kerak, shunda on/off kommutatoriga ham hojat qolmaydi: 9 Vli yoki AA-turdagi batareyalar o‘zining bir necha yilga teng faol hayoti davomida uzluksiz 20 μ A tok berib turishi mumkin (ularning quvvat sig‘imi muvofiq 500 mAh va 2500 mAh bo‘ladi). Kuchaytirish koeffitsienti katta bo‘lgan, batareyadan manba oladigan va nol o‘lchash belgisi shkalaning markazida bo‘lgan analogli o‘lchash vositasiga yuklangan oddiy noinvertlovchi kuchaytirgich bizga to‘g‘ri keladi (4.89-rasm). Sxemada ishlatilgan op-ampning kirish va chiqishi bipolyar tranzistorlardan bo‘lgani uchun uning manbaiga bir juft AA-turdagi batareyalarni ishlatish yaxshi bo‘lsa kerak, ular ± 1.5 V nostabil kuchlanish beradi. O‘zaro qarama qarshi ulangan Schottky diodlari, chiqishdagi kuchlanish keskin ortganida kuchaytirgichning kuchaytirish koeffitsientini mayin holda tushiradi; 4.90-rasmda o‘lchash vositasi strelkasining og‘ishi kirishdagi V_{in} kuchlanishga bog‘liqligini ko‘rsatuvchi grafik keltirilgan.



4.89-rasm. Sxemalardagi qisqa tutashuvlarni aniqlash qurilmasining sxemasi: kuchaytirish koeffitsienti katta bo‘lgan dc kuchaytirgichi nochiziqli feedback bilan o‘ralgan.



4.90-rasm. Nochiziqli feedback hisobiga qisqa tutashuvlarni aniqlash sxemasining dinamik ko‘lami katta bo‘lgan.

Bu sxema yaratilishidagi asosiy qiyinchilik uni ± 1.5 V batareya manbai bilan mikroquvvatli rejimda (ya'ni batareyadan kam tok oladigan rejimda) ishlatib, kirishini siljituvchi kuchlanish qiymatini $100 \mu\text{V}$ bo'lishi ta'minlash bo'ldi. OR193, umumiy manba kuchlanishi 2 Vgacha kichik bo'lgan holatda ham ishlashi mumkin bo'lgan maxsus integral sxema bo'lib, uning chiqish kaskadidagi kuchlanishning o'zgarish ko'lami manfiy manba kuchlanishi qiymatigacha va musbat manba kuchlanishidan bir voltga kichik qiymatlarga boradi. Bu integral sxemalarning eng yaxshi ("E" turi) namunasi maksimal siljitish kuchlanishi $75 \mu\text{V}$. Sokinlik toki $15 \mu\text{A}$ bo'lgani tufayli manba beruvchi batareya to'liq faol hayoti davomida ishlab berishi ta'minlanadi, 2500 mAh quvvat sig'imli batareya 150000 soat davomida ishlaydi.

Qo'shimcha izohlar.

- Sxemaning nozik muammolaridan biri ishqorli batareya faol holatining yakunida kuchlanishi 1.0V gacha tushib qolishi bo'ladi; shunda OR193ning chiqishidagi musbat kuchlanishning, chiqishdagi npn-kaskadning hisobiga, to'liq shkala bo'yicha og'ishini ta'minlay olmasiz (+ 0.5 V). Bu muammoni kuchlanishi kattaroq bo'lgan batareya ishlatish bilan hal qilish mumkin (misol, 3 V litiyli batareya yoki ikkita 1.5V AA –turdagi batareyalar). Ammo bir juft AA-batareya bilan ishlagan qurilmaning bejirimligi saqlab qolishga arziydi. Bunday hollarda, rail-to-rail chiqishli op-amp ishlatganingiz yaxshi bo'ladi, misol uchun CMOS OPA336. Bu op-ampning sokinlik toki $20 \mu\text{A}$ bo'lib, umumiy manba (musbat + manfiy) kuchlanishi 2.6 Vgacha tushguncha ishlayveradi va shu bilan birga o'zgartirilmagan siljish kuchlanishi $125 \mu\text{V}$ ga teng. Uning kirish kuchlanishlari ko'lami manfiy manba kuchlanishi bilan musbat manba kuchlanishidan bir voltga kichik qiymatigacha bo'lgan ko'lamga teng; op-ampning shu ko'rsatgichi bizning sxemamiz uchun qulay, chunki biz tanlagan invertlovchi kuchaytirgichning ikki kirishi ham 0 V potensialga ega.

- Nolni o'lchash nuqtasi shkalasining markazida bo'lgan analogli o'lchash vositasini tanlab va so'ng bir juft AA ishqorli batareya elementini ishlatishgan jazm qilib biz sxema loyihasini sun'iy ravishda chegaraladik. Real xayotda sizni, tekshiriladigan sxemada kuchlanish tushuvi biroz ortishi bilan audio signal beradigan sxema ham balki qoniqtirar edi; shunda shikastlangan sxemani tekshirishda sizning ko'zingiz o'lchash terminalining uchida bo'lar edi. Sxemalardagi qisqa tutashuvni tekshirish uchun tokni tekshiradigan ossillyatorni balki ishlatarsiz, bunday asbobni op-ampda yoki 555 taymer integral sxemasida yig'ilgan relaksatsion ossillyatorda yaratish mumkin (7-bob); yuqori aniqlikni talab qilmaydigan sxemalardan (4.83-rasm) siz yuksak chiziqlilik va stabillikni talab qilmaysiz albatta.

- Biz §4.6.1Bda ko'rsatgan "rail-splitter"- bir qutbli kuchlanish manbaidan ikki qutbli kuchlanish manbaini yaratish usulini unutmang; bu usul sizga ko'p hollarda kerak bo'lishi mumkin, misol uchun 9 V batareyadan ± 4.5 V kuchlanishlarni yaratib, ishlatishingiz mumkin bo'lgan op-amlar tanlovini kengaytirishingiz mumkin. Biz 2V manba kuchlanishi bilan ishlab undan bir necha o'n mikroamper tok olib ishlaydigan va kirishidagi siljitish kuchlanishi "pretsezion" darajada kichik bo'lgan op-ampni tanlashga majbur bo'lgan edik. Manba kuchlanishi 5 Vga tushib qolsa ham (9 Vli batareyaning faol hayoti yakunidagi kuchlanish 6 V bo'ladi), yuzlab op-amlar shu manba kuchlanishi bilan ishlay oladi va ularning ichidan 12 tasining manbadan iste'mol qiladigan toki mikroamperlarda bo'lib, kirishni siljitish kuchlanishi ham pretsezion darajada kichik bo'ladi. Misol uchun, 5.5-jadvalni ko'ring.

4.8.3 Yuklama tokini sezish sxemasi

4.91-rasmda 100 amper yuklama tokini beradigan (10 kW) bahaybat quvvat manbaining kuchaytirgich sxemasi keltirilgan; bu sxema chiqishida yuklama tokiga proporsional bo'lgan va tok stabilizatori, o'lchash sxemasi va boshqa joylarda ishlatish uchun, kuchlanish ishlab chiqaradi. Yuklama toki oqadigan zanjirga o'rnatilgan *tok shunti* sezgir element sifatida ishlatilgan. Tok shunti manganin simidan o'ralgan 4-terminalli katta quvvatli R_S rezistori bo'lib, qarshiligi 0.0005Ω . U "Kelvin" turidagi to'rt terminali bo'ladi (tok va potensial terminallari: tok terminallari orqali yuklama toki oqadi, potensial

terminallaridan rezistordagi kuchlanish tushuvi o'lchash uchun olinadi). Yuklama toki oqishi natijasida rezistorda 0 dan 50 mVgacha kuchlanish tushuvi hosil bo'ladi, bu kuchlanishga op-amp kirishlarini yerga ulab turgan rezistorlarda hosil bo'lgan sinfaz kuchlanishlar ham qo'shiladi (op-amp manbalarining umumiy nuqtasi shassining eriga ulanganligiga ahamiyat bering). Shu sababli kuchaytirgich differensial sxemada yaratilgan bo'lib, kuchaytirish koeffitsienti 200ga teng. Op-amp kirishlaridagi sinfaz siljitish kuchlanishlari R_g trimmeri bilan tenglashtirilib, balanslanadi; yoshi ulug' bo'lgan LM358A ichki trimmerlash zanjirlari yo'q. Zenerdan olingan referens kuchlanish, aniqligi bir necha foyiz bo'lsa ham trimmerlashga yaraydi, chunki trimmerlash juda kichik sozlash bilan bog'liq xolos. V_+ manba kuchlanishini stabilizatsiya qilish shart emas, chunki op-ampning bizning sxemada ishlatilgan variantida manba kuchlanishini rejeksiya qilish koeffitsienti yetarli darajasidan ham katta, 85 dB (tipik).

Qo'shimcha ma'lumot:

- Shassining yeri bilan sxemaning yeri bir joyda o'zaro ulangan bo'lishi kerak. Sezgir rezistor orqali juda katta tok oqqani sababli sxemaning yer potentsiali rezistordagi sezgir nuqta potentsialidan bir volt yoki shunga yaqin kuchlanishga farq qilishi mumkin. Shuning uchun biz op-amp manbaining manfiy terminalini sezgir rezistorning nisbatan manfiy bo'lgan potentsial terminaliga ulab qo'ydik. Shunda op-ampning kirishida paydo bo'ladigan sinfaz kuchlanish qiymati manfiy manba kuchlanishidan pastga tushmaydi; bu op-amp yakka qutbli manba bilan ishlaydi va undagi sinfaz kuchlanishlar ko'lami manfiy manba tomon harakatlanadi.

- Bu sxemada siljitish kuchlanishining kichik bo'lishi muhim; misol uchun, yuklama toki ko'laminin 10% chegarasidagi toklarni (ya'ni 10 A yuklama toki 5 mV kuchlanish tushuvi hosil qiladi) 1% aniqlik bilan o'lchash uchun, op-ampning siljitish kuchlanishi 50 μ Vdan katta bo'lmasligi kerak! Bizning boshlang'ich loyihimizda, arzon bo'lgani tufayli (20 cent), kekso LM358Ani tanladik. Ammo uning, qoniqarli bo'lmagan, trimmerlanmagan siljitish kuchlanishi (3 mV, max) sababli, tashqi trimmerlashni ishlatishga majbur bo'ldik va bu tashqi zanjirni yaratish uchun ko'p komponent ishlatishga majbur bo'ldik. Tashqi trimmerlash zanjirlarini ishlatish zarurati juda muhim bo'lmasligi tuyulsa ham buni yagona laboratoriya variantini yaratish uchun ishlatga bo'ladi; ammo sxemani mahsulot sifatida ishlab chiqaradigan bo'lsangiz, bu qo'shimcha komponentlar, o'lchashlar va sozlashlardan iborat ortiqcha operatsiyalarni talab qiladi.

- Demak, bu op-ampning o'rniga LT1006ni ishlatga bo'ladi, unda yagona 10 klik tashqi potensiometr bilan balanslashni amalga oshirsa bo'ladi. Shunday bo'lsa ham, uning mukammallashtirilgan sxemasida ($V_{OS} = 80 \mu V, max$, trimmerlanmagan qiymati) op-ampning eng arzon variantida siljitish kuchlanishi avvalgi LM358A kuchaytirgichdan 40 barobar yaxshi bo'lgan sizni trimmerlashdan to'liq ozod qiladi. Oladigan natijangiz yanada yaxshi bo'lsin desangiz LT1077Ani ishlatishingiz mumkin, uning maksimal trimmerlanmagan siljitish kuchlanishi 40 $\mu V, max$; uni tashqi trimmerlash ham mumkin.

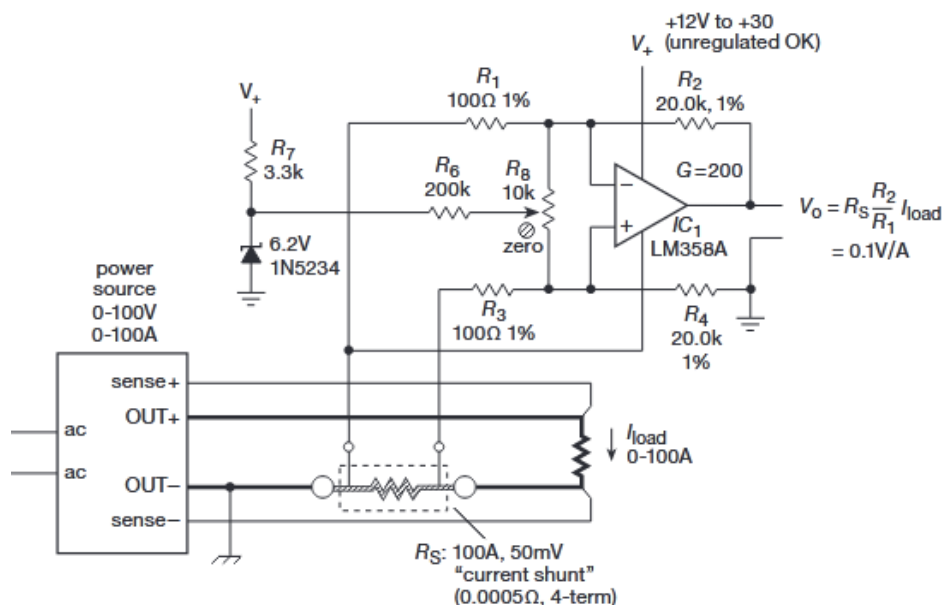
- Juda yuqori aniqlikka erishmoqchi bo'lsangiz impulsli stabilizatsiya sxemasida yaratilgan ("zero-drift") dreyfi nolga teng op-amp, misol uchun LTC1050ni ishlatishingiz kerak bo'ladi. Uning eng arzon varianti 5 $\mu V, max$ siljitish kuchlanishiga ega (subnanoamper qiymatlaridagi kirishni siljitish toklari bilan birga; bu sxemada buni ahamiyati yo'q). Bu op-ampning sxemasi tarkibidagi kondensatorlar kirishdagi dc signalni impulsli signalga o'zgartirib beradigan sxemada ishlatilgan va kuchaytiriladigan signal o'zgaruvchan bo'ladi. Op-amp yakka qutbli kuchlanish manbai bilan ishlaydi (kirishdagi sinfaz signal kuchlanishining ko'lami manfiy tomonga harakatlanadi va LM358Aga o'xshaydi). Uning 5 $\mu V, max$ siljitish kuchlanishi 1% aniqlikka to'g'ri keladi (shkalaning 1%da); uning 10000:1ga teng bo'lgan dinamik ko'lami oddiy sxema uchun yomon emas. 5.6-jadvaldan auto-zero op-ampni tanlashingiz mumkin.

- Va nihoyat, tok yo'nalishining yuqori tomonini sezadigan qiziqarli sxema alternativasi qaraylik. Bunday sxemada shuntlovchi sezgir rezistor tok manbaining musbat OUT+ quvvat terminaliga

ulanadi. Bunday sxemaning afzalligi barcha sxemalarning yer terminallari (quvvat manbai va yuklama) birga ulanganida bo'ladi. Buni qanda amalga oshirishni 9x-bobda ko'rsatamiz.

4.8.4 Badan oftobda qorayganining darajasini tekshirish integral monitori

Biz odatda badanimizni toblash uchun dengiz bo'yidagi plyajga bormaymiz. Ammo borganimizda ham, qachon biz uyga qaytishimiz kerakligini ko'rsatuvchi elektron qurilma ko'rsatgichlariga tayanamiz. Bizning nazoratimiz ostida bo'lgan narsa badanni qoraytirgan quyosh ultrabinafsha nurlarning integral dozasi bo'ladi. Bunday nazoratni amalga oshirish usullari bor; bu masalaning yechimini aralash signallarga (analog + raqamli) elektronikasiga qaytganimizda (13-bob) va shu turdagi masalalarni mikrokontrollerlar bilan yechishni o'rganganimizda ko'rib chiqamiz (15-bob). Bu yerda biz op-ampli integratorni ishlatib quyosh nurlanishi miqdorini o'lchash sxemasini yaratishni ko'rsatmoqchi bo'ldik. Sxemaning ideyasi quyosh nurlanishi ta'sirida fotosensorda hosil bo'lgan fototokni integrallashdan iborat. Tasavvur qilaylik, bizda bor fotodiod quyosh nurlanishini filtrlab, faqat bizga qiziqarli bo'lgan ultrabinafsha nurlarni qayd qiladi, uning chiqishi qisqa tutashtirilgandagi toki $\sim 1\text{nA}$ (nominal qiymati) quyosh nuri unga to'g'ri tushganida erishiladi. Havo bulut bo'lganida fototokning qiymati shu nominal qiymatning o'ndan bir qismiga teng bo'ladi deb olaylik.

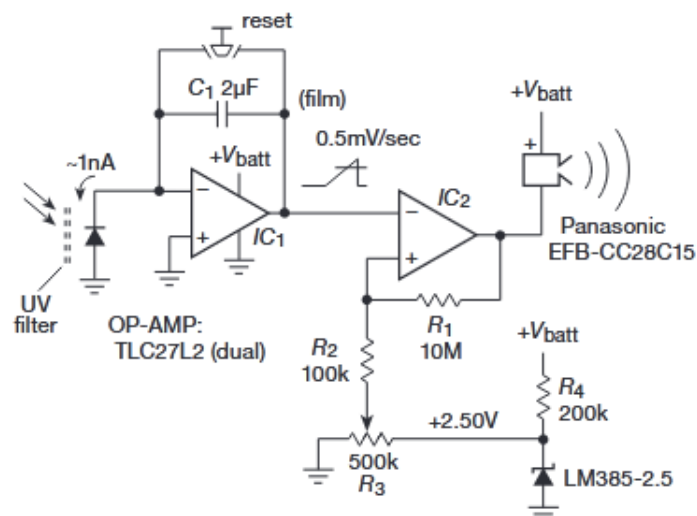


4.91-rasm. Katta qiymatlardagi toklarni sezuvchi kuchaytirgich sxemasi.

A. Birinchi urinish: bevosita integrallash 4.92-rasmdagi sxema bizning birinchi urinishimizning mahsuli bo'ldi. Unda yakka manbali CMOS mikroquvvatli ($10\text{ }\mu\text{A}$ har kuchaytirgichga) op-amp-larni fototokni (manfiy) integrallash uchun ishlatdik. Sxemani 9 voltli batareyadan manbaladik. Nanoamper qiymatidagi toklar op-ampning chiqishida musbat yo'nalishda 0.5 mV/s tezlikda o'sadigan ramp signalini hosil qiladi. Bu signalni biz Schmitt triggeridagi komparator kirishiga berdik, komparatorning ikkinchi kirishidagi ostona kuchlanishi qiymatini o'rnatish imkonini yaratdik. Shunda, LM385-2.5Z mikroquvvatli ikki terminalli (zener-turi) referens kuchlanish manbai, sezgir fotodiod 0 dan 1.5 soatgacha ($\sim 5000\text{ s}$) davomida quyoshda nurlanganiga proporsional bo'lgan, kuchlanish berib, o'rnatilgan vaqt o'tishi bilan komparatorning chiqishi yerga ulanib pyezo karnayga quvvat beradi. Karnay 15 mA tok olib batareya energiyasini tugatib qo'yishi mumkin, ammo uning ovozi shunchalik balandki, erinchoq odam ham uni tezda o'chirib qo'yadi ("reset" knopkasini bosib). Bu sxema integrallash davomida batareyadan $50\text{ }\mu\text{A}$ tok iste'mol qiladi va 8000 soat ishlab beradi (9 V bata-

reyaning energiya sig'imi, kichik toklarda 500 mAh). 8000 soat taxminan bir yilga to'g'ri keladi, demak quyoshda juda ko'p toblanish mumkin; batareya shuncha vaqt ishlamay eskirganidan tugaydi.

4.27-masala. LM385 yaxshi ishlashi uchun manbadan kam deganda 10 μA tok iste'mol qilishi kerak. Batareyaning faol ishlash vaqti tugaganida (6 V) qancha tok bera oladi?



4.92-rasm. Quyosh nuridan toblanishning integrallash monitори, birinchi urinish.

4.28-masala. IC₂ Schmitt triggerining gisterezis ko'lamı qancha? Buning sxema ishlashisha qanday ta'siri bor?

B. Ikkinchi urinish: ikki qadamli konversiya. Ko'rib chiqilgan sxemaning kamchiligi, fotodiodga tushgan filtrlanmagan quyosh nuri unda, kam deganda, bir necha mikroamperga teng bo'lgan fototok hosil qiladi. Bevosita fotodidga tushgan yorug'lik oqimini ming barobarga kamaytirish xatarli, chunki yorug'likni qisman yo'qolishi katta xatolikka sabab bo'ladi. 4.93-rasmdagi sxema fototokni (qanchalik katta qiymatga ega bo'lmasin) birinchi qadamda kuchlanishga konversiya qilib, ikkinchi qadamda integrallaydi. Ikkinchi qadamda integrallanadigan tok qiymati ketma-ket ulangan, qarshiligi katta bo'lgan rezistor bilan nanoamperlarga tushiriladi va shu tok ikkinchi kaskaddagi integrator kirishiga beriladi. Bu sxemani manba bilan ta'minlash uchun ikki qutbli kuchlanish manbai ishlatish kerak bo'ldi, chunki transresistance (tokni kuchlanishga konversiya qilish) kuchaytirgichi kirishiga fotodiodni qaysi qutbi bilan ulamaylik integratorning chiqishidani kuchlanishning qutbi teskari bo'ladi; integrator kuchlanishni inversiya qiladi. Bizning sxemada 9 V batareya kuchlanishini bo'lib, 2.5 Vlik referens kuchlanishini hosil qildik; sxemadagi tokning asosiy qismi manbaning musbat va manfiy qutblari orqali oqib o'tadi, demak referensni siljitish uchun 20 μA dan kam tok kerak bo'ladi⁴⁰. Bu sxemada biz ikki qutbli mexanik quvvat kommutatorini ko'rsatdik, ularning ulanishi quvvat manbai sxemaga ulanishidan avval integrator kondensatori 1k rezistorga ulanib, to'liq razryadlanib oladi.

Integratorning chiqishi, avvalgi sxemadagidek, Schmitt triggerini ag'darib, pyezo karnayni manbaga ulaydi. Uning katta toki rail-to-rail oqishiga ahamiyat bering; tok biz yaratgan referens yeri orqali oqmaydi. Sxemaning ishchi toki 60 μA atrofida bo'lgani bir yil uzliksiz ishlashga imkon beradi. Oxirgi izoh: LMC6044 ikki juftli, rail-to-rail chiqishli mikroquvvatli op-amp bo'lib, korpusidagi har bir kuchaytirgich 10 μA tok iste'mol qiladi. Sxemada aniq er terminali kerak bo'ladigan bo'lsa, korpusdagi ishlatilmagan op-amp 4.73-rasmda ko'rsatilgan sxemada ishlatilsa bo'ladi, shunda 4.76A-rasmdagi stabilizatsiya sxemasi ham ishlatilishi mumkin.

⁴⁰ Alternativa sifatida manba kuchlanishini ikkiga bo'lish uchun TLE2425 uch terminalli integral kuchlanish bo'luvchisini ishlatsak bo'lardi (\$4.6.1B), ammo uning iste'mol qiladigan toki 170 μA . Batareya quvvati shunda ko'proq sarf bo'lsa ham 2000 soat tinimsiz ishlashiga (uch oy) etib berishi mumkin.

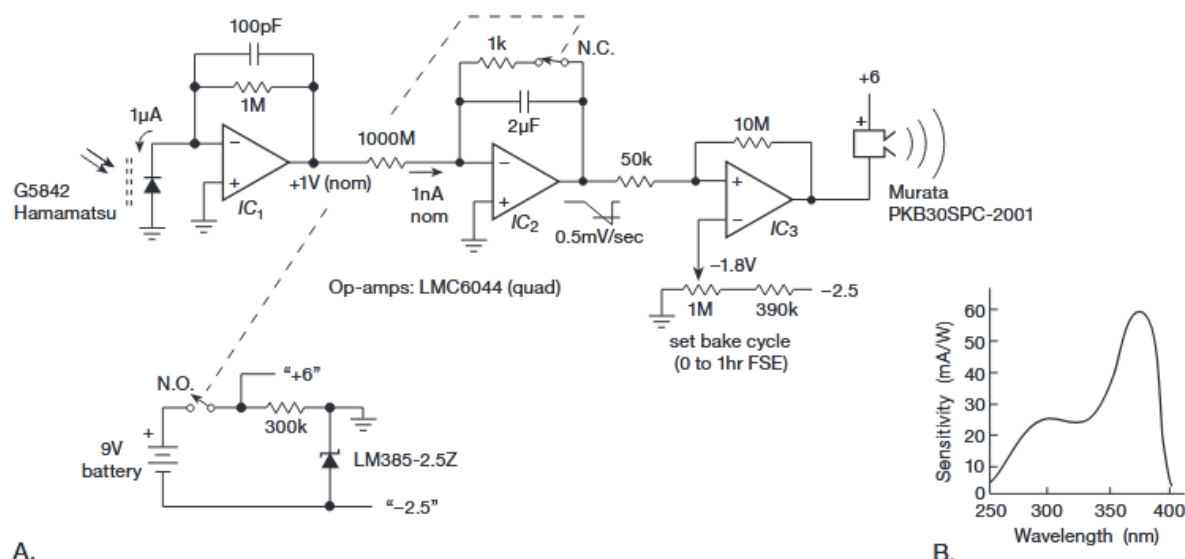
C. “Mark-III” qorayish integratori

Sxemalar qanday yo‘llar bilan kichiklashtirilganini ko‘rish doim qiziqarli bo‘ladi. Ikki pog‘onali integrallashdan voz kechish uchun siz ishlatishingiz mumkin bo‘lgan ajoyib yo‘llardan biri “tok bo‘luvchisi” deb ataladi. 4.94-rasmda buni qanday amalga oshirish ko‘rsatilgan: fototok bir juft rezistorlarga berilib, hosil bo‘lgan ko‘prik sxemasida (chunki invertlovchi kirish virtual yer potentsalida bo‘ladi) kuchlanish tushuvi hosil qiladi. Fototok zanjir o‘tkazuvchanligiga muvofiq bo‘linadi, bizning sxemada R_2 potensiometri minimal qarshilikka o‘rnatilgan holda 1000 : 1 nisbatida. Demak, fototok qiymati 1 μ A bo‘lsa, uning 1 nA qismi integrator kirishiga beriladi. Sizga qulay bo‘lsa, bu zanjirni rezistiv yuklama deb qabul qilishingiz mumkin (R_1 rezistori R_2 bilan ketma-ket ulanib, o‘tkazuvchanligi bo‘yicha R_3 dan ancha yuqori bo‘lib), $V_{in} = I_{diode}(R_1 + R_2)$ kuchlanish tushuvini yaratadi; shu kuchlanish integratorning kirish kuchlanishi bo‘lib R_3 orqali beriladi. Fototok rezistorlarda yaratgan kuchlanish ko‘lami bir voltgacha bo‘lgani sababli fotodiodni teskari siljitish kerak bo‘ldi, bizning sxemada buni D_2 diodidagi to‘g‘ri kuchlanish tushuvi bilan siljitildi (- 0.4V bilan). Integrator chiqishidagi o‘sib boruvchi ramp kuchlanish IC₂ Schmitt komparatorining kirishiga beriladi va unda D_1 zeneridagi referens kuchlanish bilan solishtiriladi. Komparatorning chiqish yuklamasi pyezo karnay bo‘ladi. Endi qurilmaning tashqi ko‘rinishi haqida: yagona kichik integral sxema ichiga op-amp, komparator va referens kuchlanish manbaini joylashtirish mumkin ekanku. MAX951 shunday integral sxemalardan biri bo‘lib, qo‘yilgan talablarga to‘liq javob beradi. D_1 diodi bilan IC₂ ning kirishi integral sxemaning ichida ulangan bo‘lganligi sababli biz integrallash vaqtini o‘rnatish zanjirini komparator kirishida emas balki sxemaning kirishiga o‘rnatishga majbur bo‘ldik. Bir necha qo‘shimcha izohlar:

- Tok bo‘luvchisining aniqligi virtual yerning aniqligiga bog‘liq bo‘ladi. Sxemada ishlatilgan op-ampning maksimal siljitish kuchlanishi 3 mV ekan, demak fotodiodga tushadigan yorug‘lik oqimining 10%da va integrallash vaqtini o‘rnatish rezistori minimal qarshilikka o‘rnatilganida (maksimal qorayish vaqti) xatolik 30% bo‘ladi (10 mV signal, 3 mV siljitish kuchlanishi). Boshqachasiga aytganda qurilmaning tashqi chiroyli ko‘rinishiga erishish uchun kompromissga borishga to‘g‘ri keldi, 4.93-rasmdagi oddiy sxema beradigan xatoligi 3% bo‘ldi xolos.

- Fototok qiymati integral sxemaning 7 μ A sokinlik tokidan kichik bo‘lgan holda D_2 diodi shu tok bilan to‘g‘ri tomonga siljitiladi. Agar fototokning maksimal qiymati 5 μ Adan katta bo‘lishi mumkin bo‘lsa, diodni siljituvchi R_6 rezistorni olib qo‘yish mumkin.

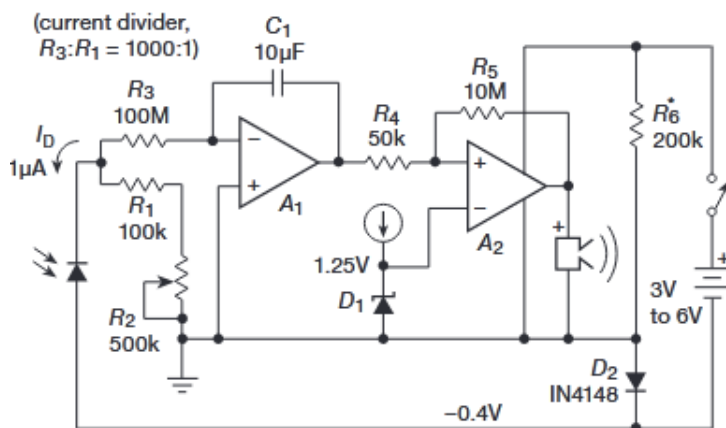
- MAX951ning spetsifikatsiyasida keltirilgan ishchi kuchlanishlarining ko‘lami 2.7 V dan 7 V gacha. Kichik manba kuchlanishlari bilan ishlashi yoqimli bonus, ammo ayni shu integral sxema 9 V li batareyadan, bu kuchlanishni 7 Vga tushiradigan (9-bobni ko‘ring) regulyatorsiz ishlay olmaydi. Bu muhim saboq bo‘lganini ko‘rsatdi, kichik manba kuchlanishi bilan ishlaydigan integral sxemalarni ishlatmoqchi bo‘lsangiz uning maksimal manba kuchlanishi qancha ekanligini tekshiring. Bu misoldan yana bildikki, ishlab chiqaruvchilar borgan sari kichik manba kuchlanishidan ishlaydigan integral sxemalarni yaratishga intilmoqda.



4.93-rasm. Qorayish monitori, ikkinchi urinish; FSE - “full sunlight equivalent” degani; A. Elektr sxemasi. B. Hamamatsu G5842 fotodiodining spektral xarakteristikasi; fotodiod to‘liq yoritilganida qisqa tutashgan zanjirdagi fototok $1\ \mu\text{A}$ atrofida bo‘ladi.

4.9 Feedbackli kuchaytirgichdagi chastota kompensatsiyasi

Feedbackni biz dastlab 2-bobda (§2.5da) uchratgan edik, unda biz uning kuchaytirgichning kuchaytirish koeffitsienti qiymati va qiymatining aniqligiga ko‘rsatgan ta’siri hamda kuchaytirgichlarga xos bo‘lgan noxizilikni kamaytirishini ko‘rgan edik. Yana kuchaytirgichning kirish va chiqish impedanslariga ham ko‘rsatgan ta’sirini ko‘rgan edik: misol uchun, kuchaytirgich chiqishidagi kuchlanishini ketma-ket feedback bilan kirishga berish hisobiga kirish impedansini oshirib, chiqish impedansini halqa bo‘yicha kuchaytirish koeffitsientiga kamaytirilishini ko‘rgan edik. Hamma narsa ham shunchalik yaxshi bo‘larmagan: kuchaytirgichning kuchaytirish koeffitsienti bilan feedback birgalikda ossillyasiyalar hosil qilishga sabab bo‘lgan ham.



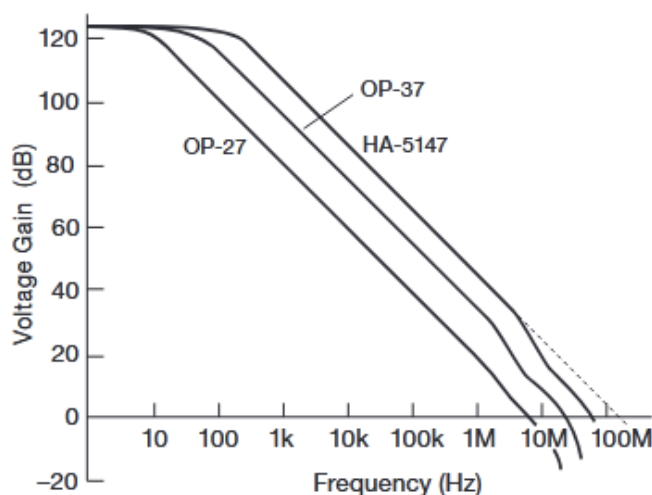
4.94-rasm. Qorayish integral monitori, uchinchi urinish. A₁, A₂ va D₁ MAX951 chipining ichida. A₂ komparator.

Bu yerda, op-ampllar bilan bog‘liq bo‘lgan holda, manfiy feedbackni ko‘rib chiqishni davom etamiz va uning muhim mavzusi bo‘lgan *chastota kompensatsiyasi* – kuchaytirgichlarda hosil bo‘ladigan ossillyasiyalarni manfiy feedback bilan oldini olish yo‘llarini ko‘rib chiqamiz. §2.5dagi material quyidagi bo‘limlarga kerakli asos bo‘lib xizmat qiladi. Keling, turli kuchaytirgichlarning kuchlanish bo‘yicha ochiq halqa kuchaytirish koeffitsientining chastotaga bog‘lab chizilgan xarakteristika grafiklarini ko‘rib chiqishdan boshlaylik: shunda siz odatda 4.95-rasmda keltirilgan grafiklarni ko‘rasiz. Bunday Bode diagrammalarini (ochiq halqa kuchaytirish koeffitsienti va fazaning

logarifmik qiymatlari chastotaning logarifmik qiymatlariga bo'lgan bog'liqligini aks ettiruvchi grafiklar) bilan yuzaki tanishganingizda OR27 eng yomon op-amp ekan degan xulosaga kelasiz, chunki uning ochiq halqa kuchaytirish koeffitsienti chastota ortishi bilan keskin kamayib ketganini ko'rasiz. Aslida kuchaytirish koeffitsientining bunday so'nishi op-ampning ichki sxemasiga maqsad bilan kiritilgan va past chastotali RC filtrning shunga o'xshash – 6 dB/octave xarakteristikasini eslatadi. OR37 bilan OR27 ni solishtirganda, ular bir xil bo'lib chiqadi, faqat ikkinchisi kompensatsiya qilinmagan (va ishlab chiqarilishi to'xtatilgan ⁴¹ NA-5147ga o'xshash). Odatda op-amplar ichki kompensatsiyasiga ega bo'ladi, ammo kompensatsiyasi olib qo'yilgan va kompensatsiya qilinmagan variantlari ham bo'ladi. Keling, shularni chastota bo'yicha kompensatsiya qilinishini ko'rib chiqaylik.

4.9.1 Kuchaytirgichning kuchaytirish koeffitsienti va faza surilishining chastotaga bog'liqligi

Op-amp (va boshqa ko'p kaskadli kuchaytirgichning) kuchaytirish koeffitsienti ma'lum chastotadan boshlab, kuchaytirgich sxemasida mavjud bo'lgan sig'imli yuklamalarda signal shakllantirgan past chastotali filtrlar sababli, kamayishi boshlanadi. Misol uchun, o'zaro o'xshash bo'lgan uch

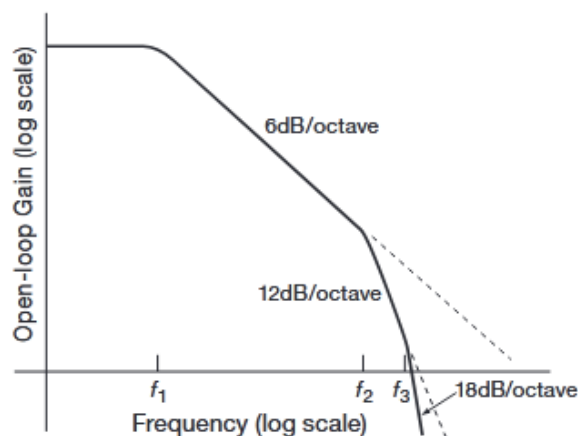


4.95-rasm.

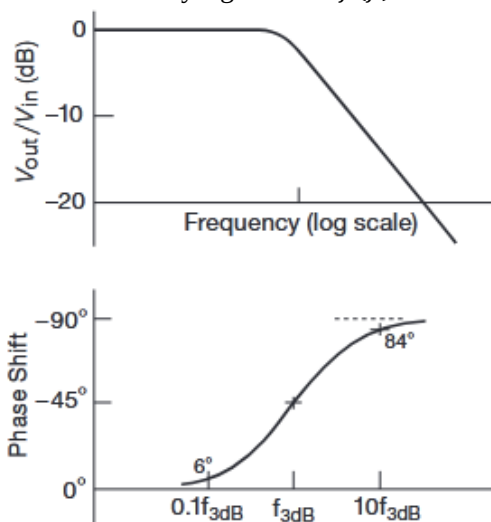
op-ampning chastota xarakteristikalari odatda kuchaytirgichning kirish kaskadi differensial kuchaytirgichdan iborat bo'ladi. Bu kuchaytirgichning yuklamasi tok oynagi bo'lib (4.43-rasmda LF411ning sxemasini ko'ring) umumiy emitterli ikkinchi kaskadni drayverlaydi. Faraz qilaylik, sxemada mavjud bo'lgan C_C kondensatori olib qo'yilgan bo'lsin. Kirish kaskadining Q_2 katta chiqish impedansi shu chiqishda mavjud bo'lgan sig'imlar bilan birga past chastotali filtr hosil qiladi, uning 3 dB nuqtasi 100 Hz va 10 kHz oralig'iga tushishi mumkin. Chastota o'sishi bilan bu sig'imlar reaktivligining kamayishi kuchaytirgichning chastota xarakteristikasida yyyetarli darajada katta chastotada (1kHzdan kichik bo'lishi mumkin) 6 dB/octavelik so'nishni beradi, kollektor yuklamasi impedansida sig'imli yuklama ulushi katta bo'lgani sababli kuchaytirgichning kuchlanishni kuchaytirish koeffitsientiga ta'sir ko'rsata boshlaydi $G_V = g_m X_C$, ya'ni kuchaytirish koeffitsienti $1/f$ tezligi bilan kamaya boradi. Shu bilan birga kuchaytirgichning chiqish signali kirishidagiga nisbatan faza bo'yicha 90° ga suriladi. (Sizga bu xarakteristika past chastotali RCfiltrning chastota xarakteristikasini eslatadi, bunda R sig'imli yuklamaga signal bergan manbaning ekvivalent impedansini ifodalaydi. Shunga qaramay, sxemada haqiqiy rezistor bo'lishining keragi yo'q). Ko'p kaskadli kuchaytirgichlarda chastota xarakteristikasining so'nishi katta chastotalarda har bir kaskadning past chastotali filtr xarakteristikasi

⁴¹“Bugun bor, ertaga yo'q” mavzusini ko'ring

hisobiga, qo'shimcha ortadi va shunda kuchaytirgichning umumiy chastota xarakteristikasi 4.96-rasmda ko'rsatilgan shakliga keladi. Kuchaytirgichning ochiq halqa kuchaytirish koeffitsienti f_1 chastotadan boshlab, birinchi kaskadning chiqishidagi sig'imli yuklama sababli, 6 dB/octavega kamayishni boshlaydi. Bu so'nish shu qiyalikda davom etib, keyingi kaskadning ichki RC zanjirlari hisobiga f_2 chastotada so'nish burchagi o'zgaradi va 12 dB/octavega teng bo'ladi. Keyingi kaskad ham so'nish burchagini shunga o'xshab o'zgartiradi. Bularning ichida qaysi biri eng salmoqli? Esingizda bo'lsin, past chastotali RC filtr signal fazasini ham 4.97-rasmda ko'rsatilganidek, suradi. Kuchaytirgich sxemasi tarkibidagi har bir past chastotali filtr shunga o'xshash faza surilishi xarakteristikasiga ega bo'ladi, natijada gipotetik kuchaytirgichning umumiy faza-chastota xarakteristikasi 4.98-rasmda ko'rsatilgandek bo'ladi. Shu joyda muammo hosil bo'ladi: agar siz, misol uchun, shu kuchaytirgichni op-amp qaytargichi sxemasida ulaydigan bo'lsangiz, ossillyasiyalar paydo bo'ladi. Buning sababi, ma'lum chastotada ochiq halqa bo'yicha faza surilishi 180°ga yetib, ana shu chastotada kuchaytirish koeffitsienti birdan katta bo'lib (manfiy feedback ma'lum chastotada musbat feedback bo'lib qoladi). Bu bo'lsa ossillyasiyalar boshlanishiga kerak bo'lgan shart bo'lib, bu chastotadagi barcha signal doim feedback halqasi orqali ja'mlanib boradi va bu hol katta kuchaytirish koeffitsientiga ega ovozli aloqa tizimiga o'xshaydi.



4.96-rasm. Ko'p kaskadli kuchaytirgich: $G = f(f)$ chastota xarakteristikasi.



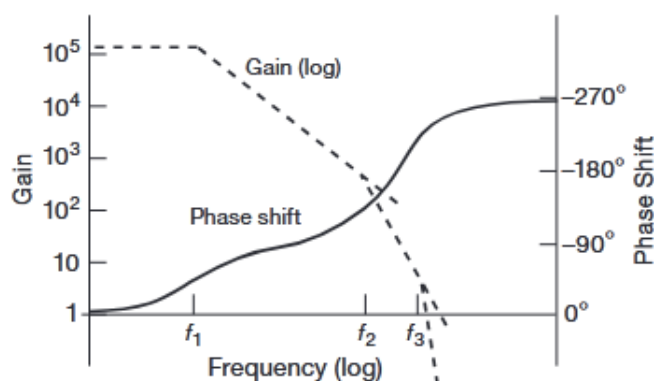
4.97-rasm. Bode diagrammalari: amplituda –chastota va faza-chastota xarakteristikalari.

A.Stabillik kriteriyalari. Feedbackli kuchaytirgichda ossillyasiyalar hosil bo'lmasligini ta'minlovchi stabillik kriteriyasi - kuchaytirish koeffitsienti birga teng bo'lgan chastotada ochiq halqa faza surilishi 180°dan kam bo'lishi kerak. Kuchaytirgich qaytargich sxemasida yig'ilgan bo'lsa bu kriteriya talabini bajarish juda mushkil, chunki shunda uning halqa kuchaytirish koeffitsienti ochiq halqa kuchaytirish koeffitsientiga teng bo'ladi. Ichki kompensatsiyasi bo'lgan op-amp'lar stabillik kriteriyasiga qaytar-

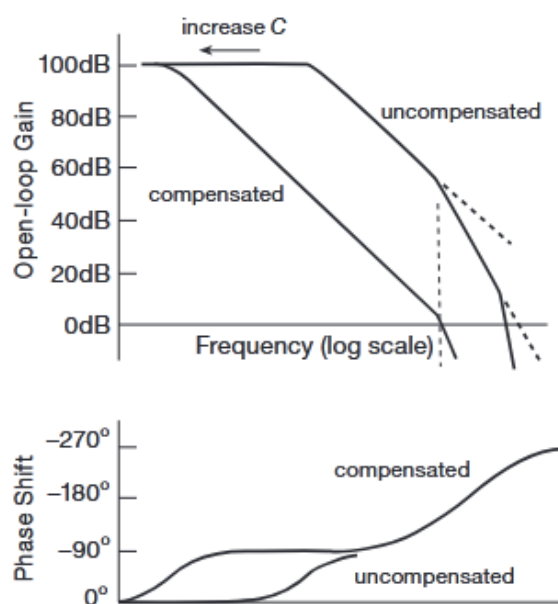
gich sxemasida ishlaganida ham javob beradi; demak ular oddiy rezistivli feedback bilan loyihalangan barcha sxemalarda stabil bo'ladi. Avval qayd etganimizdek, kuchaytirgichning real chastota xarakteristikasi o'zgartirilib, unda mavjud bo'lgan 3dB nuqtasi sun'iy ravishda past chastotalarga, odatda 1 Hzdan 20 Hzgacha tushiriladi. Endi bu qanday ishlashini ko'rib chiqaylik.

4.9.2 Kuchaytirgichni kompensatsiya qilish usullari

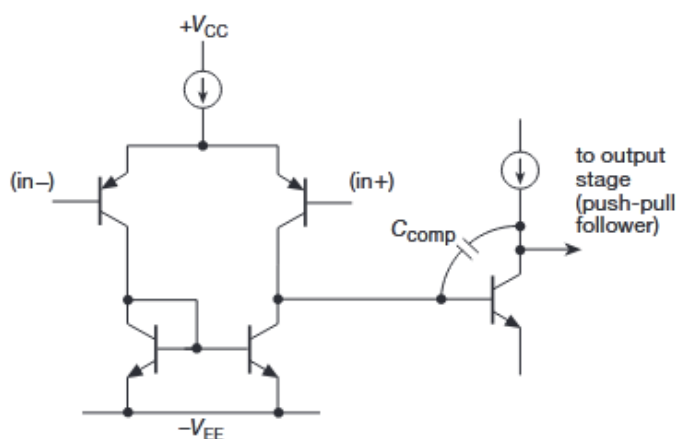
A. Dominant-qutbli kompensatsiya. Bu usulning maqsadi - kuchaytirgichning kuchaytirish ko'effitsienti birdan katta bo'lgan barcha chastotalarda ochiq halqa faza surilishini 180° dan ancha kam bo'lishini ta'minlash bo'ladi. Aytaylik, op-amp qaytargich sifatida ishlatilmoqda, shunda yuqorida ishlatilgan "halqa kuchaytirish ko'effitsienti" iborasi o'rniga "ochiq-halqa kuchaytirish ko'effitsienti" iborasini ishlatish mumkin. Buning eng oson yo'li sxemaning 6dB/octave signal so'nishini beradigan nuqtasiga sig'imi yetarli bo'lgan kondensator qo'shish bo'ladi, shunda keyingi "tabiiy" RC filtrning 3 dBlik nuqtasida ochiq halqa kuchaytirish ko'effitsienti birga tushadi. Shu amal bajarilganida ochiq halqa faza surilishi kuchaytirgichning deyarli to'liq chastota ko'lamida 90° konstanta qiymatida ushlab turiladi, faqat kuchaytirish ko'effitsienti birga teng bo'lganida faza surilishi 180° gacha ortadi. 4.99-rasmda usulning ideyasi ko'rsatilgan. Kompensatsiyasi bo'lmagan kuchaytirgichning ochiq halqa kuchaytirish ko'effitsienti birga tushgan nuqtalarining birinchisi 6dB/octave, ikkinchisi 12dB/octave bo'lib boraveradi va kuchaytirish ko'effitsienti birga teng bo'lishidan avval faza surilishi 180° gacha va undan ham katta qiymatga yetib oladi. Chastota xarakteristikadagi birinchi burilishni kichik chastotalar ko'lamiga surilsa (ya'ni "dominant qutb" shakllantirilsa) xarakteristikaning so'nish qiyaligi o'zgarishidan faza surilishi 90° qiymatidan faqat ochiq halqa kuchaytirish ko'effitsienti birga yaqinlashganda o'sishni boshlaydi. Shunday qilib, ochiq halqa kuchaytirish ko'effitsientining kamayishi hisobiga siz stabillikni sotib olasiz. Eng kichik chastotalarda kuchaytirgich chastota xarakteristikasining tabiiy pasayishi, kirishdagi differensial kaskaddan keyingi kaskaddagi Miller effekti bilan bog'liq bo'lgani uchun dominant-qutb kompensatsiya usuli ikkinchi kaskad tranzistorini qo'shimcha sig'imli feedback bilan tutashtirishdan iborat, shunda ikki kaskadning umumiy kuchaytirish ko'effitsienti, kuchaytirgichning kompensatsiya qilingan chastota xarakteristikasi ko'lamida, $g_m X_S$ yoki $g_m / 2\pi f C_{comp}$ bo'ladi (4.100-rasm). Amaliyotda, ikki kaskadda ham Darlington tranzistorlari ishlatiladi. Dominant qutbning birga teng bo'lgan kuchaytirish nuqtasini xarakteristikaning keyingi 3dBlik so'nish nuqtasiga joylashtirib, siz faza surilishidan 45° yutuqqa ega bo'lasiz (eng og'ir – qaytargichda), chunki RC filtrdagi faza surilishi 3dBlik nuqtada 45° bo'ladi, ya'ni kuchaytirgichning faza zaxirasi $180^\circ - (90^\circ + 45^\circ)$ bo'ladi, shuning 90° ni dominant qutb beradi. Miller effekti qutbini kompensatsiya uchun ishlatishning yana bir yutug'i bu kompensatsiya o'z tabiatiga ko'ra kuchlanishni kuchaytirish ko'effitsientining temperaturaga qarab o'zgarishi yoki ishlab chiqarish jarayonidagi bu ko'effitsientning har xil bo'lishiga sezgirliги yo'q: kattaroq kuchaytirish ko'effitsienti feedbackdagi sig'imni kattaroq qilib ko'rsatadi va qutbni chastota bo'yicha quyi tomonga tushirib, kuchaytirish ko'effitsientining birga teng bo'lgan nuqtasini kesib o'tish joyini o'zgartirmaydi. Aslida, kompensatsiya qutbining 3 dB chastotasi hech narsaga bog'liq emas; birga teng kuchaytirish ko'effitsientlari o'qini kesib o'tish nuqtasi ahamiyatli bo'ladi xolos (4.101-rasm).



4.98-rasm. Ko‘p kaskadli kuchaytirgichning amplituda - chastota va faza- chastota xarakteristikallari.



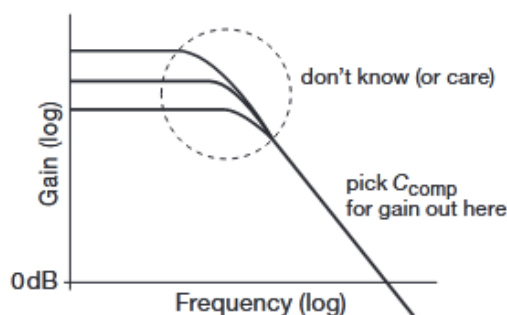
4.99-rasm. “Dominant-qutbli” kompensatsiya.



4.100-rasm. Klassik op-ampning kompensatsiya qilingan kirish kaskadi.

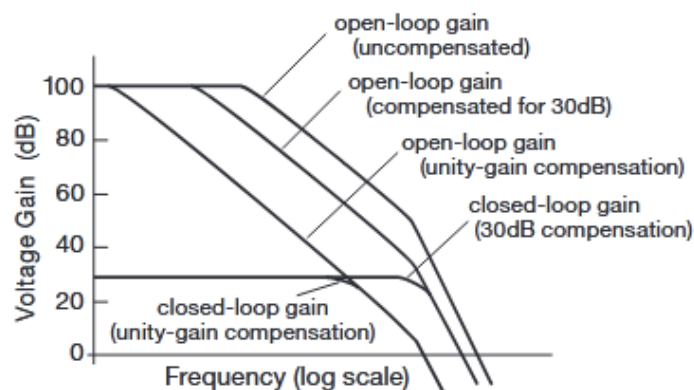
B. Dekompensatsiya qilingan va kompensatsiya qilinmagan op-amplar Agar op-amp yopiq halqa kuchaytirish koeffitsienti birdan katta bo‘lgan sxemalarda ishlatiladigan bo‘lsa (ya’ni qaytargich bo‘lmasa) kompensatsiya qutbini (past chastotali filtrlarda shu ibora “burchak chastotasi” deb yuritiladi, 1x-bobni ko‘ring) kichik kuchaytirish koeffitsienti tufayli stabillik kriteriysi sustlashadigan past chastotaga o‘rnatish shart emas. Shu holat 4.102-rasmida grafik shaklida ko‘rsatilgan. Yopiq halqa kuchaytirish koeffitsienti 30 dB bo‘lgan kuchaytirgichda halqa kuchaytirishi (ochiq halqa kuchaytirish

koeffitsientining yopiq halqa koeffitsientiga nisbati bo‘ladi) qaytargichning koeffitsientidan kichik bo‘lgani sababli dominant qutbini kattaroq chastotalarga joylashtiriladi. Qutb tanlashda, kuchaytirish koeffitsienti 30 dBga (0 emas) tenglashgan nuqta chastotasi op-ampning keyingi tabiiy qutbi chastotasida bo‘lishi kerak. Rasmdagi grafiklardan ko‘rinib turibdiki, chastota ko‘lamining katta qismida ochiq halqa kuchaytirish koeffitsienti katta bo‘lgani tufayli kuchaytirgich kattaroq chastotalarda ham ishlay oladi. Ba’zi op-amlar “dekompensatsiyalangan” (bu ibora o‘rniga “dekompensatsiya qilinmagan” iborasini ishlatib yaxshiroq bo‘ladi) versiyasida ishlab chiqariladi, ular ichki kompensatsiyasi ma’lum minimal yopiq halqa kuchaytirish koeffitsientidan katta bo‘lgan qiymatlar uchun bajarilgan bo‘ladi (OR37da $A_V > 5$ bo‘ladi); bunday ichki kompensatsiya yopiq halqa kuchaytirish koeffitsientining minimal qiymatini belgilab, tashqi kondensatorning keragi bo‘lmaydi. Boshqa misol THS4021/2 THS 4011/2ning dekompensatsiya qilingan versiya ($G_V \geq 10$). Bu haqiqiy tezkor op-amp bo‘lib, uning $f_T = 300 \text{ MHz}$ (“sustkor” THS 4011/2 uchun) va 1 GHz dan yuqori THS4021/2 uchun. Dekompensatsiya qilingan versiyalari uchun ishlab chiqaruvchi (TI) tashqi kompensatsion kondensatorlar bo‘yicha tavsiyalar beradi (ba’zi hollarda rezistorlar bilan birga, quyida ko‘rasiz), ularni ishlatib yopiq halqa kuchaytirish koeffitsientining minimal qiymati o‘rnatiladi⁴². Dekompensatsiya qilingan yoki kompensatsiya qilinmagan op-amlarni sizga kuchaytirgichning chastota ko‘lami kengaytirish kerak bo‘lganida yoki kuchaytirish koeffitsienti katta bo‘lgan sxemalarda ishlatishga arziydi; bu to‘g‘risida kengroq 4x-bobda. *Intuitiv fikr*: Kichik kuchaytirish koeffitsientiga ega op-ampli sxemalar katta koeffitsientga ega kuchaytirgichlarga nisbatan ossillyasiyaga moyilligi ko‘proq bo‘lgani paradoksal hodisadek tuyuladi. Ammo buning ma’nosi bor: yopiq halqa kuchaytirish koeffitsienti $G_V = 100$ (40 dB) bo‘lgan kuchaytirgichning yaxshiroq stabiligi feedback zanjiri (rezistiv kuchlanish bo‘luvchisi) signalni 100 barobarga so‘ndirishiga bog‘liq deb gapirishadi. Demak, bunday kuchaytirgichda feedback orqali hosil bo‘ladigan ossillyasiyalarni ushlab turish qaytargichga nisbatan (ularda feedbackning kuchaytirish koeffitsienti birga teng) qiyinroq bo‘ladi.



4.101-rasm. Kompensatsiya kondensatori ochiq halqa kuchaytirish koeffitsienti birga teng bo‘lgan chastota uchun tanlanadi; past chastotalardagi kuchaytirish koeffitsientning ahamiyati yo‘q.

⁴² Ba’zi sxemalarda tashqi kompensatsiya komponentlari barcha real yopiq halqa kuchaytirish koeffitsientlari uchun ham talab etiladi; kuchaytirgichlarning bu xususiyati “kompensatsiya qilinmagan” op-amlar deb ataladi.



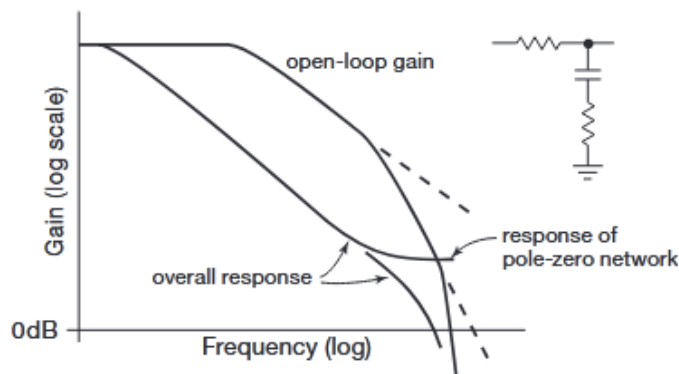
4.102-rasm. Yopiq halqa kuchaytirish koeffitsienti kattaroq bo'lsa stabillikni o'rnatish ham osonroq bo'ladi.

C. Pole-zero compensation Nol qutbli kompensatsiya So'ndirishni ma'lum bir past chastotada boshlaydigan (6 dB/octave, qutb) va op-ampning ikkinchi tabiiy qutbidagi chastotada yana yassi (so'nish "nolga" teng) xarakteristikaga o'tib oladigan kompensatsiya zanjirini ishlatish dominant nolli kompensatsiyadan yaxshiroq bo'ladi. Bu kompensatsiya usulida kuchaytirgichning ikkinchi qutbi "olib qo'yiladi" va chastota xarakteristikasining so'nishi bir tekis, 6 dB/octave qiyalikda davom etib, kuchaytirgichning uchinchi qutbigacha boradi. 4.103-rasmda kuchaytirgichning chastota xarakteristikasi keltirilgan. Amalda, nol kuchaytirgichning ikkinchi qutbini yo'qotish uchun tanlanadi; birinchi qutbning xarakteristikadagi joyi shunday tanlanadiki, kuchaytirgichning umumiy kuchaytirish koeffitsienti bir qiymatiga, uchinchi qutb chastotasiga etganda, tenglashadi. Op-amlarning yaxshi datasheetida tashqi nol qutbli kompensatsiya uchun ishlatiladigan komponentlar qiymatlarini (R va S) keltiradi hamda dominant qutbli kompensatsiya uchun kondensator sig'imini ham keltiradi. Dominant qutbni chastota bo'yicha katta chastotalar ko'lamiga ko'tarish natijasida kuchaytirgichning ikkinchi qutbi ham yuqoriga ko'tariladi va "pole splitting" – juft qutblik deb nomlanadigan effekt hosil bo'lishiga olib keladi. Shunda nol qutbiga to'g'ri kelgan chastota tanlanadi.

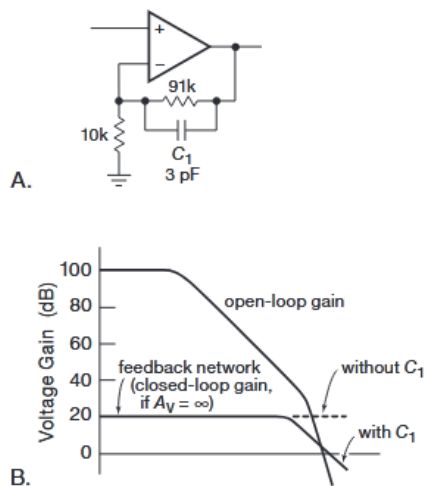
4.9.3 Feedback zanjirining chastota xarakteristikasi

Barcha avvalgi bahslarimizda feedback zanjirining chastota xarakteristikasi yassi tekis deb taxmin qilar edik; standart rezistiv kuchlanish bo'luvchisi feedback zanjiri sifatida ishlatilganida bu taxmin odatda to'g'ri bo'ladi. Ammo ba'zi bir tenglamalik kuchaytirgichlar (integrator va differensator shu kategoriyaga kiradi) yoki kuchaytirgichning stabililigini oshirish maqsadida chastota xarakteristikasi o'zgartirilgan sxemalar ham bo'ladi. Bunday sxemalarda halqa kuchaytirish koeffitsientining chastotaga bog'liqligini ko'rsatadigan Bode diagrammasi muhim bo'lishini esda tutish kerak (ochiq halqa kuchaytirish koeffitsientining ahamiyati bo'lmaydi). Uzundan uzoq gapni qisqa qilib aytganda, ideal yopiq halqa kuchaytirish koeffitsientining chastotaga bog'liqligini ko'rsatuvchi diagramma ochiq halqa diagrammasining qiyaligida 6 dB/octave farqi bilan kesib o'tishi kerak. Misol uchun, amaliyotda odatda invertlovchi va noninvertlovchi kuchaytirgichlarning feedback zanjiridagi rezistorga parallel kondensator ulanadi (bir necha pikofaradli). 4.104-rasmda buning sxemasi va Bode diagrammasi keltirilgan. Tekis chastota xarakteristikasiga ega feedback zanjirli kuchaytirgichning halqa bo'yicha kuchaytirish koeffitsienti 12 dB/octave qiyalikda so'nib, tekis xarakteristikasi bilan kesishgan nuqtada kuchaytirgich nostabillikka yaqinlashib qoladi. Kondensator xarakteristikalar kesishgan nuqtada halqa kuchaytirish koeffitsientini 6 dB/octavega tushirib stabillikni kafolatlaydi. Bunday amal differensator loyihalanganda, ayniqsa, muhim, chunki ideal differensatorning yopiq halqa kuchaytirish koeffitsienti 6 dB/octavega chastota bo'ylab o'sib boradi; o'rta chastotalarda sxemaning differensatorlik funksiyasini cheklab, katta chastotalarda xarakteristikasini 6 dB/octavega so'ndirish yaxshi natija beradi. Integratorlar, o'zining 6 dB/octavelik yopiq halqa so'nishi bilan bunga juda yaqin. Past chastotali integratorlarda ossillyasiyalar yaratish uchun katta talant kerak bo'ladi!

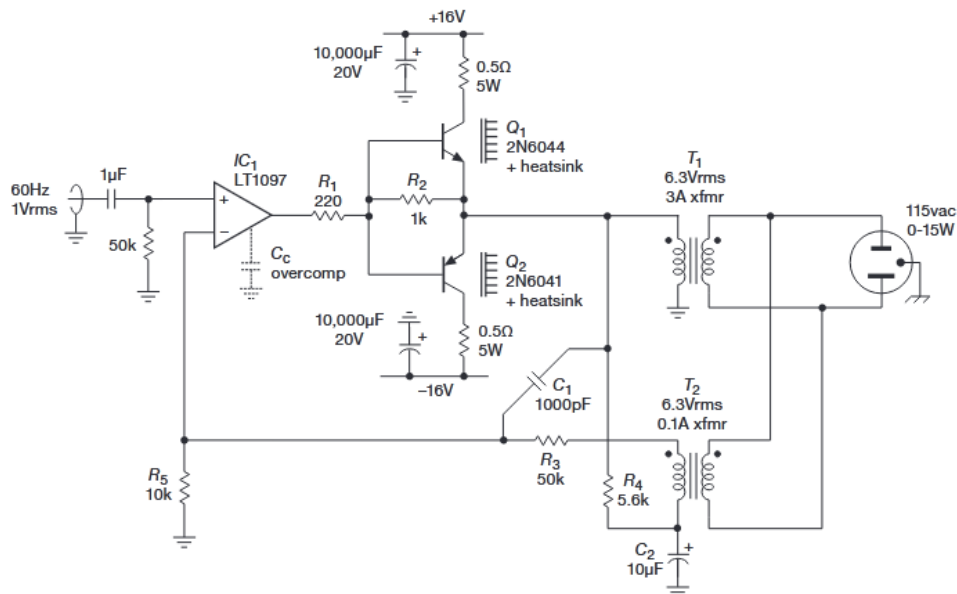
4.29-masala. 4.69-rasmda keltirilgan sxemadagi ctabillovchi R_1 rezistorining qarshiligi differensiallash jarayonini to'xtatishini (ya'ni yopiq halqa koeffitsienti tekis xarakteristikaga o'tishi) Bode diagrammasida, ochiq va yopiq halqali xarakteristikalar kesishgan nuqtadan avval, ko'rsating. Biz o'rnatgan R_1 rezistori qarshiligining minimal qiymatini ta'riflab bering.



4.103-rasm. “Hol qutbli” kompensatsiyasida kuchaytirgichning ikkinchi qutbini yo'qotish.



4.104-rasm. Feedback zanjiridagi kichik sig'imli kondensator stabillikni oshiradi.



4.105-rasm. 60 Hzli quvvat manbainig chiqish kuchaytirgichi. Ikki taktli quvvat kuchaytirgichi sxemasini tashkil qilgan Darlington Q_1 va Q_2 tranzistorlari plastik korpusida.

A. Nima qilamiz? Umuman olganda, siz ichki kompensatsiyasiga ega yoki kompensatsiya qilinmagan op-amp tanlash muammosi bilan to'qnashasiz. Eng osoni kompensatsiya qilingan vari-antini ishlatish bo'ladi va ko'p hollarda shunday qilinadi ham. Op-amp tanlashni siz LF411 (JFET, $\pm 5 V$ dan $\pm$

15 Vgacha manbali) universal yoki mukammallashtirilgan versiyasi (LT1057), yoki kirish va chiqishi rail-to-rail bo'lgan LMC6482 (CMOS, $\pm 3\text{ V}$ dan $\pm 15\text{ V}$ gacha manbali) yoki kuchaytirish ko'effitsienti birga teng bo'lganida ichki kompensatsiya qilingan aniq va kam shovqin LT1012ni ko'rib chiqishingiz mumkin. Agar sizga chastota ko'lam va yuksalish tezligi katta bo'lishi kerak bo'lsa, kompensatsiya qilingan tezkor op-amlarni 4.2a-jadvalda izlang. Agar bularning ahamiyati bo'lmasa va yopiq halqa kuchaytirish ko'effitsienti birdan katta bo'lsa (odatda shunday bo'ladi) kompensatsiya qilinmagan op-amp ishlatishingiz mumkin. Shunda datasheetda tavsiya etilgan kompensatsiya komponentlarini ishlatsa bo'ladi. Avvalgi misolimizda ishlatilgan mashhur OR27 past chastotali pretsezion op-ampning (bir ko'effitsientga kompensatsiya qilingan) $f_T = 8\text{ MHz}$ va yuksalish tezligi $2.8\text{ V}/\mu\text{s}$; uning kompensatsiya qilinmagan analogi OR37 (minimal kuchaytirish ko'effitsienti 5), $f_T = 63\text{ MHz}$ va yuksalish tezligi $17\text{ V}/\mu\text{s}$ ⁴³.

B. Misol: pretsezion 60 Hzli quvvat manbai. Kompensatsiya qilinmagan op-amp yoki kompensatsiya komponenti ulanishi kerak bo'lgan pinlari bor op-amlar sizga kompensatsiya darajasini tanlash imkonini berib, feedback zanjirida mavjud bo'lgan boshqa komponentlar sxemaga kiritadigan qo'shimcha faza surilishi muammosini hal qilish imkonini ham beradi. 4.105-rasmda misol keltirilgan. Bu sxema kirishidagi nostabil 60 Hz sinusoidal kuchlanishi kichik bo'lgan kuchlanishni kuchaytirib, chiqishida 115 voltli stabil va pretsezion sinusoidal kuchlanishni ta'minlab beradigan past chastotali kuchaytirgich bo'ladi⁴⁴. Op-ampda as kuchlanishni noinvertlovchi kuchaytirgichi, chiqishida Q_1 Q_2 Darlington tranzistorlarida yig'ilgan ikki taktli sxemadagi emitter qaytargichni drayverlaydi. Kuchaytirgichning chiqish kaskadi kuchlanishni T_1 kattalashtiruvchi quvvat transformatorning birlamchi o'ramlariga yuklangan. Uning transformatsiya ko'effitsienti $6.3\text{ V} : 115\text{ V}$. Bu misolda biz yuqori voltli op-amp yoki tranzistorlarsiz 115 V li as kuchlanishini generatsiya qildik. Albatta, buning uchun biz tranzistorlar chiqishida proporsional katta toklarni ta'minlashga majbur bo'ldik; tranzistorlar sxema chiqishida 15 W quvvatni ta'minlash uchun 3 A (rms) tok berishi kerak. Yuklama o'zgarishlari ta'siridan holi bo'lib, kuchaytirgichning chiqishida shakli buzilmagan va stabil kuchlanishni generatsiya qilish uchun biz chiqishdagi 115 V sinusoidal kuchlanishdan feedback olishni istadik. Chiqish sxema eridan to'liq izolyasiyalangan bo'lsa ham, bu juda zarur. 115 V kuchlanishning kichik nusxasini olish uchun biz ikkinchi T_2 transformatorini ishlatdik. Bu kuchlanish R_3 rezistori orqali op-amp kirishiga berilib bizga kerak bo'lgan 6ga teng kuchaytirish ko'effitsientini berdi. Katta chastotalarda transformatorlardagi faza surilishi qabul qilib bo'lmaydigan darajada katta bo'lgani sababli sxema shunday sozlanganki katta chastotalarda $\sim 3\text{ kHz}$ yuqorisida feedback signali transformatorning kuchlanishi kichik bo'lgan kirishidan olinadi (S_1 orqali). Feedback signali bevosita ikki taktli quvvat kuchaytirgichining chiqishidan olinadigan bo'lsa ham reaktiv yuklama sababli hosil bo'lgan faza surilishi (transformatorning birlamchi o'ramlari, chiqishga ulangan motor va h.k.) bo'ladi. 115 volt chiqishga ulangan reaktiv yuklama bilan sxemaning stabilligini yaxshilash uchun op-amp ko'rsatilganidek, sig'imi kichik bo'lgan kondensator bilan kuchli kompensatsiya qilinishi kerak. (LT1097da qo'shimcha kompensatsiya qilish uchun alohida pini ham bor). Kompensatsiya natijasida chastota ko'lam qisqarsa ham buning past chastotalarda ahamiyati yo'q. R_4 va S_2 larning funksiyasi odamni adashtirishi mumkin: bu kichik zanjir, T_1 transformatoriga beriladigan dc kuchlanishni filtrlash (past chastotali filtr) bilan olingan o'rtacha qiymatini T_2 transformatorning yerdan uzilgan o'ramlari orqali feedback zanjiriga berib op-ampning dc feedback yo'lini yaratadi. C_2 kondensatori sig'imi, uning 60 Hz

⁴³ Keltirilgan ro'yxatni yakunlamasdan oldin, ko'rsatilgan op-amlarga o'xshash "o'ta kompensatsiya qilinmagan" NA-5147ni ham qo'shib qo'yish kerak (minimal kuchaytirish ko'effitsienti 10ga teng), $f_T = 120\text{ MHz}$ va yuksalish tezligi $35\text{ V}/\mu\text{s}$.

⁴⁴ Bu quvvat kuchaytirgichining original sxemasi yulduzlar yo'llarini va xarakatlanish tezliklarini kuzatadigan astronomik sideral teleskopda ishlatilgan. Qiziqarli tafsilot: Er o'z o'qi arofida 23 soat, 56 minut va 4.1 sekund davomida bir marotaba aylanadi; nega 24:00:00 emasligini aytib bering!

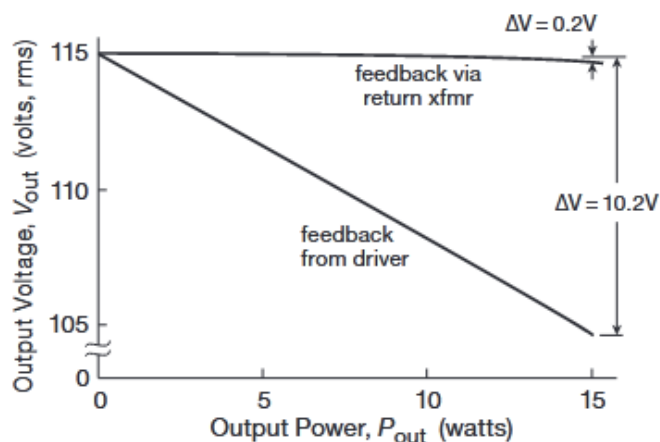
chastotadagi impedansi 50 klik feedback rezistori qarshiligidan kichik bo'lishini ta'minlash maqsadida katta tanlangan; R_4 rezistorining qarshiligi stabillikni yumshoq tarzda ta'minlan talabi bilan tanlangan. Bu kuchaytirgichni ishlashi qoniqarli bo'ldi. 4.106-rasmda kuchaytirgichning yuklama xarakteristikasi, ya'ni chiqishdagi kuchlanishning rms qiymati yuklama qarshiligiga bog'liqligini aks ettiruvchi grafik keltirilgan. Solishtirish uchun feedback zanjiri bevosita T_1 transformatorining birlamchi o'ramlaridan olingandagi yuklama xarakteristikasi ham ko'rsatilgan, bundan siz qo'shimcha feedback zanjiri yuklama xarakteristikasiga qanchalik ta'sir qilganini ko'rishingiz mumkin. Yuklama noldan to'liq quvvatgacha o'zgarganida, qo'shimcha feedbacksiz chiqish kuchlanishining amplitudasi 10%ga pasaygan bo'lsa, bunda faqat 0.2%ga pasaydi xolos. Chiqishdagi sinusoidal kuchlanishning shakli juda toza, to'liq yuklama ishlatilganida shakl buzilishlarining o'lgangan ulushi 1%dan past (shunda reaktiv yuklama bo'lgan sinxron motor ham ulangan bo'lgan). Sxemaning bunday tuzilishi kompromiss mahsuli bo'ldi, chunki yuklama tokining bunday o'zgarishlarida kuchaytirgichning chiqish kuchlanishini stabilizatsiya qilish uchun juda katta halqa kuchaytirish koeffitsientini ta'minlashiz kerak bo'lardi. Ammo katta halqa koeffitsienti kuchaytirgichning ossillyasiyalarga bo'lgan tendensiyasini kuchaytiradi, ayniqsa, yuklama reaktiv tabiatga ega bo'lsa. Reaktiv yuklama transformator bilan birgalikda chiqish impedansini o'zgartirib, past chastotali feedback halqasida qo'shimcha faza surilishi hosil qiladi. Bu kuchaytirgich teleskopni harakatga keltiruvchi sinxron motorni (juda katta induktivlikka ega yuklama) ishlatish uchun quvvat manbai sifatida yaratilgan bo'lgani uchun halqa kuchaytirish koeffitsienti atayin kichik qilingan.

Qo'shimcha izohlar:

- Katta quvvatlarda ishlaydigan elektron qurilmalar konservativ konstruksiyaga ega bo'lishi shart, ya'ni yuklama og'irlashganda va hatto qurilmaning chiqshi qisqa tutashganida ham u ishdan chiqmasligi kerak. Bu sxemada biz eng oddiy tokni cheklash usulini qo'lladik – kollektorlar zanjiriga bir juft kichik qarshilikli rezistorlar o'rnatdik, biz yuklama xarakteristikasi o'zgarishlarini istamasdik (sxema shunda yetarli darajada yaxshi ishladi!) Buning boshqa yaxshiroq usuli ham bor, misol uchun chiqish toki o'rnatilgan chegaradan ortib ketadigan hollarni (ketma-ket ulangan rezistorlarda aniqlanadi) oldini olish uchun, qo'shimcha tranzistorlarni ishlatib, chiqish tranzistorlar baza tokini kamaytirish mumkin; bunday sxemalar op-amplarning sxemalarida ishlatiladi, 4.43-rasmni ko'ring. Boshqa himoya qilish sxemalarni biz §9.13.3da tushuntiramiz. Oddiy tokni cheklash himoyasida qisqa tutashgan yuklama sababli tranzistor to'liq manba kuchlanishi ostida shu cheklangan tok bilan ishlaydi; natijada tranzistordagi quvvat dissipatsiyasi normal ishlagan holatidagi maksimal dissipatsiyaga nisbatan ancha katta bo'ladi, demak bu konservativ amallardan bo'lgan: radiator ishlatish va komponentlarni muvofiq tanlashni talab qiladi. Yuklama tokini konstruktiv yo'l bilan cheklash biroz murakkabroq bo'lsa ham, yaxshiroq amal hisoblanadi.

- Bazalari tutashtirilgan ikki taktli quvvat kuchaytirgichining qaytargich sxemasida signal nolni kesib o'tgan joyida feedback halqasi effektiv buziladi (§2.4.1Ani ko'ring). Darlington tranzistorlari ishlatilgan bo'lsa nolni kesib o'tish joyining kengligi to'rt V_{BE} , ya'ni 2.5 Vga teng bo'ladi. 4.105-rasmdagi R_2 rezistor op-amp bilan T_1 transformatori oraliqida chiziqli kontakt bo'lishini ta'minlaydi va feedback halqasini engil yuklamalar bilan bekorga ishlashini oldini oladi. Diodlar bilan tranzistorlarni 2.71 va 2.72-rasmlardagi sxemalaridagidek siljitish yaxshiroq bo'ladi; 2x-bobdagi ikki taktli chiqish kaskadlari to'g'risidagi bahslarni ham ko'ring.

- 4.105-rasmdagi sxemada emitter qaytargichlarni "psevdo-Darlington" bilan almashtirib, ± 15 Vli op-ampni noinvertlovchi kuchaytirish sxemasi bilan ("ketma-ket feedbackli juft" deb nomlangan, §2.5.5Cni ko'ring), kuchaytirish koeffitsientini aytaulik 5 qilib, chiqishda katta kuchlanish tebranihlari olish usuli ham bor. Shunda siz universal ± 15 Vli op-amp bilan ± 75 Vli chiqish kaskadini yur-gazishingiz mumkin.



4.106-rasm. 60 Hzli quvvat manbaini yuklama xarakteristikalar

C. Motor shovqini. As feedbackli kuchaytirgichlarda stabilizatsiya muammolari, juda past chastotalarda bir necha kaskadlararo kondensatorlar birgalikda yaratgan, ja'mlangan faza surilishi hisobiga ham paydo bo'lishi mumkin. Har bir blokavchi kondensator keyingi kaskadning kirish qarshiligi bilan birga qo'shimcha 45° ga teng faza surilishini past chastotalarning 3 dB lik nuqtasida yaratadi, undan past chastotalarda surilish 90° gacha bo'ladi. Agar shunda halqa kuchaytirish koeffitsienti y yetarli bo'ladigan bo'lsa o'ta past chastotalarda ossillyasiyalar hosil bo'ladi va ularni jozibador qilib "motoboating" deb atashadi ("motor shovqini"). Dc kuchaytirgichlar keng tarqalib ketgani tufayli "motoboating" yo'qolib ketdi. Tajribali elektronika injenerlari bu to'g'risida ko'p hikoyalar aytib berishlari mumkin.

4-bob uchun qo'shimcha masalalar

4.30-masala. Kirish impedansi $Z_{in} = 1 M\Omega$, to'liq shkalasi 10 mV dan 10 Vgacha bo'lib, to'rt o'lchash ko'lamiga bo'lingan "sezgir voltmeter" sxemasini loyihalang. Indikator sifatida, o'lchash ko'lami 1 mA, milliampermetr va op-amp ishlating. Kerak bo'lsa strelkani nolga o'rnatish trimmerini o'rnatish (siljitish kuchlanishini sozlash bilan), kirishdagi o'lchash terminallari o'zaro uzilgan holda chiqish nimani ko'rsatishini hisoblab bering: (a) $I_B = 25 pA$ bo'lganda (411 uchun tipik qiymat) va (b) $I_B = 80 nA$ bo'lganda (741 uchun tipik qiymat). O'lchash vositasini himoya qilish usullarini ishlating (misol uchun, tok qiymatini to'liq shkalaning 200%dan kichik bo'lishini ta'minlang) batareyaning qutblari adashtirilgandan kuchaytirgichning kirishini himoyalang. 741ni katta kirish impedansli kichik kuchlanishlarni o'lchash uchun ishlatsa bo'ladimi?

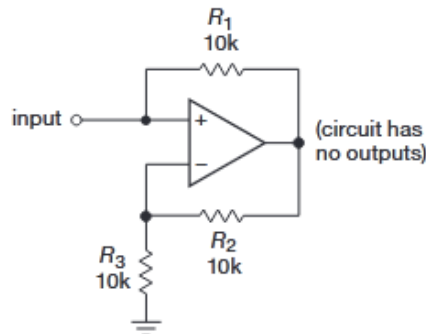
4.31-masala. OR27ning (kam shovqin, audio signallar uchun yaxshi) asosida quyidagi xarakteristikalariga ega bo'lgan audio kuchaytirgichni loyihalang: kuchaytirish koeffitsienti = 20 dB, $Z_{in} = 10 k\Omega$. – 3 dB nuqtasi = 20 Hz. Noinvertlovchi kuchaytirgich sxemasini ishlating, kirishni siljituvchi kuchlanishni kamaytirish uchun past chastotalar ko'lamida kuchaytirish koeffitsientini pasaytiring. Kirishni siljituvchi toklar chiqish kuchlanishiga ko'rsatadigan ta'sirini minimizatsiya qilish muvofiq sxemasini ishlating. Signal manbai kuchaytirishga kondensator orqali ulangan.

4.32-masala. 411ni ishlatib, kuchaytirish koeffitsienti birga teng, fazani bo'lavchi sxemani loyihalang (2-bobda §2.2.8ni ko'ring). Kirish impedansini katta va chiqish impedansini kichik qilishga harakat qiling. Sxema dc tokda ishlashi kerak. Sxemada yuksalish tezligini chegaralash hisobiga sxemada to'liq tebranishli qanday maksimal chastotaga erishish mumkin (27 V pp, $\pm 15 V_{manba}$ bilan)?

4.33-masala. El Cheapo brendi bo'lgan dinamik kallak asosida diskont kuchaytirgichi uchun topildi; 2 kHz dan boshlanib (+3dB nuqtasi), 6dB/octave bilan o'sadi. Kerak bo'lsa AD611 bilan bufferlangan oddiy RC filtr loyihalang (boshqa yaxshi audio kuchaytirgich chipi), bu filtr boshlang'ich kuchaytirgichi bilan kuchaytirgich oralg'ida joylashtiriladi. Boshlang'ich kuchaytirgichning $Z_{out} = 10 k$ va kuchaytirgichning $Z_{in} = 10 k\Omega$.

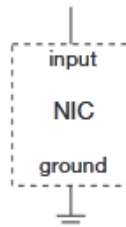
4.34-masala. 741 kirishlaridan biri yerga ulangan oddiy komparator sifatida ishlatilishi mumkin; bu komparator nolni kesib o'tish detektor bo'ladi. Komparatorning boshqa kirishiga amplitudasi 1 volt bo'lgan sinusoidal signal berilgan (chastotasi 1 kHz). Chiqish kuchlanishi nolni kesib o'tgan onda kirishdagi kuchlanish(lar) qanday qiymatga ega bo'ladi? YUksalish tezligini 0.5 V/ μs va op-ampning to'yinish kuchlanishi $\pm 13 V$ deb qabul qilamiz.

4.35-masala. 4.107-rasmdagi sxema “manfiy impedans konverteri”ga misol. (a) Uning kirish impedansi qanday qiymatga ega? (b) Agar op-ampning chiqishi V_+ dan V_- gacha oʻzgarganda, bu sxema toʻyingan holga kirmagan boʻlganida, kirish kuchlanishlarni oʻzgarish koʻlami qanday boʻladi?



4.107-rasm. Manfiy impedans konverteri.

4.36-masala. Yuqorida keltirilgan muammoni 2-terminalli qora quti shaklida tasavvur qilaylik (4.108-rasm). Kuchaytirish koeffitsientini -10 boʻlgan dc kuchaytirgichni qanday yaratilishini koʻrsating. Kuchaytirish koeffitsienti $+10$ boʻlgan kuchaytirgichni nega yaratib boʻlmaydi? (YOrdam: sxema maʼlum qarshiliklar manbai koʻlamida holat oʻzgartirishga sezgir. Bu qarshiliklar koʻlami qancha? Uni oʻzgartirish toʻgʻrisida qanday oʻylaringiz bor?)



4.108-rasm. Manfiy impedans konnektori 2-terminalli qurilma koʻrinishida

4- bob boʻyicha xulosalar

Biz 4-bobda oʻrgangan maʼlumotlarning Aʼdan Oʻgacha boʻlgan qisqa ifodalari. Bunda 4-bobda keltirilgan asosiy prinsiplar va faktlar keltirilgan, ammo sxemalar va keltirilgan injenerlik tavsiyalar bunga kirmagan.

A. Ideal op-amp. 4- bobda biz operatsion kuchaytirgichlar (“op-amplar”) olamini oʻrgandik, ular analogli sxemalarning universal qurilish bloki boʻladi. Yaxshi op-amp kuchaytirish koeffitsienti va chastota koʻlami cheksiz, shovqinsiz, dc kuchlanishlar farqining kuchaytirgichi, kirish toki va chiqish siljitish kuchlanishi nola teng kuchaytirgichga yaqin boʻladi. Op-amplar manfiy feedbackli sxemalarda ishlash uchun yaratilgan, bu sxemalarning xususiyatlarini feedback belgilaydi. Op-amplar 5-bob (Pretseziyon sxemalar), 6-bob (Filtrlar), 7-bob (Ossilyator va taymerlar), 8-bob (Kam shovqinli usullar), 9-bob (Kuchlanish regulyatorlari va Quvvat konversiyasi) va 13-bob (Raqam analog bilan uchrashdi) mavzularida juda muhim.

B. “Oltin qoidalar”. Asosini olganda (mavjud kamchilikliklarini hisobga olmasa, $K - M$ larni koʻring) feedbackli op-amplarni ishlashini tushunib olish oson, ikkita qoidani bilib olsa bas: chiqishdan olingan feedback (I) op-ampning ikki kirishidagi kuchlanishlarni farqini nolga tushiradi va (II) kirishlar tokni isteʼmol qilmaydi. Bu qoidalar katta foyda beradi, dc (va past chastotali) sxemalarda xatolik bir millivolt yoki undan kichik siljitish kuchlanishi boʻlsa (I qoida) va kirish toklarining tipik qiymati FETlarda pikoamper yoki nanoamper bipolyar tranzistorlardagi tipik qiymati (II qoida) boʻladi.

C. Asosiy op-ampli sxemalar. §4.2 va §4.3da biz asosiy chiziqli sxemalar bilan tanishdik (alohida $D - F$ da): invertlovchi kuchaytirgich, noinvertlovchi kuchaytirgich (va qaytargich), differensial kuchaytirgich, tok manbai (transconductance, yaʼni kuchlanishni - tokka oʻzgartirish), transresistance kuchaytirgichi (yaʼni tok - kuchlanish) va integratorlar. Yana ikkita nochiziqli sxemalarni ham koʻrib

chiqdik: Schmitt triggeri va aktiv to'g'rilagich. §4.5da quyidagi qo'shimcha sxematik bloklarni ko'rdik: pik detektor, sample- and – hold, aktiv cheklovchi, aktiv ikki taktli to'g'rilagich (absolyut qiymat sxemasi) va differensator.

D. Kuchlanish kuchaytirgichi Invertlovchi kuchaytirgich (4.5-rasm) jamlovchi nuqtasida kirish toki V_{in}/R_1 va feedback tokini V_{out}/R_2 qo'shadi; uning kuchaytirish koeffitsienti $G_V = -R_2/R_1$ va kirish impedansi R_1 . Noinvertlovchi kuchaytirgichda (4.6-rasm) chiqish kuchlanishining bir qismi invertlovchi kirishga beriladi; uning kuchaytirish koeffitsienti $G_V = 1 + R_2/R_1$ va kirish impedansi cheksizga yaqin. Qaytargichning (4.8-rasm) feedback kuchaytirish koeffitsienti birga teng, ya'ni chiqishni kirishga ulab turuvchi rezistiv bo'luvchi qisqa tutashuv bilan almashtirilgan. Differensial kuchaytirgichda (4.9-rasm) bir juft muvofiqlashtirilgan rezistiv bo'luvchi ishlatilib $V_{out} = (R_2/R_1)\Delta V_{in}$ chiqishini yaratadi; uning kirish impedansi $R_1 + R_2$, sinfaz signalni rejeksiya qilish koeffitsienti bevosita rezistorlar aniqligiga bog'liq bo'ladi (misol uchun, $\sim 60 \text{ dB} \pm 0,1\%$ rezistorlarning aniqligi). Ayiruvchi kuchaytirgichlar to'g'risida batafsil §5.14da bahs yuritamiz. Bir juft kirish qaytargichlarini ishlatib katta kirish impedansiga erishish mumkin, ammo 3-op-ampli sxema yaxshiroq bo'lib, instrumental kuchaytirgich deb ataladi, §5.15ni ko'ring.

E. Integrator va differensator. Integrator, feedback zanjirida rezistorni kondensatorga almashtirib qo'yilgan, invertlovchi kuchaytirgichga o'xshaydi; shu tufayli kirish toki V_{in}/R_1 va feedback toki CdV_{out}/dt bilan ja'mlovchi tugunda birlashadi. Kda keltirilgan kamchiliklarini hisobga olmasa, integrator "mukammal" sxema bo'lib, kirishidagi barcha nol bo'lmagan kuchlanishlar chiqish kuchlanishini o'sishga olib kelib yakunida to'yinishiga olib keladi. Integrator, feedback zanjiridagi kondensatorga parallel ulangan tranzistorli kommutator bilan reset qilinishi mumkin (4.18-rasm); alternativa sifatida kommutator o'rniga qarshiligi katta bo'lgan rezistorni ulab dc kuchaytirish koeffitsientini cheklashingiz mumkin, ammo bu past chastotalarda integrator ishlashini buzadi ($f \leq 1/R_1C$)/ Integratorning kirish impedansi R_1 ga teng.

F. Transresistance va Transconductance kuchaytirgichlari. Kirish rezistorini olib qo'ysa, invertlovchi kuchlanish kuchaytirgichi *transrasistance kuchaytirgichiga*⁴⁵ aylanib qoladi, ya'ni tok – kuchlanish konverteri bo'ladi (4.22-rasm). Uning kuchaytirish koeffitsienti $V_{out}/I_{in} = -R_f$ va (kamchiliklarini hisobga olmagan holda) kirish nuqtasidagi impedans (ja'mlovchi tugunni drayverlaydigan) nolga teng bo'ladi. Kirishidagi kondensator stabilizatsiya, chastota ko'lam va shovqinlar masalalarini hal qiladi; §8.11 va 4x-bobdagi muvofiq materialga qarang. Transresistance kuchaytirgichi fotodiodlar bilan ko'p ishlatiladi.

Transconductance kuchaytirgichi (4.10-4.15-rasmlar) kirish kuchlanishini chiqish tokiga konversiya qilib beradi; bu kuchalanish bilan boshqariladigan tok manbai bo'ladi. Bu kuchaytirgichning eng oddiy sxemasida op-amp va bitta rezistor bo'ladi (4.10-rasm), ammo yerdan uzilgan yuklama bilan ishlaydi. Howland sxemasi va uning variantlari (4.14 va 4.15-rasmlar) yerga ulangan yuklama bilan ishlaydi, ammo ularning aniqligi rezistorlarni o'zaro moslashtirilganiga bog'liq. Tashqi tranzistorli sxemalar (4.12 va 4.13-rasmlar) yerga ulangan yuklamaga ishlaydi, rezistorlarni o'zaro moslashtirishni talab etmaydi va boshqa sxemalarga qaraganda tranzistorning ichki katta chiqish impedansidan foydalanadi. 4x-bobda katta tezlik va ikki qutblikni ta'minlab beradigan (tok yo'nalishi musbat va manfiy bo'lgan) tranzistor yordamida ishlaydigan tok manbaini yaxshi variantini ko'rib chiqamiz.

G. Nochiziqli sxemalar: Peak detektor, S/H, Clamp to'g'rilagich. O'zining katta kuchaytirish koeffitsienti tufayli op-amplar nochiziqli sxemalarda ishlaganda ularning katta aniqligini ta'minlab beradi va bu amal faqat passiv komponentlar bilan bajariladi; bu sxemalarda bitta yoki bir nechta diodlar feedback ishlaydigan ko'lamni tanlab beradi. *Peak detektor* (4.58-rasm) o'zgaruvchan kuchlanishning, oxirgi resetdan keyingi eng katta yoki eng kichik qiymatini ushlab olib saqlaydi; *sample-and-hold* (S/H)

⁴⁵ Yoki transimpedance kuchaytirgichi.

xo‘plab saqlash sxemasi (4.60-rasm) kirishiga undovchi impuls kelsa kirish signal kuchlanishining shu ondagi qiymatini olib, saqlab qoladi; *aktiv clamp* (4.61-rasm) kuchlanishlarning maksimal yoki minimal qiymatlarini chegaralaydi; *aktiv to‘g‘rilagich* bir yarim davrli (4.36 va 4.38-rasmlar) va ikki yarim davrli (4.63 va 4.64-rasmlar) aniq to‘g‘rilangan kuchlanishlarni hosil qiladi. Amaliyotda bu sxemalarning ishlashi cheklangan yuksalish tezligi va real op-amplarning cheklangan chiqish toki bilan chegaralanadi (Mni ko‘ring).

H. Musbat feedback: komparator, Schmitt triggeri va ossillyator. Feedback zanjiri olib qo‘yilsa, op-amp *komparator* bo‘lib ishlaydi va kirishidagi differensial kuchlanish millivolt yoki undan ham kichik qiymatlariga, chiqishidagi kuchlanish o‘zgarib komparatorni ag‘daradi (muvofig manba kuchlanishiga yaqin qiymatgacha to‘yinadi) (4.32A-rasm). Shu sxemaga musbat feedback qo‘shsa, *Schmitt triggeri* hosil bo‘ladi (4.32B-rasm), bu sxemada chiqish holatining o‘zgarishi tezlashadi va shovqin sababli bo‘ladigan ko‘plab sxema ag‘darishlarini yo‘qotadi. Op-amplar, asosan, manfiy feedbackli chiziqli sxemalarda ishlashga optimizatsiya qilingan bo‘ladi (ichki -6 dB/octave so‘nishni ta‘minlovchi “kompensatsiyasi” bilan, quyidagi O ni ko‘ring); shuning uchun maxsus komparator integral sxemalarini (kompensatsiyasi bo‘lmaydi) ishlatish afzalroq, §12.3 va 12.1 hamda 12.6-jadvallarni ko‘ring. Musbat feedback (Schmitt triggeri) bilan manfiy feedback (integrator bilan) birlashtirilsa, *ossillyator* hosil bo‘ladi (4.39-rasm). Bu mavzu 7-bobda batafsil ko‘rib chiqiladi.

I. Bir qutbli quvvat manbai bilan ishlaydigan va Rail-to-rail op-amplar. Op-amplarning bir turida kirishidagi sinfaz kuchlanishlar ko‘lami va chiqishidagi kuchlanishning tebranishi manfiy manba qiymatigacha o‘zgarib boradi va ularga faqat musbat kuchlanishli quvvat manbai bilan ishlashga imkon beradi. Rail – to rail op-amplarning kirish kuchlanishi manbaning ikki qutbigacha o‘zgarish imkonini bor, yoki chiqish kuchlanishi shu ko‘lamda o‘zgara oladi yoki kirish va chiqish ham shu ikkonga ega; 4.2A-jadvaliga qarang. Oxirgi turlari kichik kuchlanishli manba bilan ishlashga qulay bo‘ladi.

J. Ehtiyotkorlik choralari. Chiziqli op-amp sxemalarida “Oltin qoidalar”ga faqat quyidagi hollarda amal qilinadi: agar (a) feedback manfiy bo‘lsa va (b) op-amp aktiv zonada bo‘lsa (ya‘ni to‘yingan bo‘lmasa). Feedback dc uchun bo‘lishi shart, aksincha op-amp to‘yingan holatga o‘tib qoladi. Quvvat manbalari kondensatorlar bilan shuntlangan (bypass) bo‘lishi kerak. Sig‘imli yuklama op-ampli sxema stabilligini pasaytirib yuboradi va feedback zanjirida qo‘shimcha faza surilishi hosil qiladi (invertlovchi terminalidagi sig‘im bilan birga). Real op-amplar ko‘p cheklovlari bo‘lgani sababli (quyida, K – N) sxemalar ishlashida ham cheklovlar bo‘ladi.

K. Ideallikdan cheklanishlar. Real hayotda op-amplar ideal bo‘lmaydi. “Eng yaxshi” op-amp bo‘lmaydi, shuning uchun sizga kerak bo‘lgan quyidagi parametrlarga qarab, o‘zingizga kerakli tanlov qilasiz: kirishdagi kamchiliklar (siljish kuchlanishi, dreyf va shovqin; kirish toki va shovqin; differensial va sinfaz signallar ko‘lami), chiqishdagi cheklanishlar (yuksalish tezligi, chiqish toki, chiqish impedansi, chiqish kuchlanishining tebranishlari), kuchaytirgich xarakteristikalar (kuchaytirish koeffitsienti, faza surilishi, chastota ko‘lami, CMRR va PSRR koeffitsientlari), ishchi xarakteristikalar (quvvat manbai kuchlanishi va toki) va boshqa e‘tiborga loyiq narsalar (korpus, narx, mavjudligi). §4.4, 4.1, 4.2a va 4.2b –jadvallar va kengaytirilgan 5 va 8, hamda quyidagi L – Nlarni ko‘ring.

L. Kirish cheklovlari. *Kirishni siljitish kuchlanishi* (V_{OS}) keltirilgan qiymatlari 25 μV dan (“pretsezion” op-amplar) 5 mVgacha bo‘lib kirish terminallarining balansini buzadi (idealda nol bo‘lishi kerak). Bu parametr pretsezion sxemalar va yopiq halqa kuchaytirish koeffitsienti katta bo‘lgan sxemalar uchun juda muhim; shu kuchlanish chiqishda hosil qilgan xatoligi $G_{CL}V_{OS}$ bo‘ladi. Ba’zi bir op-amplarda tashqi balanslash komponentlarini ulash uchun alohida pini bo‘ladi (misol uchun, 4.43-rasm). *Siljitish kuchlanishining dreyfi yoki tempco* (TCV_{OS} yoki $V_{OS}/\Delta T$) siljitish kuchlanishining temperatura koeffitsienti bo‘ladi; uning keltirilgan qiymatlari 0.1 $\mu V/^{\circ}C$ dan (“pretsezion” op-amplarda) 10 $\mu V/^{\circ}C$ gacha bo‘ladi. Baxtingizga V_{OS} kuchlanishi kichik bo‘lgan op-amp topsangiz (yoki uni trimmerlab nolga tushirsangiz) ham TCV_{OS} ga muvofiq siljitish kuchlanishi temperatura o‘sgan sari

kattalashaveradi. *Kirishdagi shovqin kuchlanishining zichligi* (e_n) kirish terminallari bilan ketma-ket ulangan shovqin kuchlanishlar manbaini ko'rsatadi. Bu parametrlarning keltirilgan qiymatlari $1nV\sqrt{Hz}$ dan (kam shovqinli bipolyar op-amp) $100nV\sqrt{Hz}$ gacha va undan ham katta bo'ladi (mikro quvvatli op-amp). Shovqin kuchlanishining ahamiyati audio va pretseziya kuchaytirgichlarda katta bo'ladi. *Kirishni siljitish toki* (I_B) op-ampning kirish terminallarida mavjud bo'lgan (nolga teng bo'lmaydigan) dc tok bo'ladi. Uning keltirilgan qiymatlari kichik tomondan $5fA$ dan (CMOS, kichik siljitish tokli op-amp va "elektrometr" op-amp) $50nA$ gacha (tipik⁴⁶ bipolyar op-amp) va $10\mu A$ gacha (kirishi bipolyar tranzistorli op-amp). Bu siljitish toki sxemaga signal beradigan dc manba qarshiligi orqali oqib dc siljitish kuchlanishini hosil qiladi; integrator va transresistance kuchaytirgichlarda tok xatoligini ham yaratadi.

Kirishdagi shovqin toki (i_n) op-ampning kirish zanjirlarida hosil bo'ladigan ekvivalent shovqin toki. Ko'p op-amplarda⁴⁷ bu shovqinni siljitish toki yaratadi ($i_n = \sqrt{2qI_B}$); uning keltiriladigan qiymatlari $0.1fA/\sqrt{Hz}$ dan (CMOS kichik siljishli op-amp va "elektrometr" op-amp) $\frac{1rA}{\sqrt{Hz}}$ gacha (chastota ko'lami keng bipolyar op-amp). Kirishdagi shovqin toki sxemaning as manbai impedansi orqali oqib, shovqin kuchlanishini yaratadi va uning qiymati e_n dan katta bo'lishi mumkin. $r_n = e_n/i_n$ nisbati op-ampning *shovqin qarshiligi* bo'ladi; impedansi r_n dan katta bo'lgan signal manbai uchun shovqin toki asosiy bo'ladi. Op-amp kirishlaridagi kuchlanishlar *kirishdagi sinfaz kuchlanishlar ko'lami* (V_{CM}) bo'lganida op-amp normal ishlaydi. Bu kuchlanish ko'lami manfiy manba kuchlanishigacha tushishi ("bir qutbli manba bilan ishlaydigan" op-amp) yoki ikki manba oralig'ida bo'lishi ("rail-to-rail" op-amp) mumkin. Ehtiyot bo'ling: ko'p op-ampning *kirish differensial kuchlanish ko'lami* bir necha voltgacha kichik bo'ladi.

M. Chiqishdagi cheklanishlar. *Slew rate (SR)- yuksalish tezligi* op-ampning dV_{out}/dt parametri bo'lib, kirishiga differensial signal berilganida aniqlanadi. Uning qiymati kompensatsiya kondensatorini zaryadlash toki bilan belgilanadi va spetsifikatsiyalarda keltirilgan qiymati $0.1V/\mu s$ (mikroquvvatli op-amp) va (universal op-amp) $5000V/\mu s$ gacha (tezkor op-amp)da). Yuksalish tezligi umuman katta tezlikda ishlaydigan sxemalar va kuchlanish tebranishlari ko'lami katta bo'lgan A/D va D/A, S/H, pik detektorlari va to'g'rilagich sxemalari uchun juda muhim. Bu parametr chiqishdagi katta signal chastotasini cheklaydi: amplitudasi A va chastotasi f bo'lgan sinusoidal signal uchun kerak bo'lgan yuksalish tezligi $SR = 2\pi Af$ ga teng; 4.54-rasmni ko'ring. Op-amp kichik qurilma bo'lib uning *chiqish toki*, qizib ketmasligi uchun, atayin cheklangan bo'ladi; misol uchun 4.43-rasmni ko'ring, unda R_5Q_9 va R_6Q_{10} chiqishni quvvat bilan ta'minlovchi toklarni cheklaydi $I_{lim} = V_{BE}/R \approx 25mA$, buni 4.45-rasmda ko'rish mumkin. Sizga kattaroq chiqish toki kerak bo'lsa katta toklarda ishlaydigan op-amp bor; LT1010 sxemasiga o'xshab kuchaytirish koeffitsienti birga teng bo'lgan tashqi buffer ($I_{out(max)} = \pm 150mA$) yoki diskret ikki taktli qaytargich ishlatishingiz mumkin. Op-ampning ochiq halqa *chiqish impedansi* 100Ω atrofida bo'ladi, uning qiymati halqa kuchaytirish koeffitsientiga kamayadi va past chastotalarda ohm atrofida bo'ladi. Op-ampning ochiq halqa kuchaytirish koeffitsienti G_{OL} o'zining to'liq chastota ko'lamida $1/f$ tezlikda kamayishi sababli (quyidagi In ko'ring) yopiq halqali chiqish impedansi chastotaga proporsional o'sadi; bu induktivlikni eslatadi (4.53-rasm). 4.43-rasmda keltirilgan op-amp *chiqishdagi kuchlanishning tebranish ko'lami* manba kuchlanishlaridan (rail) bir voltga kam bo'ladi xolos. Juda ko'p CMOS va boshqa kichik kuchlanishda ishlaydigan op-ampning spetsifikatsiyasida chiqish kuchlanishining yuklamasiz tebranishi rail-to-rail deb ko'rsatiladi, 4.46-rasmga qarang.

⁴⁶ "Siljishi kompensatsiya qilingan" bipolyar tranzistorli op-ampda kirish tokining tipik qiymati $50rA$ bo'ladi

⁴⁷ Ammo "siljishi kompensatsiya qilingan" bipolyar tranzistorli op-amp emas, §8.9ni ko'ring

Op-ampllar quvvat *manbai kuchlanishi* bo'yicha guruhlarga bo'linishi mumkin: "kichik-kuchlanishli" op-ampllar manbaining maksimal umumiy kuchlanishi (ya'ni $V_+ - V_-$) 6V atrofida bo'ladi va umuman bu kuchlanish 2 Vgacha tushishi mumkin; "yuqori voltli" op-amplarning umumiy manba kuchlanishi 36 Vgacha bo'lishi mumkin va bu kuchlanish 5 V – 10 Vga tushganda ham ishlashi mumkin. Bu ikki chegara oralig'ida bo'lgan op-amplarni "o'rta kuchlanishli" deb atash mumkin, ularning manba kuchlanishi 10 V – 15 V bo'ladi. 5.5-jadvalni ko'ring. Manba kuchlanishi haqiqatan ham katta bo'lgan op-ampllar bo'ladi (yuzlab voltli), 4.2b-jadvalni ko'ring.

N. Kuchaytirish koeffitsienti, faza surilishi va chastota ko'lamini. Op-amplarning dc *ochiq halqa kuchaytirish koeffitsienti* $G_{OL(dc)}$ katta bo'ladi, uning tipik qiymati $10^5 - 10^7$ bo'ladi (oxirgisi "pretseziya" op-ampllar uchun tipik bo'ladi, 5-bobni ko'ring). Stabilligini ta'minlash uchun (yuqoridagi O ni ko'ring) op-ampning ochiq halqa kuchaytirish koeffitsienti $1/f$ ga tushiriladi va f_T chastotada birga teng bo'lib qoladi (4.47-rasmni ko'ring). Bu kuchaytirgichning yopiq halqa chastota ko'lamini chegaralaydi $BW_{CL} \approx f_T/G_{CL}$. Ishchi chastotalarning to'liq ko'lamida op-ampning ochiq halqa faza surilishi – 90° bo'ladi va feedback bilan yopiq halqa chastota xarakteristikasida faza surilishi nolga tushiriladi.

O. Feedback stabilligi, "chastota kompensatsiyasi" va Bode diagrammalari. Manfiy feedback musbat feedbackga o'zgarib kuchaytirgichda ja'mlarga faza surilishi 180° ga etib, halqa kuchaytirish koeffitsienti birga teng bo'lgan chastotada nostabillik va ossillyasiyalarni hosil qilishi mumkin. Bu mavzu §4.6.2da sig'imli yuklamalar bilan bog'liq ko'rib chiqilgan edi va buning davomi §4.9da ko'rib chiqilgan. Bunday holat paydo bo'lishini oldini olish uchun qo'llaniladigan asosiy usul *dominant-qutbli kompensatsiya* bo'ladi, unda kuchaytirgichning chastota xarakteristikasiga suniy ravishda – 6dB/octave (ya'ni, $\propto 1/f$) so'ndirish kiritiladi (ya'ni chastota o'sgan sari kuchaytirish koeffitsienti kamayib boradi). So'ndirish kiritilgan chastotadan quyidagi chastotalarda kuchaytirish koeffitsienti birga teng bo'lib qolib qo'shimcha faza surilishlari hosil bo'lmasligi ta'minlanadi (4.99-rasm). Ko'p op-amplarda bunday kompensatsiya ichki sxemasiga kiritilgan bo'lib, ular yopiq halqali sxemada stabil ishlaydi (kuchaytirish koeffitsienti birga teng bo'lgan qaytargich sxemalari nostabillikka moyilligi bo'ladi, chunki ularning feedback zanjirlarida signal atenuatsiyasi bo'lmaydi). Kompensatsiya qilinmagan op-ampllar shiddatli kompensatsiyaga ehtiyoji bo'lmaydi va yopiq halqa kuchaytirish koeffitsienti ma'lum minimal qiymatdan (ko'p hollarda $G > 2, 5$ yoki 10; 4.95-rasm) boshlab stabil bo'ladi. Kompensatsiya qilingan op-amplarning to'liq chastota diapazonida (10 Hz va undan ham kichikdan boshlab) ochiq halqa faza surilishi 90° bo'ladi. Shu sabab tashqi feedback bunga yana 90° qo'shadi va kuchaytirish koeffitsienti birga tushganda ossillyasiyalar paydo bo'ladi. *Bode diagrammalari* juda yaxshi va foydali xarakteristikalari bo'lib, kuchaytirgichning kuchaytirish koeffitsienti (logarifmik qiymatlarda) va fazasini chastotaga (logarifmik qiymatlarida) bog'liqligini aks ettiruvchi grafiklar bo'ladi; 4.97-rasmni ko'ring. *Stabilizatsiya kriteriyasi* ochiq halqa kuchaytirish koeffitsienti grafigining so'nish qiyaligi ideal yopiq halqa kuchaytirish koeffitsienti grafigining so'nish qiyaligini farqi bilan belgilanadi, idealda 6dB/octave, ammo real so'nish qiyaligi 12dB/octave bo'ladi.

PRETSEZION SXEMALAR

Yuqorida ko‘rib chiqqan boblarda biz analogli sxemalar bilan bog‘liq bo‘lgan passiv qurilmalar, tranzistorlar, FETlar va op-amplarning sxemalarda ishlash sifatleri, feedbackning mazmuni hamda bu qurilmalar va sxematik usullarning ishlatilishini ko‘rib chiqdik. Barcha bahslarimiz mavzularida ko‘rib chiqilgan masala bo‘yicha eng yaxshi natija to‘g‘risida, misol uchun, kuchaytirgichning xatoliklarini minimizatsiya qilish (nochiziqlilik, dreyflar, va h.), kichik va quvvatsiz signallarni kuchaytirgichning “shovqinlari” bilan minimal buzib kuchaytirish to‘g‘risida gapirmagan edik. Juda ko‘p sxemalarda bu masala o‘ta muhim bo‘lgani sababli elektronkada alohida yo‘nalish paydo bo‘lgan. Demak, bu bobda biz pretsezion sxemalar yaratish usullarini ko‘rib chiqamiz (shovqinlar masalasini alohida 8-bobda ko‘ramiz).

Bob tafsiri. Bu bob kitobning katta va shu bilan birga muhim qismini tashkil qiladi. Unda ko‘rib chiqilgan mavzularni ketma-ket to‘liq o‘qib chiqish shart emas. Ko‘rsatma sifatida biz quyidagi rejani tavsiya etamiz: boshlanishda biz operatsion kuchaytirgichlar asosida yaratilgan sxemalarda hosil bo‘ladigan xatoliklarni batafsil ko‘rib chiqamiz va shu xatoliklar byudjetini tadqiqot qilamiz. Mavhum parametrlar masalasini tadqiq qilamiz va komponentlarning “tipik” hamda “eng yomon hol xatoliklarini o‘zaro bog‘liqlikda ko‘rib chiqib, ularni ishlatish yo‘llari to‘g‘risida mulohazalar hosil qilamiz. Shu bilan birga biz ancha unutilgan mavzular bo‘lgan diodlarning sub-pikoamper ko‘lamdagi ixroj toklari, kondensatorlardagi “xotira effekti”, signal shakli buzilishi va kuchaytirish koeffitsientining nochiziqliligi hamda kuchaytirgichlardagi faza xatoliklarini ajoyib to‘g‘rilash yo‘llari to‘g‘risida ham bahs yuritamiz. Op-amplarda signal shakli buzilishini solishtirish grafiklari va sinash sxemalari bilan batafsil ko‘rib chiqamiz. Keyingi ko‘rib chiqadigan mavzumiz rail-to-rail op-amplarning avval qorog‘i bo‘lgan tomonlari bilan bog‘liq: unda ularning ochiq halqa chiqish impedansi va kirishdagi sinfaz signallar yaratadigan o‘tish xatoliklarini ko‘rib chiqamiz. Pretsezion, chopper va tezkor op-amplarni tanlash jadvallari va ularda mavjud bo‘lgan shovqin manbalarini, siljitish toklarini va signal shakli buzilishini grafik shaklida solishtirish usullarini ko‘rib chiqamiz. Op-amp parametrlari ko‘pligini qanday interpretatsiya (sharh) qilishni ko‘rsatamiz va siz hal qilishingiz kerak bo‘lgan kompromis masalalarini ham ko‘rib chiqamiz. Mikrovolt va nanovoltli signallar bilan ishlaydiganlarga biz $1/f$ shovqinlarning vayron qiluvchi ta‘sirini va bu muammoni auto-zero (AZ) op-amplari qanday hal qilishini ko‘rsatamiz; ammo bu joyda kompromis kerak bo‘ladi, chunki qurilmalardagi tok shovqinlari ko‘p hollarda nazardan tushib qoladi. Bu bilim sohasiga kirish uchun biz pretsezion raqamli multimetr kirish kaskadining nozik tuzilishini ko‘rib chiqamiz. Bundan keyin biz ayiruvchi va instrumental kuchaytirgichlarga kirish qilamiz – ular sinfaz signal mavjud bo‘lgan kirishlardagi differensial signalni ajratib olib kuchaytirishda, aniqlik bilan stabillikda yetakchilik qiladilar. Biz bu kuchaytirgichlar sxemalarining ichki tuzilishini ko‘rsatib, ularning mashhur namunalari tanlashda solishtirish jadvallari va grafiklaridan foydalanish yo‘llarini ko‘rsatamiz. Oxirida biz to‘liq differensial kuchaytirgich bilan shug‘ullanamiz – ularning differensial kirish va chiqishlari bor, chiqishida “sinfaz signalni boshqarish” uchun kirish pini bor. Yana bir marta, biz yaratgan jadvalarimiz, chizgan ichki sxemalarimiz va ko‘rsatmalarimiz ularni yuqori sifatda ishlaydigan ADC – analog-raqam konverterlarida ishlatishga mo‘ljallangan. Sxemotexnika asoslari bilan qiziqqan o‘quvchilar bu bobni birinchi o‘qishda tushirib qoldirishlari mumkin. Keyingi bobdagi materiallarni tushunish uchun bu materialning ahamiyati katta emas.

5.1 Pretsezion op-amplarni loyihalash usullari

O‘lchashlar va boshqarish sohalarida yuqori aniqlikda ishlaydigan pretsezion sxemalar kerak bo‘ladi. Boshqarish qurilmalari katta aniqlikka ega bo‘lishlari, vaqt davomida va temperatura o‘zgarishlarida stabil va ishonchli bo‘lishi talab etiladi. O‘lchash vositasining foydaliligi uning qanchalik aniq o‘lchashi va stabiligi bilan baholanadi. Elektronikaning deyarli barcha sohalarida yaratiladigan qurilmalar aniqroq ishlashini istaymiz – buni siz mukammallik xursandchiligi deb atashingiz

mumkin. Aslida sizga yuqori pretsezionlik kerak bo'lmasa ham nima bo'layotganini tushunganingizdan xursand bo'lasiz.

5.1.1 Pretsezionlik dinamik ko'lamga qarshi

Pretsezionlik va dinamik ko'lam konsepsiyalari sizni adashtirib qo'yishi mumkin, ayniqsa ba'zi bir usullarda bu ikki ko'rsatgichlar birgalikda ishlatilganida adashasiz. Bu ko'rsatgichlarning farqini misollarda ko'rsatish mumkin: 5 xonali raqamli multimetr yuqori pretsezionlikka (aniqlikka) ega; kuchlanishni 0,01% yoki undan ham yuqori aniqlikda o'lchaydi. Bunday qurilmalarning dinamik ko'lami ham katta bo'ladi; u millivolt va voltlarni yagona shkalada o'lchashi mumkin. Pretsezion dekadali kuchaytirgichning kuchaytirish koeffitsienti, aytaylik 1, 10 va 100 bo'lsin, pretsezion kuchlanish referensini aniqligi, aytaylik, juda katta, ammo uning kerakli dinamik ko'lami yo'q. Keng dinamik ko'lamga ega, ammo o'lchash aniqligi o'rtacha bo'lgan, qurilma misoliga aniq trimmerlangan op-amp ishlatilgan, ammo aniqligi bor yo'g'i 5% bo'lgan komponentlardan iborat, 6 dekadali logarifmik kuchaytirgich sxemasini (log-amp) ko'rsatish mumkin; komponentlarining aniqligi yuqori bo'lgan log-ampning aniqligi, logarifmik muvofiqlik etishmagani sababli, cheklangan bo'lishi mumkin. Kuchaytirgichning logarifmik xarakteristikasini tranzistorning volt-ampere xarakteristikasi ta'minlab beradi, tokning temperatura dreyfi ham bo'ladi. Katta dinamik ko'lamga ega bo'lgan qurilmaning boshqa misoli (kirish tokining o'zgarish ko'lami 10000 : 1 bo'lgan) va o'lchash aniqligiga qo'yilgan talab 1% bo'lgan Coulomb metr bo'lishi mumkin; uni biz kitobning ikkinchi nashri, §9.26 da ko'rsatgan edik. Bu qurilma elektroximik hujayralardan oqib o'tadigan to'liq zaryadni nazorat qilib turish uchun yaratilgan edi. Qurilmaning o'lchash aniqligi 5% bo'lishi kerak edi, ammo bu qiymat tokning keng ko'lamdagi o'zgarishlarining kumulyativ natijasi ham bo'lishi mumkin. Dinamik ko'lami keng bo'lgan qurilmalarning xarakteristikasi bo'lgan kirishni siljitish kuchlanishi, nol atrofida yaxshi proporsionallikni ta'minlash uchun, aniq trimmerlangan bo'lishi kerak; bu talab pretsezion qurilma loyihalashda ham qo'yiladi, ammo bunga qo'shimcha xatolik manbasi bo'lgan komponentlarning aniqligi, referensning stabilligi kabi xarakteristikalar ham aniq hisobga olinib, umumiy xatolikka qo'shgan ulushini bilish kerak bo'ladi; bu xatolik byudjeti deb ataladi.

5.1.2 Xatolik byudjeti

Xatolik byudjeti to'g'risida biroz mulohazalar. Elektronikada yangi faoliyat boshlaganlarning nazarida yaratilgan elektron qurilmani pretsezion ko'rsatgichlarga ega bo'lgan komponentlardan yig'sa, qurilma ham pretsezion bo'ladi degan adashtiruvchi tushuncha bo'ladi. Bunday hollar uchraydi, ammo juda kam bo'ladi. Aniqligi 0,01% bo'lgan rezistorlar va juda qimmat op-amlardan yaratilgan sxema undan kutgan natijani bermasligi mumkin, chunki, masalan, kirishni siljitish toki signal manbasi qarshiligi bilan qo'shib, 10 mV xatolik berishi mumkin. Deyarli barcha sxemalarning barcha joyida xatoliklar paydo bo'lishi mumkin va ularni hisobga olish kerak, aksincha bu joyni aniqlash uchun mukammal asbob ishlatish kerak bo'ladi yoki sxemaning shu joyini yangittan yaratish kerak bo'lishi mumkin. Bunday ja'mlangan xatoliklar byudjeti ratsional loyiha yaratishga imkon berib, ko'p hollarda qimmat bo'lmagan komponent ishlatish mumkinligi va natijada sxemaning qanchalik mukammal ishlashini baholashga imkon beradi. Bu mavzuni yanada jonlashtirish uchun elektronika injenerlari jamoasida shu xatolik byudjeti masalasi atrofidagi munozaralar borligini qayd etaylik. Ularning bir guruhi (ularni biz *qat'iy konstruksionistlar* deb atagan bo'lardik) xatolik byudjetiga *eng yomon hol* degan tushunchani kiritmasligimizni talab etishmoqda, aksincha, biz injenerlik amaliyot qoidalarini buzgan bo'lar emishmiz. Misol uchun, agar sxemada, aniqligi 1% bo'lgan 18 ta kuchaytirish koeffitsientini belgilovchi rezistor ishlatilgan bo'lsa, sxemaning kafolatlangan ishlash sifatini $\pm 18\%$ bilan belgilashi kerak ekan. Injenerlarning boshqa guruhi (ularni biz *pragmatik* deb atagan bo'lardik) bunga "safsata, bunda sxema ishlashining

noto'g'ri ko'rilgan chegaralarini bilib bo'lmaydi va buni oldini olish uchun sxemada ishlatilgan har bir komponentni sinab, ishni yaratilgan sxemani sinash bilan yakunlash kerak" deb javob qiladilar. Biz bu bahsga qaytamiz va boshida keltirilgan misolni ko'rib chiqib, bir guruh tomonini olamiz.

5.2 Misol: millivoltmetrga yana qaytaylik

Pretsezion sxemalar to'g'risida bahs yuritishga asos yaratish uchun, keling, avvalgi bobda ko'rib chiqilgan sxemani qayta ko'rib chiqaylik. §4.4.3da biz pretsezionlik tushunchalari bilan, asosan, V_{OS} kirishdagi siljituvchi kuchlanish va I_B kirishdagi siljitish toklarining sezgir sxemaga (kirish qarshiligi $10\text{ M}\Omega$ va o'lchash ko'lamli $0 - 10\text{ mV}$ bo'lgan millivoltmetr¹) ko'rsatadigan ta'sirini tahlil qilganimizda, biroz qiziqib ko'rgan edik. O'shanda biz ishongan LF411 op-amp bu vazifani bajarish uchun mutlaqo yaramasligini ko'rdik; undagi siljitish kuchlanishi va siljitish toklari juda katta qiymatlarga ega ekan. Muammoni hal qilish uchun biz siljishi kichik bo'lgan op-amp (OPA336) yoki chopper ("auto-zeroing" deb ham nomlanadi) kuchaytirgichini (LTC1050) ishlatdik. Bizning xursandchiligimiz uzoqqa bormadi, biz ishlatgan op-ampning I_B kirishdagi siljitish tokining o'zi 1% bo'lgan maksimal xatolikni ta'minlab berishga ulgurdi. Sxema yaratilishida juda ko'p xatoliklar manbaining umumiy kumulyativ ta'sirini hisobga olish kerak bo'ladi.

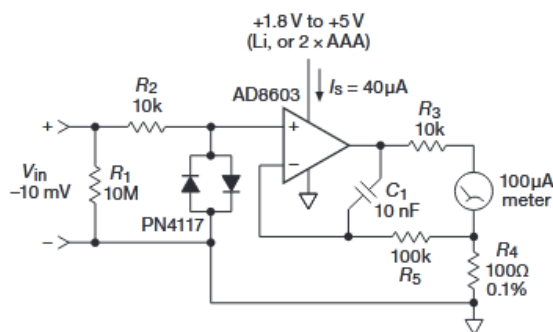
5.2.1 Musobaqa: 10 mV , 1% , $10\text{ M}\Omega$, 1.8 V li manba

Masalani yanada qiziqarli qilish uchun keling spetsifikatsiyani yanada chegaralaylik. Endi biz $0 - 10\text{ mV}$ o'lchash ko'lamli millivoltmetr yagona $+3\text{ V}$ li batareyadan ishlashini talab etamiz (litiyli element yoki bir juft ishqorli AAA elementlari), shunda biz "bir qutbli manba" bilan ishlashining tashvishini qilishimiz kerak edi, bu rejimda op-ampning kirish va chiqishidagi kuchlanishi nol voltgacha tushishi kerak bo'ladi. Yana shunisi borki, sxema batareyalarning faol hayoti davomida ishlab turishi kerak, ularning yakuniy kuchlanishlari 1.0 V/cell yoki 0.9 V/cell bo'lishini bilasiz; demak, sxema manbaining umumiy kuchlanishi 1.8 V bo'lgunga qadar, ishlashi kerak. Avvaldagidek, sxemaning kirish qarshiligi $10\text{ M}\Omega$ bo'lish talabini qoldiraylik va o'lchash vositasining o'lchash terminallari qisqa tutashtirilgan yoki tutashtirilmagan holda 0 mV ($\pm 1\%$ to'liq shkala bo'yicha) ko'rsatishi kerak deylik. Bilingki, bu "nol-xato" spetsifikatsiyasi to'liq shkala bo'yicha o'lchash aniqligidan ("shkala xatoligi") farq qiladi: bizni $\pm 5\%$ to'liq shkala o'lchash aniqligi qoniqtirar edi, ammo unga hech narsa berilmaganida to'liq shkalaning 5% ga teng (bu yerda 0.5 mV) qiymatni ko'rsatib tursa, biz xursand bo'lmaymiz, albatta. Avvalgi bobda kelishilganidek, sxemada tokni sezuvchi feedback ishlataylik, shunda sxema analogli o'lchash vositasining ichki qarshiligiga bog'liq bo'lmaydi. 5.1-rasmda millivoltmetrning sxemasi keltirilgan.

5.2.2 Yechim: pretsezion RRIO tok manbai

Tok qiymatini sezish uchun o'rnatilgan R_4 ga pretsezion 0.1% li $100\text{ }\Omega$ lik rezistor ishlatdik. Ekzotik bo'lib tuyulsa ham aslida bu odatiy: doim yordamga keladigan DidiKey veb-saytida bu rezistorlarning 100000 dona zaxirasida beshta ishlab chiqaruvchining rezistorlari bor, ularning narxlari $\$0.20$ (10 donasi). Op-ampning, sxemada umumiy bo'lgan, ("—" terminali) tokni sezish rezistorining potentsiali past tomoniga bevosita ulanganiga ahamiyat bering, bu ehtiyotkorlik chorasi kichik qarshilikli sezgir rezistorlar uchun borgan sari ahamiyatli bo'lib boradi, chunki rezistorni yer

¹ Bu o'lchash vositasi sezgir tok o'lchagichi sifatida ishlatilishi mumkin ekanligiga ahamiyat bering: uning kirish qarshiligi $10\text{ M}\Omega$ va o'lchash xatoligi 1% bo'lgani tufayli 10 rA gacha kichik toklarni o'lchashi mumkin ($1\% \times 10\text{ mV}/10\text{ M}\Omega = 10\text{ pA}$).



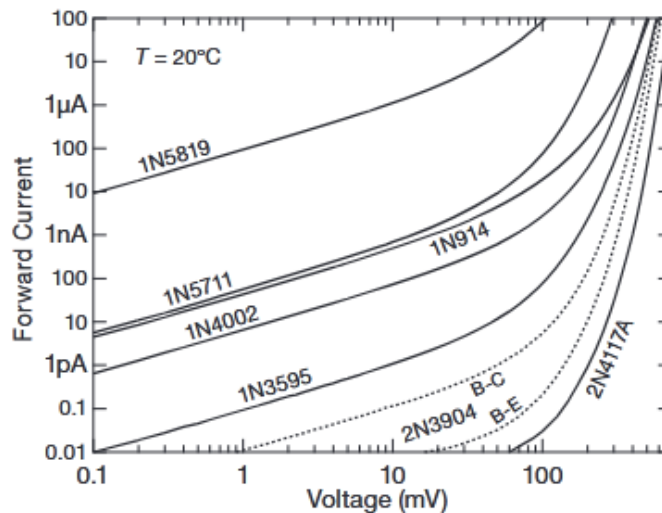
5.1-rasm. Yagona litiyli elementdan manbalanadigan, aniqligi katta millivoltmetr. Kirish signalini cheklab op-amp kirishini himoya qiladigan diodlar ixroj toki kichik bo'lgan PN4117 JFET bo'ladi.

tomondan ulash uchun ishlatilgan o'tkazgich sim ancha xatolik kiritishi mumkin². O'lchash vositasi induktiv yuklama (o'lchanadigan tok, magnit maydonda joylashtirilgan, uning g'altagi orqali oqadi; g'altak o'zining induktivligiga ega va elektromexanik xususiyati tufayli reaktivlikka ham ega) bo'lgani sababli feedback zanjirini ikkiga bo'ldik (past chastotalarda R_5 orqali, yuqori chastotalarda C_1 orqali; misol uchun 4.76-rasmni ko'ring). Qarshiligi $10 k\Omega$ R_3 chiqish rezistori, kirish shkaladan oshib ketganida, o'lchash asbobining ortiqcha tokini cheklaydi. Kirishni himoya qilish uchun ishlatilgan komponentlar sxemaning murakkabroq qismi bo'ladi (ularga 4-bobdagi misolda ahamiyat bermagan edik), op-amp tanlash loyihaning eng muhim va nozik amali bo'ladi. Birinchi qadam himoya zanjirini yaratish bo'ladi: talablar oson tuyuladi – op-ampning kirishini ortiqcha kuchlanishdan himoya qilish (katta kuchlanish kelib qolgan hollarda) va kirishdagi kuchlanish o'zining maksimal musbat va manfiy to'liq shkala qiymatiga yetganida ($10 mV$) ixroj toklari $\sim 10 \mu A$ dan kam bo'lishi kerak. (Diodning bu ixroj toki kuchaytirgichning kirish qarshiligini 1% ga kamaytiradi). Keyinchalik aniqlashimizcha, datasheetlarda bunday kichik kuchlanishlarda diod toki qanday qiymatda bo'lishi yozilmagan ekan. Ammo bu tokni o'lchamoqchi bo'lsangiz, ko'rganlaringiz sizni hayratga soladi (5.2-rasm). Barcha injenerlar afzal deb ishlatib kelgan kichik signal diodlari (1N914, 1N4148) teshik bo'lib chiqdi va kichik kuchlanishlarda $10 M\Omega$ qarshilikli rezistordek bo'lar ekan³. PAD-1 va PAD-2 turdagi ixroj toklari kichik bo'lgan maxsus diodlar ham bo'ladi (ammo ularni topish qiyin) va ularni ishlatga, ancha yaxshi bo'ladi; ammo bu diodlarning o'rniga diod sxemasida ulangan, ixroj toklari kichik bo'lgan PN4117 n-kanalli JFETni ishlatishingiz mumkin (ya'ni source va drain terminallarini birga ulab diodning katodini yaratasiz, gate bo'lsa anod vazifasini bajaradi) yoki oddiy npn tranzistorini diod sxemasida ulab ishlatishingiz mumkin⁴. Bu sxemada $10 k\Omega$ R_2 rezistori clamp diodlarining tokini cheklaydi va sxema aniqligiga ta'sir ko'rsatmaydi. Endi op-ampni tanlaylik. Bu 4-bobning to'siq toshi bo'lgan edi, bu yerda bo'lsa yakka qutbli manba bilan ishlash talabi muammoni yanada murakkablashtirdi. Xatoliklarni biz ikki guruhga ajratishimiz mumkin: “nol” xatoligi va to'liq shkala faktori xatoligi. Oxirgisi xatolikning oson qismi bo'ladi: *sxemaning* kuchaytirish koeffitsienti aniq belgilanadi, demak biz o'lchash asbobidan aniq harakatlanish talab etsak bo'ladi, xolos (bizga qo'shimcha sozlash kerak bo'lmaganida; yoki biz tokni sezish rezistori qarshiligini kamaytirishimiz va rezistor qo'shib, kuchaytirish koeffitsientini trimmerlab birdan katta qilishimiz mumkin).

² Sensor sifatida ishlatiladigan, qarshiligi kichik bo'lgan, katta toklarni aniq o'lchashlar uchun ishlatiladigan, rezistorlar 4 terminalli bo'ladi. Bunday rezistorlarni o'lchash sxemalariga ulanishi *Kelvin ulanishi* deb ataladi; bunday rezistorlar ba'zi hollarda *shunt* deb ham ataladi.

³ Bu diodlarning barchasi to'g'ri ulanganida kichik kuchlanishlarda teskari ulangan diodga parallel ulangan qarshilikdek ishlaydi; shu sabab ixroj toki kichik bo'lgan 1N3595 diodi $V \leq 10 mV$ kuchlanishlarda $10000 M\Omega$ qarshilikka o'xshaydi. Bu toklar diodning boshqa parametrlari vositasida baholanishi mumkin, uning nomi: kichik revers kuchlanishlardagi revers ixroj toklari yoki to'g'ri kuchlanishdagi to'g'ri tok. 1x-bobda ko'proq ma'lumot olishingiz mumkin.

⁴ Yoki do'stimiz John Larkin yaxshi ko'rgan BFT25 tranzistorining kollektor-baza kontakti, arzon $5 V$ npn mikroto'liqlik tranzistor. Uning ixroj toki revers ulanganida $10 \mu A$ dan kichik, to'g'ri ulanganida $50 mV$ da $< 40 \mu A$.



5.2-rasm. Diodlar datasheetlarida bunga o'xshagan xarakteristikalar keltirilmaydi, faqat diod to'g'ri ulanganidagi minimal tok qiymatini ko'rsatishadi xolos. 1x-bobda ko'proq ma'lumot olasiz.

Kuchaytirgichning sezgirliги va belgilangan kirish qarshiligi katta bo'lgani sababli “nol” xatolik talabi qattiq bo'ladi. Eng yomon (og'ir) hol uchun biz kirishni siljitish kuchlanishi va siljitish tokining umumiy ta'sir etish qiymatlarini 100 μV va 10 pA alohida tanladik. Nol xatoligiga 0.1 mV ularning har birining qo'shgan ulushi ($V_{err} = V_{OS} + I_B R_I$) bo'ladi, ularning har biri bu qiymatdan kichik bo'lishi kerak, demak eng yomon hol kombinatsiyasining talablari spetsifikatsiyaga to'g'ri kelishi kerak. Biz 5.1-jadvalda keltirilgan perspektivali zamonaviy op-amplarni, biz yaxshi bilgan namunalari bilan birga, ko'rib chiqdik. Jadvalning yuqoridagi uch qatoridagi arzon standart integral sxemalar biz talab etgan vazifaga to'g'ri kelmaydi, ularning siljitish kuchlanishi va siljitish toki bizning talablarimizdan ancha yomon (quyi qatorida qayd etilgan). Ular 1.8 V manba kuchlanishi bilan ishlay olmaydi; birinchi qatoridagi ikkitasi “yakka qutbli manba” bilan ishlamaydi. Mana sizga arzon op-amplar. LPV521 “kichik kuchlanish, kichik siljish, kichik quvvatli” op-amplar yangi naslining namunasi bo'ladi. Sifatini ifodalagan vazifalarni u juda a'lo bajaradi, ammo boshqa CMOS op-amplarga o'xshab uning V_{OS} ko'rsatgichlari shunchaki o'rtacha. Uni ancha yaxshiroq qilish imkoni bor. Misol uchun, pretsezion CMOS OPA336 avval bizning g'olibimiz bo'lgan; ammo uning eng yomon I_B ko'rsatgichi xatolar byudjetini deyarli to'liq egallab olgani sababli V_{OS} qiymatini trimmerlashga to'g'ri keladi; bu amalni esa yakka qutbli manba bilan ishlaydigan op-amplarda bajarish oson emas (bizning do'stimiz bo'lgan LF411ga o'xshab unda alohida trimmerlash uchun pinlar yo'q). Avval biz bunday nozik muammolarga ahamiyat bermasdik, ammo endi spetsifikatsiyasiga javob beradigan mahsulot yaratishda, keling, barcha mas'uliyatni o'zimizga olaylik. Demak, biz shu eng yomon holat mavzusiga jiddiy ahamiyat berishimiz kerak ekan. Nima qilish kerak? Ko'p loyihachilar pretsezion kuchaytirgiya yaratish uchun auto-zero (chopper) kuchaytirgichini ishlatishgan, bu kuchaytirgichlarda chastota ko'lam va shovqinlarga talablar bo'lmaydi. Biz topgan eng yaxshi nomzod ADA4051 bo'ldi V_{OS} ko'rsatgichi juda yaxshi, ammo I_B ko'rsatgichi besh barobar katta, agar spetsifikatsiyasida keltirilgan “maksimal” qiymatga ishonadigan bo'lsak. Unga raqobatda bo'lgan auto zero kuchaytirgichlarning siljitish toklari va minimal manba kuchlanishining biri yoki ikkisi ham kattaroq bo'ladi. Jadvaldagi oxirgi to'rtta CMOS op-amplar eng zamonaviy bo'lib “pretsezion” nomi bilan yuritiladi va bu sifatga erishish uchun mukammal loyiha va ishlab chiqarish liniyasidagi siljitish kuchlanishini trimmerlanishini talab etadi. Bu ikki amal ham xatolik byudjeti talablariga javob beradi (quyida ko'rasiz). 1.8 V manba kuchlanishida ishlaydigan AD8603ni tanladik va LTC6078 iste'mol qiladigan tokining 35% da ishlashi biz uchun yutuq bo'ldi

(korpusida bir juft op-amplik integral sxema, yagonali versiyasini topa olmadik)⁵. 5.5-jadvalda ko'rsatilganidek AD8603ning sokinlik toki, temperatura 25°C bo'lganida, 40 μ A, kirish toki 1rA (max) va siljitish kuchlanishi 50 μ V (max) bo'ladi.

Hammasi bo'ldimi? Yo'q, ishimiz bitmadi. Jadvalda keltirilgan spetsifikatsiyalar 25°C uchun keltirilgan. Ammo qurilmaning temperaturasi balandroq bo'lishi mumkin, shunda CMOS qurilmalarining siljitish toklari ancha ortib ketadi (bularda siljitish toki sizish (ixroj) toki bo'ladi). Ishlab chiqaruvchilar bu parametrlarning eng yomon (ba'zi hollarda tipik) qiymatini ishchi temperaturalar ko'lamining eng katta qiymatiga to'g'ri kelganini keltirishadi (misol uchun, 85°C "sanoat" temperaturasi ko'lamida ishlaydigan qurilmalar). Biz tanlagan AD8603 uchun spetsifikatsiyasida $I_{B(max)} = 50pA$ 85°C da keltirilgan. O'rtacha temperaturalar uchun ko'rsatgichlarning eng yomon qiymatlari keltirilmagan; ammo bilamizki parametr qiymati har 10°Cda ikki barobar ortadi, demak, bundan bizning sxema 50°Cgacha spetsifikatsiyasiga javob berishiga ishonsak bo'ladi⁶. Ishlab chiqaruvchilar ba'zi hollarda ixroj toklarining eng yomon holatdagi qiymatini spetsifikatsiyalarda keltirishga erinishadi, misol uchun LPV521 op-ampi uchun jadvalda keltirilgan I_B ko'rsatgichining "maksimal" va "tipik" qiymatlarining nisbati 100:1 ga teng. Bunday holni elektronika sanoatining mashhur otaxoni tushuntirishicha, ishlab chiqaruvchilar o'z mahsulotini qattiq talablarga muvofiq sinashni xohlamas ekanlar.

5.1-masala. 4-bobda biz ± 10 mV millivoltmetrni loyihalagan edik (4.56-rasm). 5.1-rasmdagi millivoltmetr unipolyar (bir qutbli) (ya'ni 0 dan + 10 mVgacha). Rahbaringiz sizga bu sxemaning modifikatsiyasini yaratishni buyurdi, ya'ni o'lchash ko'lamini ± 10 mV bo'lishi kerak. Millivoltmetrda ishlatilgan o'lchash asbobining shkalasida nol belgisi markazda joylashgan bo'lishi kerak, uning o'lchash ko'lamini ± 100 μ A, sxemaning manbasi avvalgi sxemadek litylik element (yoki bir juft AAA ishqorli element) bo'ladi. *Maslahat:* sxemada AD8603 oilasidan AD8607ni tanlashingiz mumkin. *Qo'shimcha yordam:* ishingizni bitirganingizdan keyin rahbaringizni hayratga solish maqsadida sxemani modifikatsiya qilib, 0 – 100 μ A ko'lamli o'lchash asbobi bilan ishlay olishini ko'rsating.

Table 5.1 Millivoltmeter Candidate Op-amps

Part #	Input	V_{os}		I_{bias}		V_{cm} neg lim (V)	V_{out}	V_s (total)		I_s typ (μ A)	Price 100 pc (\$)	Notes
		typ (μ V)	max (μ V)	typ (pA)	max (pA)			min (V)	max (V)			
uA741	BJT	2000	6000	80k	500k	2	1.5V from rails	10	40	1500	0.27	old HV BJT
LF411	JFET	800	2000	50	200	3	1.5V from rails	10	40	1800	0.88	HV JFET
LM358A	BJT	2000	3000	45k	100k	0	0 to $V_+ - 1.2V$	3	32	500	0.21	old HV SS
LPV521	CMOS	100	1000	0.01	1	-0.1	R-R	1.8	5.5	0.5	1.05	low-bias LV RRIO
OPA336	CMOS	60	125	1	10	-0.2	R-R	2.3	5.5	20	1.70	chap 4 "solution"
ADA4051	CMOS	2	17	5	50	0	R-R	1.8	5	15	2.20	LV auto-zero RRIO
LTC6078	CMOS	7	25	0.2	1	0	R-R	2.7	5.5	110	1.75	LV low- I_B low- V_{OS} RRIO dual
AD8603	CMOS	12	50	0.2	1	-0.3	R-R	1.8	5	40	1.40	LV low- I_B low- V_{OS} RRIO
Ckt Limit		-	100	-	10	0	0 to anything	1.8	>3.6			must budget contributions

⁵ Boshqa beshta komponent (5.5-jadval va 5.6-jadval): bipolar LT1077A, I_B va V_{OS} ko'rsatgichlari kichik, ammo $V_{S(min)}$ ko'rsatgichi juda katta; bipolar LT6003da I_B atigi 1 μ A, ammo siljitish kuchlanishi juda katta (5% xatolik beradi); CMOS LMP2232 Aning siljitish kuchlanishi yaxshi emas 1,5%; MAX9617 auto zero op-ampi, 0,1 % (AD8603da 0,5%) siljitish kuchlanishi, ammo ajabo, uning kirish toki 10 M Ω qarshilikdan oqib o'tib 1,4% siljitish kuchlanishi kiritgan xatolikni berar ekan; va nihoyat ISL28133 auto zero, uning siljitish kuchlanishi yaratgan xatoligi 3% (kirish toki hisobiga) yana auto zero kuchaytirgichning kirish toki bo'yicha kamchiligini ko'rsatib turibdi.

⁶ Datasheetda I_B toki "tipik" qiymatlarining temperaturaga bog'liqligini ko'rsatuvchi grafik keltiriladi. Undan temperaturaning har bir 10°C ga o'sishi tok qiymatini ikki barobar oshishiga olib kelishini ko'rishingiz mumkin.

5.3 Darslar: xatolik byudjeti, spetsifikatsiyalarda keltirilmaydigan parametrlar

Yuqorida ko‘rib chiqqan oddiy misoldan bir asosiy muhim prinsiplarni bilib oldik: (a) birinchidan, xatolik byudjetini shakllantirish uchun sxemada mavjud bo‘lgan xatolik manbalarini topib, ulushini aniqlaysiz; va (b) eng yomon hol parametrlariga asoslanib yaratilgan sxemada barcha komponentlar (aktiv va passiv) datasheetlarida keltirilgan talablarga muvofiq ishlashi kerak va ularning sxema ishlashiga ko‘rsatgan ta’siri yomon holat xatoliklari sifatida qo‘shilib (ishorasiz qiymatlari sifatida) sxemaning umumiy ishlash sifatini belgilaydi. Ishlarimiz joyida; keltirilgan sxema uchun biz tanlagan op-amp qo‘ygan maqsadimizga erishib (undan o‘zib ketib ham), I_B va V_{OS} qiymatlari eng yomon holga to‘g‘ri kelgan bo‘lsa ham, nol-xato spetsifikatsiyasini qayd etdik (kirishdagi o‘lchash terminallari tutashtirilgan va tutashtirilmagan holda xatolik to‘liq shkalaning 1%ni tashkil qildi).

A. Spetsifikatsiyalarda keltirilmaydigan parametrlar: pragmatik yondashish

Keltirilgan misoldagi sxemaga yaqinroq nazar bilan qarasak, unda komponentlarning spetsifikatsiyalarida keltirilmaydigan parametrlar bilan ishlashga to‘g‘ri keldi (to‘g‘ri ulangan diod orqali kichik 0 – 10 mV kuchlanish berilganda oqadigan tok), bu parametr ham umumiy xatolikga o‘zining ulushini qo‘shadi⁷. Bunday hollarda nima qilish kerak? Mualliflar “pragmatiklar” guruhiga kirgan bo‘lib, bu to‘g‘risida quyidagi fikrlarga ega: birinchidan, datasheetlarni o‘qiganda kreativ (sinchkov) bo‘lishingiz mumkin (op-ampning kirish toki bilan shug‘ullaganimizda, biz shunday bo‘lishimizga to‘g‘ri keldi), ayniqsa ishlab chiqaruvchi parametrlarning eng yomon qiymatlarini “Men bu parametрни sinovda aniqlashni istamayman va datasheetda konservativ savol qo‘yaman” degandek bo‘lsa; bu hol, ayniqsa, ixroj toklar parametrlariga taaluqli, unda avtomatlashtirilgan sinov qurilmasi cheklavlari va sinovni o‘tkazish vaqtining chegaralangani konservativ ko‘rsatgichlarni spetsifikatsiyalarda ko‘rsatishga majbur qiladi. Ikkinchidan, sizga yoqmagan (yoki keltirilmagan) parametrlarni o‘zingiz sinov⁸ bilan aniqlashingiz mumkin (to‘g‘ri ulangan diod tokini aniqlashda biz sinov o‘tkazdik). Bu sinovlardan olingan natijalar, ushbu parametr sxema ishlashiga unchalik ta’sir ko‘rsatmasligini aniqlash uchun yetarli bo‘lishi mumkin (bizning misolda himoyalovchi diodlar orqali oqqan tok 0.01 rA, yoki xatolik byudjetidan uch tartib kichik bo‘lib chiqdi); yoki buni soddaroq qilib tushuntirganda siz spetsifikatsiyalar muvofiq komponentlarni ishlatganingizga ishonch hosil qilish uchun komponentlarning sinash rejimlarini o‘zingiz tanlashingiz mumkin. Va uchinchidan, umumiy xatolik byudjetiga ko‘p komponentlar qo‘shadigan ulushini sxemaning to‘liq sinash bilan aniqlasangiz bo‘ladi, shunda sxemaning alohida bloklarini va butun sxemani yakuniy sinashingiz mumkin.

Bunday yondashish betakalluflikdek ko‘rinishi mumkin. Ammo ko‘p hollarda siz osonlikcha kerak bo‘lgan parametr ko‘rsatgichlari chop etilgan spetsifikatsiyasiga to‘g‘ri kelishini aniqlashingiz qiyin bo‘ladi. Ikkita misol buni tushunib olishga yordam beradi: kitob mualliflaridan biri batareyadan ishlaydigan okeanografik asboblarni liniyasini yaratib, ishlab chiqarishga qo‘ygan edi. Bu asbob uzoq muddat okean suviga botirilib (haftalardan yillargacha), o‘lchab yig‘gan ma’lumotlarini uzatib turishi kerak edi. Tipik asbobda 200 yoki undan ko‘p 4000V-seriya CMOS integral sxema ishlatilgan. Ularning datasheetlarida sokinlik toki⁹ 25°C da “0,04 μ A (typ), 10 (max)”. Juda yaxshi. Demak, 200 ta integral sxema taxminan 8 μ A tok iste’mol qilishi mumkin ekan, ammo (yovvoyi noodatiy ssenariyda) ular 2 mA tok iste’mol qilishi mumkin. Asbob bir yil ishlab berishiga 7 mAh (tipik holda) energiya kerak bo‘lsa, yomon sharoitda unga 17,5 Ah (amper-soat) energiya sarfi ketadi. Shu joyda qiyinchilik bor: bu energiya zaxirasiga ega bo‘lgan katta batareya suvga chuqur cho‘ktirilganida katta bo-

⁷ Op-ampning kirish toki o‘rtacha mo‘tadil temperaturada olingan

⁸ Agar siz komponentlardan ko‘p sotib oladigan bo‘lsangiz ishlab chiqaruvchilar bu sinovlarni o‘tkazib berishi mumkin

⁹ Qizig‘i shundaki, oddiy logik gate yoki logik hisoblagich va arifmetik qurilma kabi murakkab komponentlarning spetsifikatsiyalari bir xil bo‘ladi.

sim ostida energiya sig'imi faqat 5 Ah bo'ladi (xavfizlikni ta'minlash uchun zaxira kamaytirilgan). Batareya energiyasining 80%i sensor va rekorderlar uchun mo'ljallangan. Demak, eng yomon holatda ishlaydigan sxema batareyaning energiya zaxirasi to'rt barobar katta bo'lishi kerak yoki, alternativa sifatida, asbob iste'mol qiladigan energiyani kamaytirish kerak. Shunda yechim avvalgidek aniq bo'ldi: sxemani bloklarga bo'lib, har biri iste'mol qiladigan sokinlik toki muvofiqligiga ko'ra sinaldi. Bloklar stabil yaxshi ishladi va sinovlarda, asosan, bloklar solishtirilib, ularda ishlatilgan defektli komponent aniqlandi; defektli komponentlar asosan sezgir CMOS integral sxemalar noto'g'ri ishlatilgani sababli paydo bo'lgan. Ikkinchi misol kommersiya instrumenti bo'lib, Keithley sezgir elektrometri, deb ataladi. Bu asbob femtoamperlarga (10^{-13} A) kichik toklarni o'lchash uchun ishlatilgan kuchaytirgichning kirish kaskadi juda ham kichik siljitish toklariga ega bo'lishi kerak. Bunga erishish uchun kuchaytirgich kirish kaskadini o'zaro sozlangan JFET qaytargichlar jufti ishlatilgan bo'lib, ularning chiqishi muvofiq tok – kuchlanish konverteri sxemasida yig'ilgan pretsezion op-ampga beriladi (uning kirishi summalovchi tugun bo'lib, potentsiali nol volt bo'lgan). JFETlarning gate tokini juda kichik qiymatlarda bo'lishini ta'minlash uchun tranzistorning drain kuchlanishi juda kichik +0,55 V qilib o'rnatilgan, shunda tranzistorning source terminalidagi kuchlanish drain kuchlanishidan voltning bo'lagi qiymatiga kichik qilib o'rnatilgan. Hozir hech qanday JFET datasheetida bunday kichik kuchlanishlarda nima bo'lishi to'g'risida ma'lumot topa olmaysiz; shunda gate ixroj toklari ham qancha bo'lishini ham aytib bermaydi. Shunda siz qo'lingizni siltab, bunday asbobni yaratib bo'lmaydi, deyishingiz mumkin. Yoki siz Keithley qilgan ishini qilishingiz mumkin, u JFETlarning eng yaxshi namunalarini ajratib olib, ularning har birini uyida qayta sinab, sifatleri bo'yicha guruhlariga ajratib chiqdi, siz ham bu ishni qilishingiz mumkin.

Ba'zi hollarda ishlab chiqaruvchining komponent spetsifikatsiyasida keltirgan ko'rsatgichlari bilan sizga kerak bo'lgan sxemani yaratishning iloji bo'lmasligini shu keltirilgan misollardan tushunib olishingiz mumkin. Buni aytish bilan biz qayd etamizki, ba'zi injenerlar o'z sxemalarini yaratishda komponentlar uchun datasheetlarda keltirilgan parametrlarning eng yomon qiymatlariga asoslanib ishlashadi. Ular maxsus komponentlarni ishlatishmaydi va ularni o'zining 10-futli (3m) cho'plari bilan kavlamaydilar. Biz sizga sxemotexnika faoliyatingizda yo'l tanlab olishingizni taklif etmoqdamiz.

5.4 Yana bir misol: siljitish kuchlanishi nol bo'lgan pretsezion kuchaytirgich

Millivoltmetr sxemasidagi nozik jihatlarni ko'rib chiqqanimizdan so'ng murakkabroq sxema loyihasi bilan shug'ullansak ham bo'ladi. Buning uchun xatoliklar bilan bog'liq bo'lgan muammolari ko'p sxemani tanlaymiz. Pretsezion sxema yaratish doirasida biz kerakli sxema tanlash va unda hosil bo'ladigan xatoliklar masalasini umumiy ko'rib chiqamiz va shu bilan, aksincha, murakkablashib ketishi mumkin bo'lgan masalani oson yechish yo'llarini ko'rib chiqamiz. Biz yaratgan pretsezion kuchaytirgich (5.3-rasm) sizga kirish signali qiymatini "muzlatish" imkonini beradi va har bir muzlatilgan qiymatdan keyin kelgan signalni aniq 1, 10 va 100 koeffitsientlar bilan kuchaytirish imkoniga ega. Bu kuchaytirgichni signal (misol uchun, yorug'lik oqimining transmissiyasi yoki radio chastotali absorbsiya) qiymatining kichik o'zgarishlarini o'rganish tajribangizda, uning sharoiti o'zgarganini bildiradigan qiymatlarini o'lchash uchun ishlatga bo'ladi. Odatda katta dc signalning bunday kichik o'zgarishlarini yuqori aniqlikda o'lchash, kuchaytirgich sxemasidagi dreyflar va nostabillik sababli, oson emas. Bunday o'lchashlar sxemadan yuqori stabillik va pretsezionlikni talab qiladi. Endi biz tenzometrik sensor (strain gauge) bilan bog'liq misolni ko'rib chiqamiz. Tenzosensorlar mexanik cho'zilish (siqilish) ta'sirida qarshiligini o'zgartiradigan rezistor bo'lib (tenzorezistor deb ham ataladi) ko'priqli o'lchash sxemasiga ulanadi. O'lchash ko'prigining umumiy qarshiligi 350Ω ; uning sezgirligi quyidagicha aniqlanadi: ko'priqli o'lchash sxemasiga + 5V kuchlanish berilganida, ko'priqlarning o'lchash diagonalida differensial signal hosil bo'ladi; tenzosensorga mexanik yuklama berilmaganida o'lchash diagonalidagi signal nolga teng bo'ladi, to'liq mexanik yuklama berilsa $\pm$

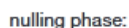
10 mV signal kuchlanishi hosil bo'ladi¹⁰. Bu kichik differensial kuchlanish + 2.5 mV sinfaz kuchlanish ustiga o'tiradi, demak siz ishni yaxshi differensial kuchaytirgichdan boshlashingiz kerak bo'lar ekan. Boshida muhim izoh berib o'taylik: bu yerda ishlatilgan to'liq analogli o'lchash sxemasining raqamli texnikada ajoyib alternativasi bor. Tajribali injener bu joyda pretsezion analog-raqam konverterining gibrid variantini (unda stabil DAC analog signalning nolini o'rnatish uchun ishlatiladi) yoki to'liq raqamli sxemani, uning ADCning o'zini, ichki pretsezionligiga asoslanib ishlatar balki¹¹. Ammo bizning to'liqligicha analogli bo'lgan sxemamiz pretsezion sxema yaratishni o'rganishda juda muhim asos bo'ladi. Lekin kelajakka intilgan o'quvchi keyingi boblarga kirishib ketishi mumkin.

5.4.1 Sxemaning ishlashi

Sxemaning kirishi U_1 *instrumental kuchaytirgichdan* boshlangan, uning sxemasi uchta o'ampdan tashkil topgan, buni biz batafsiz keyinroq ko'rib chiqamiz (§5.15da); bu differensial kirishli kuchaytirgich bo'lib, sinfaz signalni rejeksiya qilish koeffitsienti juda katta va yagona rezistor bilan kuchaytirish koeffitsientini o'rnatish mumkin (bitta yoki bir nechta ichki sxemasida o'rnatilgan bo'ladi). Biz tanlagan integral sxema kichik kirish toki, kichik siljitish dreyfi va kam shovqinlik kabi parametrlari bo'yicha eng yaxshisi olindi, nima sababdan shunday qilganimizni keyinroq tushuntirib beramiz. Uning kuchaytirish koeffitsienti $\times 100$ bo'lib, chiqishi, kuchaytirish koeffitsienti $\times 10$ bo'lgan, U_2 ga ulangan, shunda umumiy kuchaytirish koeffitsienti $\times 1000$ ga teng bo'ladi; chiqish kuchlanishining ko'lami shunda ± 10 V bo'lib, nolni ta'minlovchi blokning ($U_3 - U_5$) kirishi bo'ladi. Agar kirish signali bir qutbli bo'lsa (misol uchun, termojuft, fotosensor, mikroto'lqinli absorbsiya detektori yoki boshqa manbadan), siz U_1 ni ishlatmasangiz ham bo'ladi, shunda sensordan kelgan signal sxemaning "X" nuqtasiga beriladi va U_2 ning kuchaytirish koeffitsienti muvofiq sozlanadi. Nolni ta'minlovchi blok quyidagicha ishlaydi: U_3 kuchaytirish kaskadi invertlovchi sxemada yig'ilgan, uning summalovchi nuqtasida qo'shilgan tok qiymatiga muvofiq dc siljitish kuchlanishini hosil qiladi. Nolga keltirish sxemasi C_3 releli Q_1 tranzistorining gate terminaliga HIGH logik kuchlanish berilib aktivlanganida ishga tushadi. Shunda U_4 analogli "xotira" kondensatorini (C_1), chiqishdagi nolni o'rnatish uchun zaryadlaydi. Bu sxema dc signallarni kuchaytirish uchun yaratilgan bo'lgani uchun tez o'zgaradigan signallarni qayd etishga harakat qilmaydi va kuchaytiriladigan signalning o'rta qiymatiga keltirish funksiyasi keraksiz bo'ladi. S_3 rele kommutatori uzilganida kondensatordagi kuchlanish qiymati saqlanib qoladi, natijada U_3 ning chiqishdagi signal kirishdagi o'zgarishlarga proporsional bo'ladi. Kirishidani nolga nisbatan kuchaytirish koeffitsienti dekadalariga teng qadam bilan (C_2) ko'paytirilib, sozlash ko'lamini o'zgartirish mumkin; integratorning kuchaytirish koeffitsienti feedback ko'lamini konstanta qilib saqlash uchun muvofiq o'zgartiriladi. C_1 to'liq shkala bo'ylab nolga o'rnatish ko'lamini o'zgartiradi (100%, 20%, yoki yo'q). Pretsezion loyihalash prinsiplarini tushuntirishni boshlashdan avval bir necha qo'shimcha omillarni ko'rib chiqishimiz kerak bo'ladi: (a) U_5 , nollash darajasining kerakli inversiyasini qo'shimcha ta'minlash uchun ishlatilgan, birinchi darajali ixroj toklarini kompensatsiya qilishda ishtirok etadigan blok: C_1 kondensatori o'zining ichki o'tkazuvchanligi hisobiga ($\geq 100000 \text{ M}\Omega$, ≥ 3 kunli vaqt konstantasiga to'g'ri keladi) razryadlanishi R_{10} rezistori orqali kichik, C_1 kondensatoridagi kuchlanishning kamayishiga proporsional bo'lgan tok bilan kompensatsiya qilinadi; va (b) U_4 integratori juda kichik I_B tokiga muvofiq tanlangan ("hold" holatida kuchlanish tushuvini minimizatsiya qilish uchun), V_{OS} siljitish kuchlanishiga qattiq talab qo'yilmagan; shuning uchun biz qo'shimcha tashqi trimmer zanjirini kiritdik ($R_{11} - R_{13}$). Nolga teng bo'lmagan nol holati kuchlanishiga teng bo'lgan siljitish kuchlanishi ana shu qiymatda bo'lgani uchun buning katta ahamiyati yo'q.

¹⁰ Tenzorezistiv sensorlarning sezgirligi "bir voltga 2 mV bo'ladi"; bu juda kichik qiymat. Sezgirligi katta bo'lgan yarimo'tkazgichli tenzosensorlar ham bo'ladi, ammo ularning stabiligi katta bo'lmaydi.

¹¹ Keyigi §13.9.11C da bunga misol keltirilgan



$$\tau_{\text{null}} = R_5 C_1 \frac{R_{13}}{R_4}$$

range	f_{3dB}	τ_{null}	1% settle
100%	16Hz	110ms	0.5 sec
20%	3Hz	550ms	2.5 sec

5.5 Pretsezion sxema loyihasining xatolik byudjeti

Xatoliklarning har bir kategoriyasi va loyihalash strategiyasiga uchun, pretsezion sxemani ko'rsatganimizdan keyin, bir necha paragraf umumiy munozara beramiz. Sxema xatoliklari kategoriyalarga bo'linishi mumkin: (a) tashqi zanjir komponentlaridagi xatoliklar, (b) op-amp (yoki kuchaytirgich) ichki sxemalari bilan bog'liq xatoliklar va (c) op-ampning chiqish zanjirlari bilan bog'liq bo'lgan xatoliklar. Bu uch turdagi xatoliklarga misollar: rezistorlarning aniqligi, kirishni siljitish kuchlanishi va yuksalish tezligining cheklanganligi bilan bog'liq xatoliklar bo'ladi. Keling, bizning xatolik byudjetini belgilashdan boshlaylik. Uning asosini kirish potentsiali dreyfini (temperaturadan va quvvat manbasidagi o'zgarishlar sababli hosil bo'lgan) $10 \mu\text{V}$ dan kichik qiymatlarda ushlab turish va dreyfni nolga tushirish (birinchi navbtda, temperatura va manbaning o'zgarishlari sababli kondensatordagi "droop" "kuchlanish qiymatining kamayish tezligini") $1 \mu\text{V}/\text{min}$ bilan cheklash (kirishga bog'liq yoki RTI). Har bir byudjet tuzilganida, uning alohida elementlari mavjud texnologiyalar vositasida iloji boricha kamaytirish va kompromislar asosida o'rnatishga harakat qilinadi. Bu degani, byudjet loyihalashning yakunini ko'rsatadi, boshlanish nuqtasini emas. Shunday bo'lsa ham, bu bizning suhbatga shu joyda yordam beradi. Shuni yaxshi tushunib olish kerakki byudjetga kirgan xatoliklar turli manbalardan jamlangan: (a) datasheetlarda keltirilgan parametrlar; (b) yomon ifodalanagan (yoki keltirilmagan) parametrlar va (s) siz muhimligini yaxshi tushunmagan parametrlar.¹² Parafraz shaklida ularni, muvofiq biz *bilgan*, biz *bilgan bilmaganlar* va biz *bilmagan bilmaganlar* deb nomlashimiz mumkin.

122

5.5.1 Xatolik byudjeti

Barcha keltirilgan xatoliklar (25°Cda) *instrumentning kirishiga keltirilgan eng yomon hol* kuchlanish xatoligi shaklida berilgan.

1. *X100 differensial kuchaytirgich ($U_1 : \text{LT1167A}$)*

Siljitish kuchlanishi $40 \mu\text{V}$

Shovqinlar kuchlanishi ($0,1 - 10 \text{ V}$) $0,28 \mu\text{V}_{\text{pp}}$ (typ- no”max” spec)

Temperatura $0,3 \mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$

Quvvat manbai $26 \text{ nV}/100 \text{ mV}$ o‘zgarishida

Kirishni siljituvchi tok xR_S $0,11 \mu\text{V}/350 \Omega$ R_S ning qarshiligi

2. *x10 kuchaytirgich ($U_2 : \text{OPA277}$)*

Siljitish kuchlanishi $0,5 \mu\text{V}$

Temperatura $0,3 \text{ nV}/^{\circ}\text{C}$

Vaqt $2 \text{ nV}/\text{month}$ (typ- no”max” spec)

Quvvat manbai $1 \text{ nV}/100 \text{ mV}$ o‘zgarishida

Siljitish toki $0,3 \mu\text{V}$

Yuklama tokining qizdirishi 5 nV to‘liq shkala (5 mW . $0,1^{\circ}\text{C}/\text{mW}$)

3. *Chiqish kuchaytirgichi ($U_3 : \text{OPA227}$)*

Siljitish kuchlanishi 50 nV

Temperatura $1 \text{ nV}/^{\circ}\text{C}$

Vaqt $0,2 \text{ nV}/\text{month}$ (typ- no”max” spec)

Quvvat manbai $0,1 \text{ nV}/100 \text{ mV}$ o‘zgarishida

Siljitish toki 30 nV

Yuklama tokining qizdirishi 5 nV to‘liq shkala (5 mW . $1 \text{ k}\Omega$ yuklama)

4. *Hold kuchaytirgichi ($U_4 : \text{OPA129}$)*

U_4 siljitish kuchlanishining

temperatura koeffitsienti $10 \text{ nV}/^{\circ}\text{C}$

Quvvat manbasi $10 \text{ nV}/100 \text{ mV}$ o‘zgarishida

Kondensatordagi droop $0,4 \mu\text{V}/\text{min}$

(tok xatoligi byudjetini ko‘ring)

Zaryad ko‘chishi $1,1 \text{ nV}$

C_1 kondensatordagi tok xatoliklari (yuqoridagi kuchlanish xatoligi byudjetiga kerak) quyida-gicha:

Kondensatordagi ixroj toki

Maksimal qiymati (kompensatsiya qilinmagan) (100 rA)

Tipik qiymati (kompensatsiya qilingan) 10 rA

U_4 ning kirish toki $0,25 \text{ rA}$

U_4 ning nolga keltirilgan V_{OS}/R_{10} $0,1 \text{ pA}$

S_3 relening OFF ixroj toki 10 rA (1 rA typ)

Printerlangan plata ixroj toklari $5,0 \text{ rA}$

Yomon emas, ammo $40 \mu\text{V}$ li kirishdagi siljitish kuchlanishi sizga kattadek bo‘lib ko‘rinishi mumkin – bunga biz, bir necha o‘n mikrovolt statik kuchlanish nolga o‘rnatiladigan asbob uchun muammo emas, deb javob berar edik, bu vaqt va temperatura ta’siridagi oddiy dreyf. Byudjetni tashkil qilgan turli ko‘rsatgichlarning ma’nosi va ahamiyati yaratiladigan sxema uchun komponentlar tanlaganimizda ko‘rinadi. Bularni ko‘rib chiqishni biz sxemalarda uchraydigan va yuqorida qayd etilgan xatoliklar kategoriyalari bo‘yicha tashkil qilamiz: sxemalar komponentlari, kuchaytirgichning kirishidagi xatoliklar va kuchaytirgichning chiqishidagi xatoliklar. Xatoliklarni biz 5.3-rasmdagi sxe-

maga bog'langan holda miqdoriy tahlil shaklida ko'rib chiqamiz. Tahlilni §5.7.6da, xatolik manbalari umuman ko'rib chiqqanimizdan keyin, boshlaymiz.

5.6 Komponent xatoliklari

Referens kuchlanish manbasi, tok manbasi, kuchaytirgichning kuchaytirish koeffitsienti va boshqalarning pretsezionligi tashqi zanjirlarda ishlatilgan rezistorlarning aniqligi va stabiliga bog'liq bo'ladi. Sxemadagi aniqlik bevosita talab shaklida kiritilmagan bo'lsa ham, komponentlarning aniqligi uning ishlashiga salmoqli ta'sir ko'rsatishi mumkin, misol uchun op-amp asosida yaratilgan differensial kuchaytirgichning sinfaz signallarni yaxshi rejeksiya qilishi uchun ikki juft rezistorlar aniq keltirilgan bo'lishi kerak (§§4.2.4 va 5.14ni ko'ring). Integrator va ramp generatorlarining aniqligi va chiziqliligi ishlatilgan kondensatorlarning xususiyatlariga bog'liq bo'ladi, filtrlar, inverter sxemalari ishlashida ham ularning ahamiyati katta. Ba'zi bir joylarda komponentlarning aniqligi belgilovchi ahamiyatga ega, boshqa joylarning umuman ahamiyati yo'q ekanligini ko'rishimiz mumkin. Komponentlarning boshlang'ich aniqligi spetsifikatsiyalarda keltiriladi, shu bilan birga uning kattalik qiymati vaqt (stabillik) va temperatura ta'sirida o'zgarishlari ham ko'rsatiladi. Komponentning asosiy parametridan tashqari qo'shimcha, misol uchun, kuchlanish qiymatiga bog'liqligi (nochiziqlik) va "xotira" hamda dielektrik absorbsiya kabi g'alati (kondensatorlar uchun) parametrlari ham bo'ladi. Temperaturaning siklik o'zgarishlari va lahmash, zarba va vibratsiyalar, qisqa muddat o'ta yuklanish, namlik hamda yaxshi tashkil qilingan o'lchash sharoitlarining ta'sirlari to'liq spetsifikatsiyalarda aks ettiriladi. Umuman olganda, aniqligi katta bo'lgan komponentning boshqa parametrlari ham muvofiq ravishda yaxshiroq bo'ladi, chunki ular asosiy parametrlarning stabiligi va dastlab o'rnatilgan aniqligining saqlanishini ta'minlaydi. Ammo, boshqa parametrlar yaratgan umumiy xatoligi asosiy parametrlarning boshlang'ich aniqligidan ortib ketishi mumkin, ehtiyot bo'ling. Misol uchun, RN55C aniqligi 1% metall plyonkali rezistorning quyidagi qo'shimcha ko'rsatkichlari ham bor: temperatura koeffitsienti, 50 ppm/°C - 55°C dan + 175°C gacha ko'lamda; lahmash, temperatura va siklli yuklash, 0,25%; zarba va vibratsiyalar, 0,1%; namlik, 0,5%. Solishtirib ko'rsak, eski 5%li karbon kompozitsiyali rezistorlar (Allen-Bradley typ CB) ko'rsatkichlari: temperatura koeffitsienti, 3,3%, 25 - 85 °C ko'lamida; lahmash va siklli yuklash, +4%, - 6 %; zarba va vibratsiyalar, ±2%; namlik, +6%. Bu solishtirishdan ko'rinib turibdiki, karbon kompozitsiyali rezistorlarni (yaxshi raqamli ohmmetr bilan) tanlab olinib, aniqligi 1% ko'lamida bo'lgan namunalarini ham pretsezion sxemalarda ishlatib bo'lmaydi, ammo bu sxemada, uzoq vaqt davomida aniqligini saqlab, stabil bo'ladigan 1%li (yoki undan aniq) rezistorlarni ishlatish kerak. Eng yuqori aniqlikka erishish uchun o'ta yuqori aniqlikka ega, Susumu RG-seriyali SMT (yuzaki montaj uchun) rezistorlariga o'xshash, rezistorlar yoki rezistorlar to'plamini ishlatish kerak (aniqligi 0,02%, temperatura koeffitsienti 25 ppm/°C, kelishtirilgan qiymati 2 ppm/°C), yoki undan ham yaxshi "Bulk Metal Foil" turi (absolyut aniqligi 0,005%, kelishtirilgan qiymati 0,001%; absolyut temperatura koeffitsienti 0,2 ppm/°C, kelishtirilgan qiymati 0,1 ppm/°C).

5.6.1 Kuchaytirish koeffitsientini o'rnatish uchun ishlatiladigan rezistorlar

Yuqorida biz ko'rgan sxemada (5.3-rasm), kuchaytirish koeffitsientini o'rnatish zanjirida yuqori aniqlikni ta'minlash uchun 0,1%li rezistorlar ($R_1 - R_4$) ishlatilgan. R_3 rezistor qarshiligining qiymati kompromis asosida tanlangan, kichik qiymatlar U_3 da siljitish toklari xatoligini kamaytiradi, ammo qizitib U_2 ning termik siljitish kuchlanishini oshiradi. 1%li rezistorlar siljitishni so'ndiruvchi ($R_5 - R_{13}$) zanjirda ishlatilganiga ahamiyat bering; bu zanjirda absolyut aniqlikni keragi yo'q va stabiligi 1% bo'lgan metall plyonkali rezistorlarni ishlatsa bo'ladi.

5.6.2 Zaryad saqlovchi kondensator

A. Ixroj

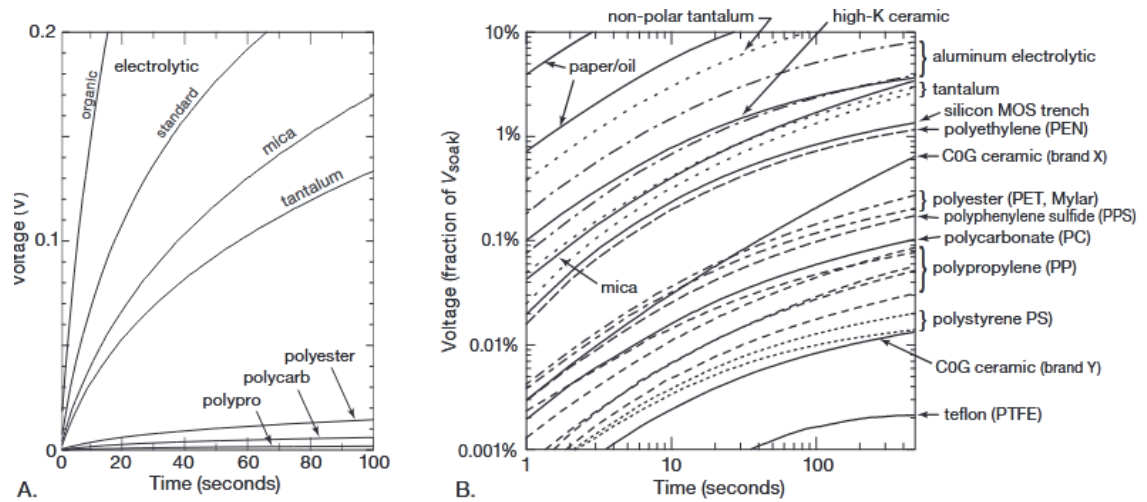
Xatolik byudjeti bo'yicha sxemadagi eng katta xatolik zaryad saqlovchi C_1 kondensatorning ixroji ekanligi ko'rinib turibdi. Kichik ixrojli kondensatorlarning spetsifikatsiyasida ixroj qiymati ixroj qarshiligi yoki, ba'zi hollarda, vaqt konstantasi (megaom–mikrofarad birligida) bilan ifodalanadi. Bu sxemada C_1 kondensatorining sig'imi, boshqa xatolik tokidan zaradlanish tezligini kichik qilish uchun (xatolik byudjetiga qarang), bir necha mikrofarad qiymatida tanlanadi. Bu sig'imlar ko'lamida, plyonkali kondensatorlar (polistirol, polipropelen va poliesterli) eng kichik ixrojga ega bo'ladi. Polipropilenli kondensatorlar (Epcos, Kemet, Panasonic, Vishay va Wilma ishlab chiqaruvchilariniki, ishchi kuchlanish ko'lamida 200 – 600 V) ds ixroji megaohm-mikrofarad birligida keltiriladi va 10000 – 100000 MΩ μF ko'lamida bo'ladi; demak, sig'imi 2,2 μF bo'lgan kondensatorning parallel ekvivalent ixroj qarshiligi kam deganda, 22-220 GΩ bo'lar ekan. Shunday bo'lsa ham, haqiqatga yaqin bo'lgan 100 MΩ, to'liq (10 V) chiqish kuchlanishida, 100 rA ixroj tokiga ekvivalent bo'ladi, bu tok 3 mV/min droop – ichki o'tkazuvchanligi orqali razryadlanish tezligiga to'g'ri keladi, bu eng katta xatolik hadini tashkil qiladi. Shu sababli, sxemaga biz, yuqorida ko'rsatilgan, ixrojni kompensatsiya qilish sxemasini qo'shdik. Shundan biz bu sxema kondensator spetsifikatsiyasida keltirilgan eng yomon effektiv ixrojnining 10%gacha kamaytiradi deb taxmin qilishimiz mumkin (amalda bundan ham yaxshi bo'ladi). Kompensatsiya sxemasidan katta stabillikni talab etishining keragi yo'q, o'rtacha stabilligi qoniqarli bo'ladi. R_{10} rezistorining qarshiligi atayin juda katta qilib olingani tufayli U_4 ning kirishni siljitish kuchlanishi katta tok xatoligiga konversiya bo'lishini oldini oladi, bu mavzuni keyinroq ko'rib chiqamiz.

B. Dielektrik absorbsiyasi. Kondensatorlar masalasini hali tugatganimiz yo'q. Rezistiv ixrojd an alohida bo'lgan effekt kondensatorning “xotirasi” bo'ladi, uning rasmiy nomi dielektrik absorbsiya¹³. Bu effekt kondensatorni avvalgi holatiga qaytishga intilishi bilan bog'liq, ya'ni avval zaryadlangan holatiga qaytish, bu xarakteristikalar 5.4-rasmda keltirilgan (har bir kondensator 10 Vgacha zaryadlanib bir kun yoki undan ko'proq vaqtga qoldiriladi va 0 Vgacha 10 s davomida razryadlanadi, so'ng zanjir uzilib, kondensatorning holati tekshiriladi); §§1x.3, 4.5.1, 4.5.6 va 13.8.4 larni ko'ring.

5.6.3 Nolga tushiruvchi kommutator

Bu kitobning oldingi nashrida nolga tushiruvchi kommutator sxemasida MOSFETlar (releni o'rnida) ishlatilgan edi (7.1-rasm). Bu tanlov bizga ancha saboq berdi, chunki (a) MOSFETlar kanalining ixroji juda katta bo'lib ~1nA va (b) gatega injeksiya bo'lgan zaryad bu sxemada 100 rC bo'ldi. Shunda biz topgan echim (a) ketma-ket ulangan MOSFETlar juftini ishlatdik, bunday MOSFETning barcha terminallari (source, drain, gate va asos) odatda nol volt potensialiga ega bo'ladi, va (b) biz ishlatgan katta sig'imli zaryad saqlash kondensatorida xatolik arzimagan bo'lar edi, zaryad o'tishini nazorat qilganimizda auto-zero sxemasida hosil bo'lgan kichik siljitish kuchlanishi katta tashvish tug'dirmasdi.

¹³ Boshidan “leakage” – “ixroj” degani nimani bildirishi yaxshi aniq bo'lmaydi. Yuqori sifatli kondensatorlarda uning dielektrik absorbsiyasidan farqi aniq ko'rinib turadi; §4.5.5 osti izohni ko'ring.



5.4-rasm. Kondensatorlarda *xotira effektini* kuzatish mumkin (dielektrik absorbsiya), bu effekt kondensatorning zaryadlangan holatiga qaytishga intilishi bilan belgilanadi. Kondensator o'zida analogli kuchlanish qiymatini saqlab qolishi kerak bo'lgan sxemalarda (analogli sample-and – hold sxemalarida) buning ahamiyati juda katta. A. Chiziqli grafiklarda asosiy effekt ko'rsatilgan; B. Logarifmik masshtabda iflos choysablarning to'rt dekadasi keltirilgan. Teflon so'zsiz birinchi; ammo uni topish oson emas, shuning uchun plastik plyonkali kondensator turlari (PS va PP) sizning eng yaxshi tanlovingiz bo'ladi. Keramik COG juda yaxshi bo'lishi mumkin, ammo brend o'zgarishlaridan ehtiyot bo'ling.

Shu vaqt biz, tranzistorning o'rniga kichik *rele* ishlatib, ko'proq pragmatik bo'lgan (ammo pedagogiklikdan kamroq) yo'l tutdik. Goto 9202-12 kichik (4 mm x 6 mm x 18 mm) izolyasiyalangan rele 12 Vdc manbadan 18 mA tok olib ishlaydi, uning spetsifikatsiyasida keltirilgan OFF qarshiligi $10^{12} \Omega$ minimum ($10^{13} \Omega$ tipik). R_{off} qarshiligining eng yomon holati 0.3 mV/min droopga to'g'ri keladi, ammo "tipik" R_{off} dan o'n barobar kichik bo'ladi. Rele izolyasiyasi tranzistorli kommutator izolyasiyasida yaxshi bo'ladi (R_{off} qarshiligi katta, C_{off} sig'imi kichik, bu joyda < 1 pF, ON holati ham yaxshiroq bo'ladi (R_{on} , analogli kommutator qarshiligidan kichik, bu joyda $< 0.15 \Omega$). Relening kontaktlari bilan g'altagi oralig'ida sig'im bor, albatta, demak, unda MOSFETdagidek zaryad o'tkazish yo'li mavjud (unda gate bilan drain va source oralig'ida sig'imli bog'lanish orqali zaryadlar o'tadi). Biz 3-bobda (§3.4.2E) ko'rsatganimizdek, o'tkazilgan umumiy zaryad miqdori o'tish vaqtiga bog'liq bo'lmaydi va faqat boshqaruv kuchlanishining to'liq tebranishiga va bog'lovchi sig'im qiymatiga bog'liq bo'ladi: $\Delta Q = C_{coup} \Delta V_{control}$. Bu sxemada zaryadning o'tishi auto-zeroning oddiy kuchlanish xatoligi bo'lib qoladi, chunki zaryad miqdori C_1 zaryad saqlash kondensatorida kuchlanishga konversiya bo'ladi. Xatolikni baholash oson: Goto releining spetsifikatsiyasida keltirilgan g'altak – kontaktlar aro sig'im 0,2 rF (bizning izolyasiyasi erga ulangan sxemada), demak rele g'altagiga 12 V kuchlanish berilganida o'tgan muvofiq zaryad miqdori $\Delta Q = 2,4 rC$ bo'ladi¹⁴. Bu o'tgan zaryad miqdori 2.2 μF li C_1 kondensatorida kuchlanishning $\Delta V_c = \Delta Q / C_1 = 1,1 \mu V$ irg'ishini beradi. Bu kuchlanish irg'ishi bizning xatolik byudjetimizga to'liq kiradi, chunki bizning hisoblarimizga muvofiq g'altakka 12 V kuchlanish berilganda o'rtacha kuchlanishning irg'ishi shuni yarmiga teng bo'ladi. Relelarni juda yoqtirmaydigan o'quvchilarimizga biz 5.5-rasmda ketma-ket ulangan JFET kommutatorli sxemani ko'rib chiqishni taklif qilamiz. HOLD holati davomida JFET gateleri – 5 Vga biroz qiynalgan, kuchlanish sathini o'zgartirish $Q_1 - Q_4$ sxemasi tomonidan teskari siljirilgan. O'quvchiga bu sxemaning droop kuchlanishini (datasheetda keltirilgan $I_{Doff} = 0,1 pA$ dan foydalaning) va zaryad injeksiyasidan (datasheetda keltirilgan $C_{rss} = 0.3 pF$ dan foydalaning) baholab olish taklif etiladi.

¹⁴ Platadagi o'tkazgichlar HOLD signali uchun kichik 0,2 pF sig'imi ta'minlangan deb qabul qilingan.

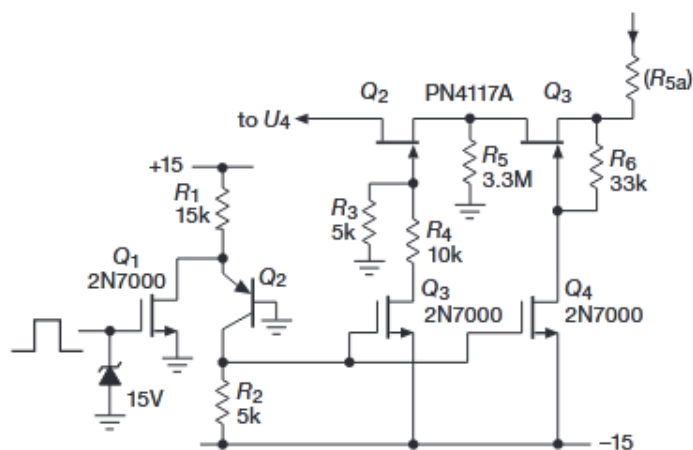
5.7 Kuchaytirgichning kirishidagi xatoliklar

Op-amplarning kirish xarakteristikalarini ideallaridan farq qiladigan va biz 4-bobda ko'rib chiqqan (kirish tokining va impedansining cheklangan qiymatlari, siljitish kuchlanishi, sinfaz signallarining rejeksiya koeffitsienti, quvvat manbaining rejeksiya koeffitsienti va ularning vaqt o'tishi va temperatura ta'siridagi dreyfi) xarakteristikalarini pretsezion sxema yaratishda jiddiy to'siq bo'ladi va ular sxema konfiguratsiyasini muvofiq tanlashga, komponentlarni tanlashga va talablarni qoniqtiradigan op-amp tanlashga loyihachini majbur qiladi. Buni misollarda aniq ko'rish mumkin, buni biz ko'rsatamiz. Bu xatoliklar yoki ularning analoglari diskret komponentlarda yaratilgan kuchaytirgichlarda ham bo'ladi.

Table 5.2 Representative Precision Op-amps

Part #	# per pkg ^a	Supply ^P		Input Current		Offset Voltage			CMRR	e _n @1kHz	GBW	Slew	Swing to Supply			null pins DIP avail	Cost qty 25 (\$US)	Comments
		Range (V)	I _Q (mA)	@25°C		V _{OS}		ΔV _{OS} (μV/°C)					IN	OUT				
				typ	max	typ	max											
bipolar																		
LT1077A	1	2.2–44	0.05	7nA	9nA	9	40	0.4	97	27	0.23	0.08	-	•	-	•	3.84	single-supply
LT1013	2,4	3.4–44	0.35	12nA	20nA	40	150	0.4	100	22	0.7	0.4	-	•	-	•	3.13	single-supply
OPA277P	1,2,4	4–36	0.79	0.5nA	1nA	10	20	0.1	130	8	1	0.8	-	-	-	•	3.17	improved OP-27
LT1012AC	1	8–40	0.37	25pA	0.1nA	8	25	0.2	114	14	0.5	0.2	-	-	-	•	5.11	superbeta, comp
LT1677	1	3–44	2.8	2nA	20nA	20	60	0.4	109	3.2	7.2	2.5	•	•	•	•	3.07	or AD8675, 0.5nA
LT1468	1	7–36	3.9	3nA	10nA	30	75	0.7	96	5	90	23	-	-	-	•	4.26	0.7ppm distortion
JFET																		
LF412A ^b	1,2	12–44	1.8	50	200	500	1000	-	80	25	4	15	-	-	-	-	4.47	'411A V _{OS} <0.5mV
OPA827	1	8–40	4.8	15	50	75	150	1.5	104	3.8	22	28	-	-	-	-	9.00	0.1–10Hz: 0.25μVpp
CMOS																		
LMC6482A ^b	2,4	3–16	0.5	0.02	4	110	750	1	70	37	1.5	1.3	•	•	•	•	1.88	LMC7101 = SOT23
MAX4236A	1	2.4–6	0.35	1	500	5	20	0.6	84	14	1.7	0.3	-	•	•	•	1.78	shdn, '37 decomp
OPA376	1,2,4	2.2–7	0.76	0.2	10	5	25	0.26	76	7.5	5.5	2	•	•	•	•	1.32	etrim
auto-zero																		
AD8628	1,2,4	2.7–6	0.85	30	100	1	5	0.002	120	22	2.5	1	•	•	•	•	1.92	SOIC-8, SOT23-5

Notes: (a) boldface indicated number in a package for the part # listed. (b) not precision, listed for comparison. (p) I_Q , typical, per amplifier.



5.5-rasm.5.3-rasmdagi sxemada ishlatilgan S_3 mexanik rele o'rniga ishlatilgan elektron kommutator.

Mashaqqatli ishlar ko'p, ammo natijada uning bajaradigan funksiyasi mukammal bo'lmadi.

Quyidagi munozarani o'qiganingizda sizga yordam berishi mumkin bo'lgan ma'lumotlarni 5.2 va 5.3-jadvallarda topishingiz mumkin, bu jadvallarda biz afzal deb topgan o'nta op-amp ro'yxatini (va solishtirish uchun qo'shimcha ikkita arzon va pretsezion bo'lmagan namuna ham qo'shganmiz) keltirganmiz.

5.7.1 Kirish impedansi

Keling, jadvalda keltirilgan xatoliklar nomlarini ko'rib chiqaylik. Cheklangan kirish impedansi kuchaytirgichga signal bergan manbaning chiqish impedansi bilan birlashib kuchlanish bo'luvchisini

hosil qiladi va natijada kuchaytirgichning hisob bilan aniqlangan kuchaytirish koeffitsientini kamaytiradi. Ko‘p hollarda bu muammo bo‘lmaydi, chunki kirish impedansi feedback bilan juda katta qiymatlarda ushlab turiladi. Misol uchun, ORA277R pretsezion op-ampning (kirish kaskadi FETli emas, balki bipolyar tranzistorlardan tashkil topgan) “differensial signal uchun kirish impedansi” 100 MΩ. Katta halqa kuchaytirish koeffitsientiga ega bo‘lgan sxemda feedback kirish impedansini data-sheetlarda keltirilgan 250000 MΩ qiymatigacha ko‘taradi. Bu impedans ham yetarli bo‘lmasa, FET-kirishli op-amplarning R_{in} impedansi astronomik qiymatlarda bo‘ladi, misol uchun bizning sxemada ishlatilgan ORA129 muvofiq 10^{13} Ω (differensial) va 10^{15} Ω (sinfaz) kirish impedanslariga ega.

5.7.2 Kirishni siljitish toki

Kirishni siljitish toki jiddiyroq bo‘ladi. Bu joyda biz nanoamperlarda o‘lchanadigan toklar to‘g‘risida bahs yuritamiz. Bu tok impedansi 1 kΩ kabi kichik bo‘lgan signal manbai chiqishida mikrovoltlarda o‘lchanadigan xatolik kuchlanishini yaratadi. Shunda FETli op-amplar yordamga keladi, ammo bularga umuman xos bo‘lgan sifat - siljitish kuchlanishi katta bo‘ladi. LT1012 kabi bipolyar surerbeta op-ampning kirish toklari hayratlanarli darajada kichik bo‘lishi mumkin. Misol uchun, ORA277 pretsezion bipolyar op-ampni LT1012 (bipolyar, kichik siljitish toklariga optimizatsiya qilingan), ORA124 (JFETli, pretsezion va kichik siljitishli), ORA129 (o‘ta kichik siljitishli JFET) va LMC6001 (CMOS eng kichik siljitishli op-amp) bilan solishtirib ko‘raylik; bular bu kitob yozilgan vaqtda topishingiz mumkin bo‘lgan eng yaxshi op-amplar bo‘lib, biz ularning ichidan eng yaxshi namunalarini tanlab oldik (5.3-jadvalni ko‘ring; va 5.5-jadvalda, siljitish kuchlanishi kichik bo‘lgan pretsezion op-amplarning kengaytirilgan ro‘yxatini ko‘rishingiz mumkin, shunday jadvallarni 4x-bobda ham topishingiz mumkin).

Table 5.3 Nine Low-input-current Op-amps

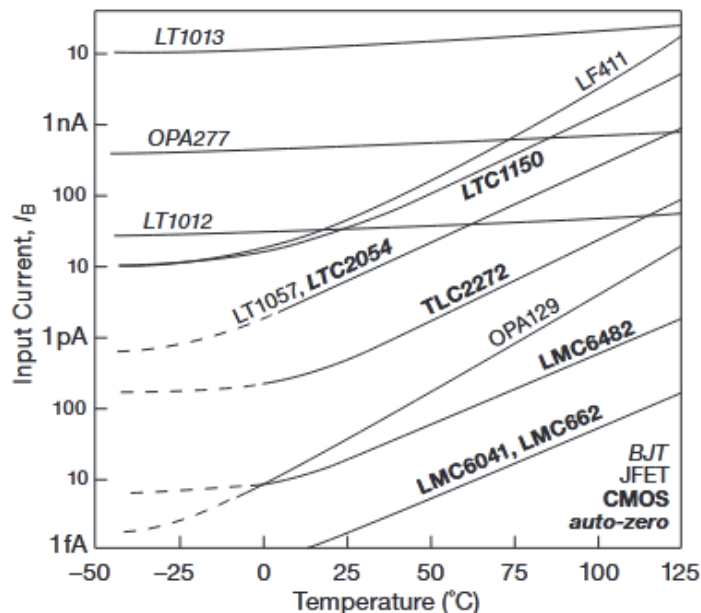
Part #	Supply		Input current @25°C		V _{OS} max (μV)	TCV _{OS}	
	V _{total} (V)	I _Q (μA)	typ (pA)	max (pA)		typ (μV/°C)	max (μV/°C)
<i>bipolar</i>							
OPA277P	10–36	790	500	1000	20	0.1	0.15
<i>superbeta</i>							
LT1012AC	8–40	370	25	100	25	0.2	0.6
AD706	4–36	750	50	200	100	0.2	1.5
<i>JFET</i>							
OPA124PB	10–36	2500	0.35	1	250	1	2
OPA129B	10–36	1200	0.03	0.1	2000	3	10
<i>MOSFET</i>							
MAX9945	4.8–40	400	0.05	-	5000	2	-
<i>CMOS, low-voltage</i>							
LMP7721	1.8–6	1300	0.003	0.02	150	1.5	4
LMC6001A	5–16	450	0.01	0.025	350	2.5	10
ADA4530-1	4.5–16	900	<0.001	0.02	50	0.13	0.5

Yaxshi loyihalangan FET kuchaytirgichlarining siljitish toklari juda kichik bo‘ladi, ammo siljitish kuchlanishi ORA277ning muvofiq kuchlanishidan nisbatan ancha katta bo‘ladi. Siljitish kuchlanishini doim trimmerlash mumkin bo‘lgani tufayli, uning qiymati temperatura ta’sirida dreyf qilgani ni real muammo desa bo‘ladi. Shu xususiyati bo‘yicha FETli kuchaytirgichlar 4 dan 20 barobargacha yomon bo‘ladi. Kirish toki eng kichik bo‘lgan op-amplarda kirish kaskadi MOSFETda yaratilgan bo‘ladi. TI firmasining arzon TLC270 seriyasi va Nationalning juda kichik toklarda ishlaydigan LMC6000 op-amplari keng tarqalib ketgani sababli MOSFETli op-amplar juda mashhur bo‘lib ketdi. Shunday bo‘lsa ham, JFET yoki bipolyar tranzistorlarga nisbatan MOSFETlarda siljitish kuchlanishi vaqtga qarab juda katta dreyfga ega, bu effektni quyida ko‘rib chiqamiz. Demak, tok xatoligining ka-

maytirilgani FETli op-amlardagi katta kuchlanish xatoligi bilan surib tashlanishi mumkin. Siljitish toki umumiy xatolikga katta ulush qo'shgan sxemalarda op-ampning ikki kirish terminaliga o'zaro teng bo'lgan dc manba qarshiliklari ulanganligini tekshirib qo'yish foydali amal bo'ladi (4.55-rasmni ko'ring); shunda spetsifikatsiyalarda keltiriladigan *siljitish toki* parametrini ishlatib bo'ladi. Bir qator pretsezion op-amlarda kirish toki yaratgan xatolikni kamaytirish maqsadida "siljishning kompensatsiyasi" sxemalari bilan kirish toklarini nolga (taxminan) tushirishganiga ahamiyat bering (bu qanday amalga oshirilganini ko'rmoqchi bo'lsangiz, 2.24-masalani ko'ring). Bu turdagi op-amlarda ikki kirishdagi dc qarshiliklarni tenglashtirish bilan siz hech narsani kuchaytira olmaysiz, chunki ortiqcha siljitish toki va siljitish tokining o'zi, bunday kompensatsiya qilingan op-amlarda o'zaro yaqin bo'lib qoladi.

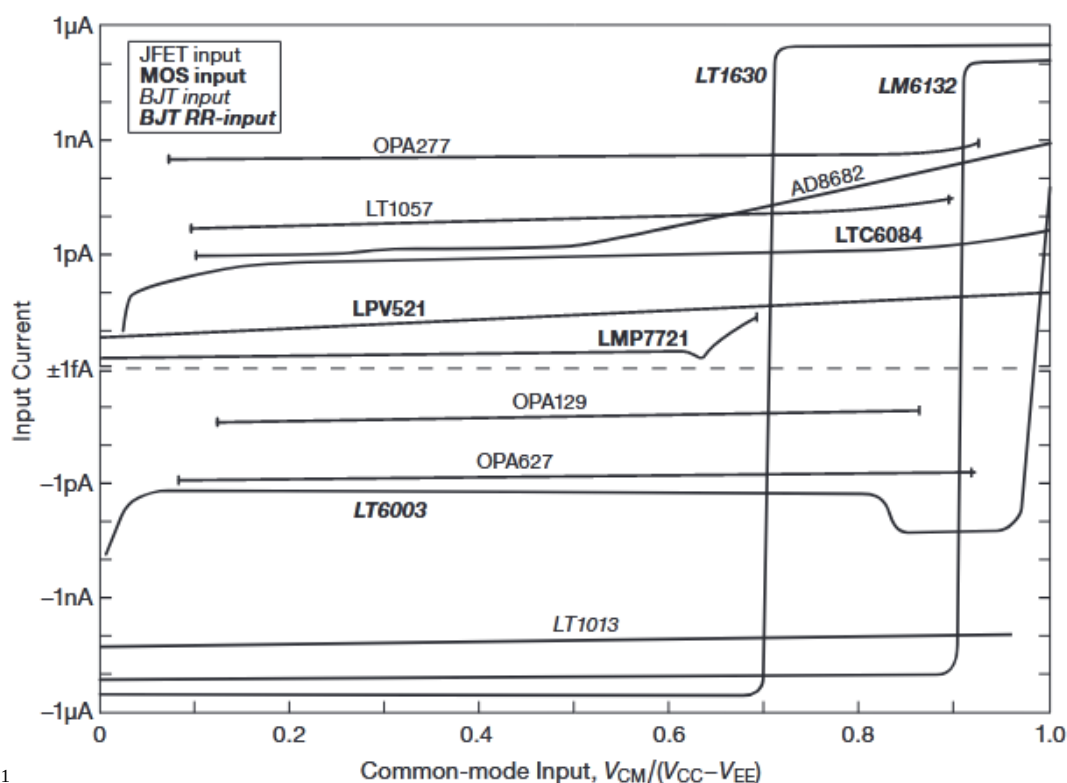
A. Temperatura ta'siridagi o'zgarishlar

FET-kirishli op-amp ishlatganingizda yana bir ahamiyat beradigan narsa shuki, kirishni "siljitish" toki aslida gatening ixroj toki bo'ladi va temperatura o'sganida juda tez kattalashadi: 5.6-rasm-da ko'rsatilganidek temperatura 10°Cga ko'tarilsa, tokning qiymati ikki barobar ortadi. FETli op-amlarning o'zi yaxshi qizishini e'tiborga olsak (bizning LF412, misol uchun, ± 15 V manba bilan ishlaganda 100 mW issiqlik quvvatini dissipatsiya qiladi), kirish toki datasheetida 25°C uchun ko'rsatilgan qiymatidan ancha katta bo'lishi mumkin¹⁵. Aksincha, bipolyar kirishli op-amlarda baza tokining haqiqiy qiymati temperaturadan o'zgarmaydi. Demak, hayratga soladigan kichik kirish tokiga ega bo'lgan FET-kirishli op-ampdan yaxshi superbetta tranzistorli op-amp beradiganchalik natija ola olmasligingiz mumkin. Grafiklaridan ko'rinib turibdiki, misol uchun, LT1057 JFET-kirishli op-amp, o'zining ~ 3 rA kirish toki bilan (25°Cda), chip temperaturasi 75°C bo'lganida kirish toki 100 rA gacha ko'tariladi, bu tok superbetta tranzistor kirishli LT1012 op-ampning shu temperaturadagi kirish tokidan katta. Va nihoyat, biz ko'p ishlatgan LF412 JFET-kirishli op-ampning kirish toki LT1012 ning 25°Cdagi kirish toki bilan solishtirsa bo'ladigan darajada va yuqori temperaturalarda juda ko'p barobar katta bo'ladi.



¹⁵ Buni miqdoriy baholasak, LF412ning maksimal sokinlik toki 6.5 mA, uni manbasi ± 15 V bo'lganida chip 195 mW issiqlik quvvatini dissipatsiya qiladi. DIP-8 korpusida shu, maksimal sokinlik toki bilan ishlaganida, chip temperaturasi 22°Cga ko'tariladi (temperatura qarshiligi $R_{\theta JA} = 115^\circ\text{C/W}$), va spetsifikatsiyasida keltirilgan $I_B = 200$ rA (max) siljitish toki muvofiq to'rt barobar ortadi. Op-amp yuklamaga ishlaydigan bo'lsa, dissipatsiya yanada ko'payadi. Bo'lajak amaliyotingizda shu tok sababli hosil bo'lgan xatolik tipik bo'lgan 1mV kirishni siljitish kuchlanishi xatoligidan oshmasligi uchun kirishni drayverlovchi impedans 1 MΩdan katta bo'lishi kerakligi xotirangizda bo'lsin.

5.6-rasm. Op-amplar kirish tokining temperaturaga bog'liqligi ($I_{in} = f(T)$) datasheetlardan olingan qiymatlar asosida chizilgan xarakteristikalar. 5.38 va 5.48-rasmlarni ham ko'ring. JFET-kirishli op-amplar oddiy ("roman") shriftida belgilangan. Bipolyar tranzistorli op-amplar italic shriftida, CMOS op-amplari qiya, auto-zero op-amplari katta qiya xarakteristikalariga ega.



5.7-rasm. Op-amp kirish tokining (25°C) kirishdagi sinfaz kuchlanishlarga bog'liqligi datasheetlardan olingan qiymatlar asosida ishlash ko'lam uchun chizilgan; rail-to-rail kirish kaskadli bipolyar op-amplarning kirish toklarining qutbligi keskin o'zgarishga molik.

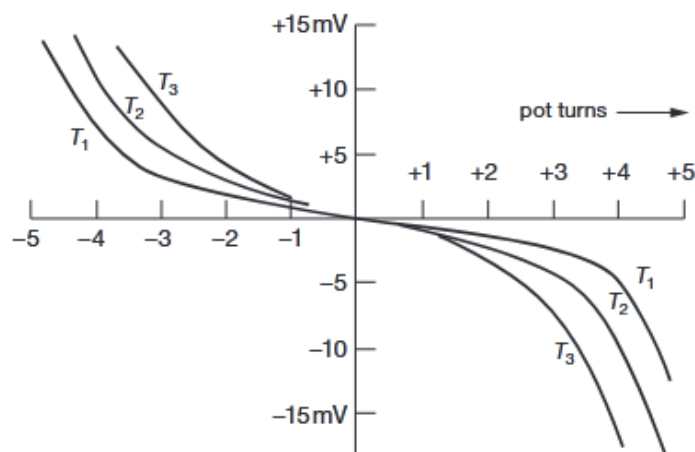
B. Kirishdagi sinfaz kuchlanishning o'zgarishi Va nihoyat juda muhim xatar: op-amplari kirish toklarini solishtirganingizda I_B toki kirish kuchlanishiga bog'liq bo'lgan sxemalardan ehtiyot bo'ling. Kirish kuchlanishining to'liq rail-to-rail ko'lamida ishlaydigan FET va bipolyar kirishli op-amplarda shunday bog'liqlik mavjud bo'ladi. Spetsifikatsiyalarda odatda I_B tokining nol kuchlanishga to'g'ri kelgan (yoki manba markaziga to'g'ri kelgan) qiymati keltiriladi, ammo yaxshi datasheetlarda xarakteristikalar ham keltiriladi. 5.7-rasmda $I_B = f(V_{in})$ tipik xarakteristikalar keltirilgan. OPA129 va OPA627larning yaxshi ishlashi kirish kaskadlari kaskod sxemasida bo'lgani tufaylidir. LMP7721 faqat kirish tokining maksimal qiymati 20 fA bo'lgani bilan emas balki xarakteristikasi-ning ajoyib trayektoriyasi bilan ham ajralib turibdi.

5.7.3 Kuchlanish siljishi

Kuchaytirgichlarning kirishidagi kuchlanishni siljishi xatolik manbai bo'lishi aniq. Shu parametri bo'yicha op-amplari keng farqlanadi, ular, V_{OS} kuchlanishi eng yomon holda bir necha o'n mikrovolt bo'lgan, "pretseziya" op-amplardan, bu kuchlanishi 2 -5 mV bo'lgan LF412gacha ko'lamda bo'ladi. Kitob yozilish vaqtida¹⁶, bu parametri bo'yicha dunyo chempioni (chopper bo'lmagan op-

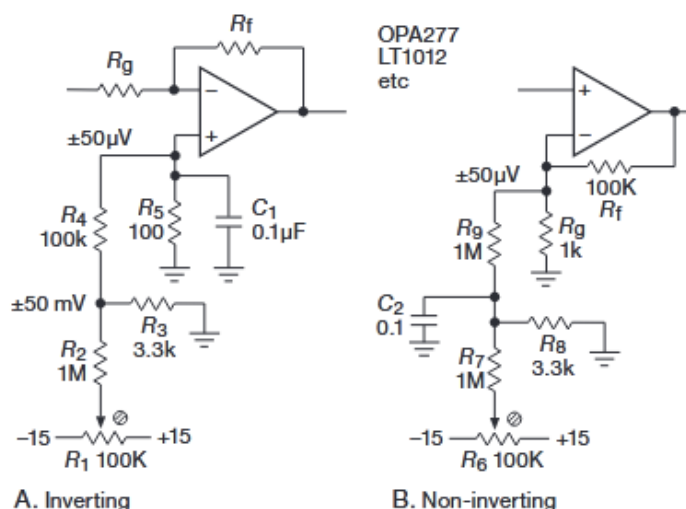
¹⁶ bu kitobning avvalgi nashrida biz bu chempionlikni MAX400Mga bergan edik, uning spetsifikatsiyasida keltirilgan V_{OS} qiymati 10 μ V bo'lgan edi. "Bu sohada ichki mukammallashtirishni yanada davom etilishini ko'ramiz" deb ishonch bilan qo'shib qo'ygan edik. O'sha ishonchimiz o'rinsiz bo'lib chiqdi: Maxim veb-saytida hozir MAX 400 to'g'risida "Bu mahsulot Maxim uchun tashqi ishlab chiqaruvchi tomonidan boshqa texnologiya bilan yaratilgan edi, endi bu texnologiya

amplari) hayron qoldiradigan bipolyar ORA277R ($\pm 20 \mu\text{V}$, max) bo'lgan, uning bu ko'rsatgichi CMOS MAX4236A bilan bir xil (kutilganidek, keyingisida bu kuchlanish 12 barobarga dreyf qiladi). Ko'p yaxshi yakka op-ampli chip (juftli va ikki juftlilari emas) siljitish kuchlanishini trimmerlash uchun alohida terminallariga ega bo'lsa ham, boshlang'ich siljitish kuchlanishi $V_{OS\max}$ kichik bo'lgan kuchaytirgichni tanlash bir necha sabablarga ko'ra maqsadga muvofiq deb hisoblanadi. Birinchidan, kichik boshlang'ich siljitish kuchlanishiga ega bo'lgan op-amplarda temperatura va vaqt ta'sirida siljitish kuchlanishining dreyfi ham muvofiq kichik bo'ladi. Ikkinchidan, yetarli darajada pretsezion bo'lgan op-ampda tashqi trimmerlash komponentlarning keragi bo'lmaydi (trimmerga joy kerak, uni birlamchi sozlash kerak va vaqt o'tishi bilan holati o'zgaradi). Uchinchidan, siljitish kuchlanishi va sinfaz signalning rejeksiyasi siljitish kuchlanishini trimmerlanishi sababli yomonlashadi. 5.8-rasmda trimmerlangan siljitish kuchlanishi temperatura ta'sirida dreyf bo'lishi ko'rsatilgan. Trimmerlangan siljitish kuchlanishi trimmerning aylantirilish soniga qarab kattalashib borishi ham ko'rsatilgan, uning eng aniq va sezgir joyi markazda ekanligi ham ko'rinib turibdi (chapga besh marta –o'ngga besh marta buralish ko'rsatilgan), buning ahamiyati trimmer qarshiligi katta bo'lganida seziladi. Va nihoyat, tavsiya etilgan tashqi trimmerlash zanjirining sozlash ko'lami juda katta bo'lgani sababli V_{OS} kuchlanishini kichik, bir necha mikrovoltli qiymatlar tomon sozlashga deyarli imkon bo'lmasligini ko'rasiz; amalni qilganingizda ham, sozlangan holat shunchalik nozikki, uzoq vaqt o'z pozitsiyasini saqlay olmaydi. Bu to'g'risida yana bir fikr bo'lishi mumkinki, pretsezion op-ampni yaratgan ishlab chiqaruvchi siljitish kuchlanishini maxsus sinash qurilmasida “lazerli razryad” texnologiyasi bilan trimmerlab bo'lgan; siz bu ishni undan yaxshi bajara olmaysiz. Bizning maslahat (a) pretsezion sxemalarda pretsezion op-amplarni ishlatish, va (b) agar trimmerlashga majbur bo'lsangiz 5.3-rasmda ko'rsatilgan sxemaga o'xshatib, kichik ko'lamli trimmerni tanlang, o'zgartiradigan siljitish kuchlanishining ko'lami $\pm 50 \mu\text{V}$ dan oshmasin, chiziqli trimmer ishlatish (misol uchun, $R_{11} = 33 \Omega$ va $R_{12} = 10 \text{ M}\Omega$). 5.9-rasmda siljitish kuchlanishini tor ko'lamli tashqi trimmer bilan sozlash sxemalarining invertlovchi va noninvertlovchi variantlari keltirilgan. Kuchlanish siljitishini nolgacha tushirish mumkin bo'lgani uchun, natijada ahamiyatga ega bo'lgan narsa- siljitish kuchlanishining temperatura, vaqt va quvvat manbai ta'siridagi dreyfi bo'lib qoladi. Pretsezion op-amplarning loyihachilari shu xatolikni kamaytirish yo'lida tinmay ishlashmoqda. Bipolyar kirishli op-amp ishlatib yaxshi natijaga erishishingiz mumkin, ammo shunda xatolik byudjetiga asosiy ulush qo'shadigan bo'lib kirish toklari qoladi. 5.2-rasmda ko'rsatilganidek, eng yaxshi op-ampning dreyfi $1 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ dan kichik bo'ladi; ORA277R spetsifikatsiyasida eng yaxshi dreyf (chopper bo'lmagan op-amplarda): $\Delta V_{OS} = 0.2 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$, max.



yo'q bo'lib ketgan. Bu komponentni yangi sxema loyihalariga ishlatishni tavsiya qilmaymiz. Datasheet mavjud op-amplarni uchun qoldirilgan” deb yozishgan. Shunchaki o'tkinchi.

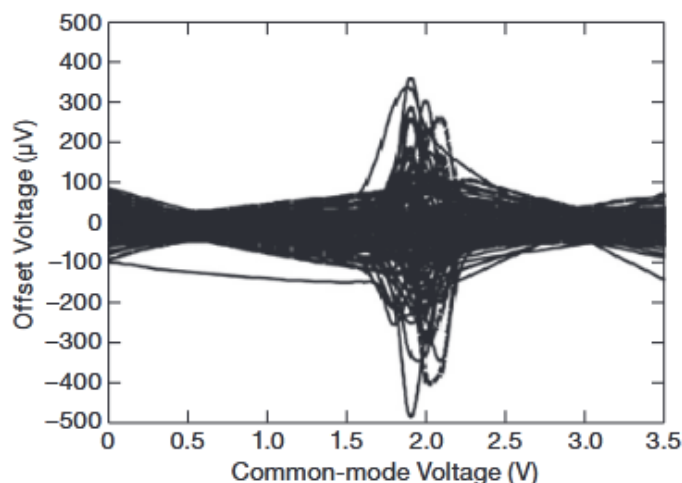
5.8-rasm. Siljish kuchlanishining sozlaydigan potensiometr aylanishlariga va temperaturaga bog'liqligining tipik xarakteristiklari.



5.9-rasm. Pretsezion op-ampning tor ko'lamli tashqi trimmerlash zanjirlari.

Ahamiyat berilishi kerak bo'lgan boshqa bir narsa op-ampning, kichik impedansli yuklamaga ishlagandagi, o'zi qizib ketishi natijasidagi dreyf bo'ladi. Bu effekttni katta xatolik bermasligini oldini olish uchun yuklama qarshiligini odatda 10 k dan yuqori bo'lishini ta'minlash kerak bo'ladi. Bu keyingi kaskadning siljituvchi toki xatolik byudjetiga qo'shgan ulushini kompromis asosida belgilash uchun odatda ishlatilishi mumkin! Bu sxema misolida biz ayni shu muammoni ko'rib chiqamiz. Bir necha mikrovolti dreyf muhim bo'lgan sxemalarda temperatura gradienti bilan bog'liq bo'lgan efekt (yonidagi issiqlik tarqatuvchi komponentlardan) va temperaturaga bog'liq eyuklar (har xil metallar kontaktida hosil bo'ladigan eyuk) muhim bo'lib qoladi. Bu mavzuga o'ta pretsezion chopper-stabilizatsiyali kuchaytirgichlarni §5.11 ko'rib chiqishda qaytamiz. *Muhim ogohlantirish:* datasheetlarda V_{OS} kabi parametrlarni o'lchash uchun maxsus sharoitlar talablari berishganida ular shuni nazarda tutishadi! Xushyorlikni tiklovchi misol 5.10-rasmida keltirilgan, unda AD8615 op-ampning $V_{OS} = f(V_{CM})$ o'zaro bog'liqlik grafiklari keltirilgan, buni datasheetning birinchi betida "Kichik siljitish kuchlanishi: 65 μV max," deb qayd etilgan, ammo o'lchash sharoitlari $V_{CM} = 0.5 V$ va $3.0 V$ deb yozib o'zini fosh qildi.

5.7.4 Sinfaz kuchlanishlar rejeksiyasi



5.10 –rasm. Bu op-amp uchun spetsifikatsiyasida siljitish kuchlanishi $\pm 60 \mu V$ bo'lishi keltirilgan. Ammo bu kuchlanishni o'lchash sharoitlarida: $V_S = 3.5 V$ va $V_{CM} = 0.5 V$ yoki $0.3 V$ yozilgan. Maslahat: ostki izohlarni ahamiyatsiz qoldirmang.

Sinfaz signal rejeksiyasi koeffitsienti (common –mode rejection ratio –CMRR) etarli darajada katta bo'lmagani pretsezion sxemaga, kirishdagi dc kuchlanishlarning funksiyasi bo'lgan, kuchlanish siljishini kiritib, ishlash xarakteristikalarini yomonlashtiradi. Odatda bu effekt arzimagan darajada kichik bo'ladi, chunki u kuchaytirish koeffitsientining kichik o'zgarishlariga ekvivalent bo'ladi va sxema turini tanlash bilan uning ta'sirini engish mumkin: invertlovchi kuchaytirgich sxemasi, noinvertlovchi kuchaytirgichga qaraganda op-ampning CMRR koeffitsientiga umuman sezgirligi yo'q. Shunday bo'lsa ham, “instrumental kuchaytirgichlarda” sizni, katta dc siljitish kuchlanishi ustidagi, differensial signal qiziqtirgani sababli CMRR koeffitsientining ahamiyati katta bo'ladi. Bunday hollarda kuchaytirgich sxemasini tanlashda ziyrak bo'lishingiz kerak va yana sxemangiz uchun CMRR koeffitsienti katta bo'lgan op-amp tanlashingiz kerak bo'ladi. Yana bir marta, ORA277 kabi ajoyib op-amp sizning muamoingizni hal qilib berishi mumkin, uning dcda minimal CMRR (min) 130 dBga teng, biz ishlatishga o'rgangan LF411ning o'lgangan koeffitsienti atigi 70 dB. Katta kuchaytirish koeffitsientiga ega differensial va instrumental kuchaytirgichlarni §5.13dan boshlab ko'rib chiqamiz.

5.7.5 Quvvat manbasining rejeksiyasi

Sxema quvvat manbasi kuchlanishining o'zgarishlari op-ampda kichik xatolar yaratadi. Ko'p op-amlar spetsifikatsiyalarida quvvat manbasining rejeksiya koeffitsienti (power-supply rejection ratio – PSRR) *kirishdagi* signalga nisbatan belgilanadi. Misol uchun, ORA277ning spetsifikatsiyasida keltirilgan PSRR koeffitsienti dcda 126 dBga teng, demak quvvat manbasi kuchlanishlaridan birining 1 voltga o'zgarishi op-amp chiqishini kirishdagi $0.5 \mu V$ differensial signal o'zgartirganiga ekvivalent bo'ladi. CHastota o'sgan sari PSRR koeffitsienti kamayadi va taxminan ochiq halqa kuchaytirish koeffitsientining muvofiq o'zgarishlari bilan bir xil bo'ladi, buning grafik shaklidagi xarakteristikalarini datasheetlarda keltiriladi. Misol uchun, bizning ORA277ning PSRR koeffitsienti (manfiy manbaga nisbatan olingan) 1 Hzdan boshlab kamayishni boshlaydi va 60 Hzda 95 dBgacha, 10 kHzda 50 dBgacha kamayadi. Bu effekt deyarli muammo emas, chunki quvvat manbasini yaxshi shuntlagan bo'lsangiz, undagi shovqin signallar ham katta chastotalarda kamayadi. SHunday bo'lsa ham, stabilizatsiya qilinmagan quvvat manbasi ishlatilgan bo'lsa, 120 Hzli pulsatsiyalar muammo yaratishi mumkin. Musbat va manfiy manbaning PSRR koeffitsientlari o'zaro teng bo'lmasa ham umuman katta ahamiyati yo'q. Demak ikki qutbli regulyatorni ishlatangiz ham katta foyda ko'rmaysiz. Odatda PSRR koeffitsienti $G = 1$ uchun keltiriladi va katta kuchaytirish koeffitsientlarda kamayishi mumkin; aslida op-amlar ichida, o'rtacha kuchaytirish koeffitsienti o'rnatilganida, quvvat manbasining biridagi signallarni kuchaytirilishi kuzatilgan.

5.7.6 Nolga tushiruvchi kuchaytirgich: kirish xatoliklari

Endi biz 5.3-rasmdagi kuchaytirgichning jiddiy xatolik masalalarini batafsil ko'rib chiqishga tayyor bo'ldik. 100x aniq differensial kuchaytirish koeffitsienti, kichik kirish toki va muvofiq kam shovqinni ($9 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ typ 10 Hzda) ta'minlashi uchun sxemaning kirish kaskadida U_1 instrumental kuchaytirgich ishlatildi (§5.15da kengroq). Uning eng yomon siljitish kuchlanishi va temperatura koeffitsienti ($\pm 40 \mu V, 0.3 \mu V/^\circ\text{C}$) pretsezion ORA277dan ikki barobar yomonroq, ammo uning PSRR koeffitsienti 120 dB (min) bo'lgani 0.08% aniqlikdagi kuchaytirish koeffitsienti bilan birga uni ishlatishga urg'u berdi. Kuchaytirish koeffitsientining 50 ppm/ $^\circ\text{C}$ (max) temperatura koeffitsienti va kam shovqinligi o'lchash ko'prigidan olingan kichik dc signallarni kuchaytirish uchun yaxshi kirish kaskadi bo'lishini ta'minladi. Bu misolda signal manbasining kichik impedansi muhim bo'lmasa ham kuchaytirgich kirishiga keladigan tok qiymati ishonarli darajada bipolyar tranzistorlar uchun ki-

chik, 0.35 nA max¹⁷. Nosimmetrik signallarni kuchaytirish uchun U_1 kuchaytirgichi ishlatilmaydi va signal "X" nuqtaga beriladi (5.2-rasmdagi sxemaga o'xshab, 470 Ω qarshilikli rezistor ketma-ket ulanadi va katta signaldan op-ampni himoya qilish uchun ixroji kam bo'lgan cheklovchi diodlar o'rnatiladi). FET kirishli op-amp ishlatish yaxshiroq bo'lib ko'rinadi ham ORA277ning aniqligi va stabiligi bu joyda ish beradi; FET- kirishli op-ampning kichik kirish toki bilan belgilangan afzalligi $\geq 10x$ barobar yomon bo'lgan V_{OS} ning temperatura koeffitsienti tanlovni asoslab berdi. ORA277ning 1 nA (max) siljitish toki $1\mu V/1\text{ k}\Omega$ manba impedansi xatoligini beradi, eng yaxshi klass JFET OPA627B (\$35 cho'qqisi) kirish toki 5 rA (max) bo'lsa ham, siljitish kuchlanishining dreyfi $3\mu V/4^\circ C$ ($4^\circ C$ laboratoriyadagi temperaturani o'zgarish ko'lamini bo'ladi). Ba'zi loyihachilar U_2 ga 5.9-rasmdagidek trimmer o'rnatib siljitish kuchlanishini kompensatsiya qilishga kirishishadi. Avval aytilganidek, feedback kirish impedansini 250 G Ω gacha ko'taradi va manbaning cheklangan 25 M Ω impedansi yaratgan kuchaytirish koeffitsienti xatoliklarni yo'q qiladi (0.01% xato xolos). U_2 kuchaytirgich chiqishidagi signal invertlovchi kuchaytirgichga (U_3) beriladi, R_3 rezistorining qarshiligi U_2 qizishi natijasida hosil bo'ladigan siljish kuchlanishi bilan U_3 dagi siljitish toki yaratgan xatoliklar orasidagi kompromis asosida tanlangan. Tanlangan qarshilikda hosil bo'lgan issiqlik 5 mWdan kam (chiqish kuchlanishi eng yomon holda 7.5 V bo'lganida), bu temperaturani $0,8^\circ C$ ga ko'taradi (op-ampning temperatura qarshiligi $R_{\theta JA}$ 0,15 $^\circ C/mW$ ga teng, §9.4 ko'ring), shunda muvofiq siljitish kuchlanishi $\Delta V_{OS} = TCV_{OS}\Delta T = 0.12\mu V$ bo'ladi. U_3 kirishidagi 11 k Ω manba impedansi siljitish toki oqishi natijasida xatolik hosil qiladi, ammo U_3 ning U_4 va U_5 orqali o'ragan feedback halqasi umumiy siljitishni trimmerlab nolgacha tushiradi, shularning barchasi ichida tok yaratgan xatolik ahamiyatga ega bo'ladi. ORA277ning siljitish tokining temperaturadan tipik o'zgarishlarini ko'rsatuvchi chizmalar-dan (ishlab chiqaruvchilar odatda keltiradiganlari emas) aniqlangan xatolik natijasi 0.2 $\mu V/^\circ C$ hisoblangan xatolik byudjetiga kiradi. R_3 rezistorining qarshiligini kamaytirsam bu ko'rsatgichlar U_2 ning qizishi hisobiga yaxshilanadi. U_3 ning kirish dc impedansi shu muammoga yaqin bo'ladi. Xatolikni baxolash uchun 100 M Ω U_3 ning differensial kirish impedansini eng yomon hol (ya'ni kuchaytirish koeffitsienti $\times 100$ bo'lganida) kirishida kuzatilgan impedans bilan solishtirdik. Oxirgisi feedback qarshiligi (1 M) taqsim halqa kuchaytirish koeffitsienti G_{OL}/G_{CL} , ya'ni 10 Ω bo'ladi. Demak, eng yomon yuklash effekti 10^5 ning bir qismiga to'g'ri keladi va 0.01% dan kam xatolik beradi. Bu, keltirishimiz mumkin bo'lgan eng qattiq misol bo'ldi va shunday bo'lsa ham op-ampning kirish impedansi muammo yaratmaydi va shu bilan op-amp kirish impedansi bilan bog'liq bo'lgan effektlar bilan qiziqish befoyda ekanligini ko'rsatadi. Vaqt o'tishi davomida va temperatura o'zgarishlari sababli U_2 va U_3 ning siljitish kuchlanishlari va quvvat manbaidagi o'zgarishlar yakuniy xatolikga bir xil ta'sir ko'rsatadi va xatolik byudjeti ro'yxatiga kiritiladi. Ular har bir "nollash" siklida avtomatik yo'q qilinishini qayd etish kerak, ammo faqat qisqa muddatli dreyflar ahamiyatini yo'qotmaydi. Bu xatoliklarning hammasi, yaxshi op-amp tanlangani tufayli, mikrovoltli ko'lamda bo'ladi. U_4 ning dreyfi kattaroq bo'ladi, ammo kondensator tokini kichik qiymatlarda bo'lishini ta'minlash uchun, avval tushuntirganimizdek, FET turidan bo'lishi kerak. U_4 chiqishidagi xatolik U_3 ning kuchaytirish koeffitsientiga kuchaytirilishini e'tiborga oling; shu sababli ular byudjetda kirish xatoliklari sifatida keltiriladi. Shu misoldan kelib chiqqan loyihalash falsafasiga ahamiyat bering: sxema konfiguratsiyasini va komponentlarni tanlashda siz muammolar doirasida bo'lasiz: siz xatolikni qoniqarli darajagacha kamaytirishingiz kerak. Tashqi faktorlarga bog'liq bo'lgan tanlovlarda kompromislarga borishga to'g'ri keladi (misol uchun, U_2 uchun FET-kirishli op-ampni ishlatish, signal manbaining impedansi 10 k Ω dan katta bo'lsagina afzalroq bo'ladi).

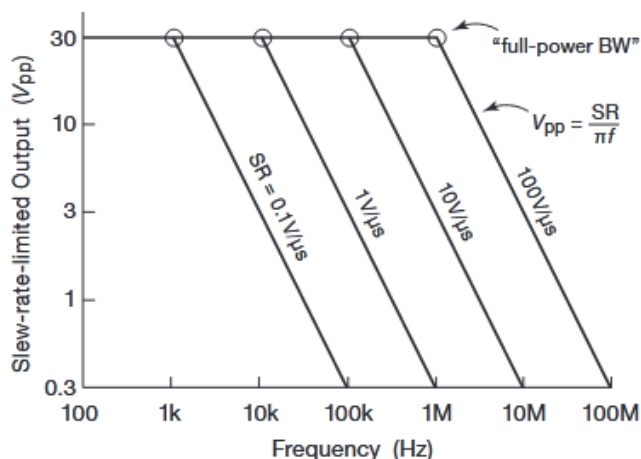
¹⁷ Haqiqatan ham, shovqin asosiy muammo bo'lsa, siz kirish kaskadidagi kuchaytirgichning $\times 4$ koeffitsientli kam shovqin INA103 instrumental kuchaytirgichga almashtirishingiz mumkin, shunda faqat kirishning siljitish toki ortadi: juda katta 1 μA (chunki $\pm 350\mu V$ statik siljitish kuchlanishi 350 Ω differensial manba qarshiligida shu tokni yaratadi).

5.8 Kuchaytirgichning chiqish xatoliklari

4-bobda ko'rsatganimizdek, op-amplardagi jiddiy cheklanishlar ularning chiqish kaskadi bilan bog'liq bo'ladi. Cheklangan yuksalish tezligi, chiqish signalining nolni kesib o'tishidagi shakli buzilishlari (§2.4.1A) va cheklangan ochiq halqa chiqish impedansi kabi parametrlar muammolar tug'dirishi mumkin va hisobga olinmasa, pretsezion sxemalarda hayratga solar darajadagi xatoliklarni yaratishi mumkin.

5.8.1 Yuksalish tezligi: umumiy mulohazalar

Biz §4.4.1Kda ko'rsatganimizdek, op-amplar chiqishidagi kuchlanish ma'lum maksimal tezlikda o'zgarishi mumkin. Bu effekt chastota bo'yicha kompensatsiya qilingan op-amplarda hosil bo'ladigan, buni biz detallarda qanday hosil bo'lishini tezda tushuntirib beramiz. Cheklangan yuksalish tezligi sababli katta chastotalarda birinchidan, chiqish kuchlanishining tebranishlari maksimal $V_{pp} = S/\pi f$ qiymati bilan chegaralanadi, buni §4.4.2da va 5.11-rasmdagi grafiklardan ko'rishingiz mumkin. Ikkinchi oqibatini 5.12-rasmda keltirilgan differensial kirish signalining yuksalish tezligining chastotaga bog'liqligini ko'rsatuvchi grafiklarda ko'rish mumkin. Bunda eng asosiysi, katta yuksalish tezligini talab etgan sxema ishlashida kirish terminallari oralig'ida katta kuchlanish xatoliklari bo'lishi muqarrar. Bu holat katta pretsezionlik bilan ishlashga mo'ljallangan sxema uchun fojea bo'lishi mumkin: chiqish kuchlanishi tezroq o'zgargani sababli feedback halqasida hosil bo'lgan xatoliklar chiqish signalining shaklini buzilishiga olib keladi. (Keyinroqda keltirilgan 5.19-rasmdagi shakli buzilgan signallar grafiklarida, effektini LT1013da hosil bo'lishi misolida ko'ring, unda $S = 0.8 \text{ V}/\mu\text{s}$).

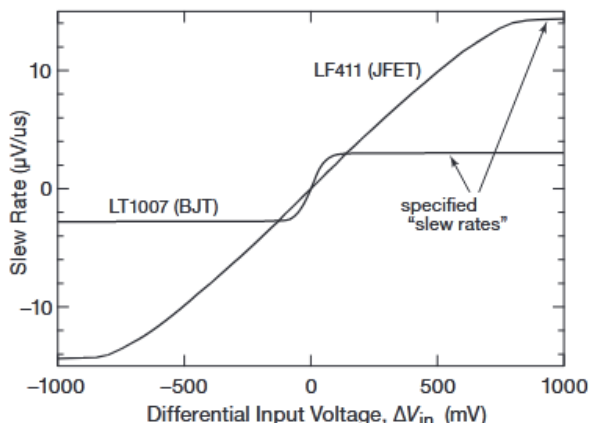


5.11-rasm. Maksimal chiqish tebranishlarining chastotaga bog'liqligi.

“Yuksalish tezligi” deb ataladigan parametrni yaxshi tushunib olish uchun keling op-ampning ichki sxemotexnikasini ko'rib chiqaylik (kengroq munozara qilish uchun §4x9ni ko'rib chiqing). Deyarli barcha op-amplarni mukammal bo'lgan “Widlar sxemasi”ga o'xshatsa bo'ladi (5.13-rasm). Tok manbaiga yuklangan differensial kirish kaskadi¹⁸ chiqishida katta kuchaytirish koeffitsientiga ega bo'lgan kaskadiga ulangan, uning chiqishidan kirishiga kompensatsion kondensator ulangan. Chiqish kaskadi kuchaytirish koeffitsienti birga teng bo'lgan ikki taktli qaytargich sxemasida yig'ilgan. Kompensatsion C kondensatorning sig'imini tanlashda u kuchaytirgichning ochiq halqa kuchaytirish koeffitsientini, boshqa kaskadlar tomonidan faza juda katta burchakka surilishidan oldin, birga tushirish talabi qo'yilgan. Ya'ni, C kondensatorning tanlangan sig'imi f_T , kuchaytirish koeffitsient birga teng bo'lgan, chastotasini kuchaytirgichning chastota ko'lamidagi keyingi pasayish qutbiga yaqin-

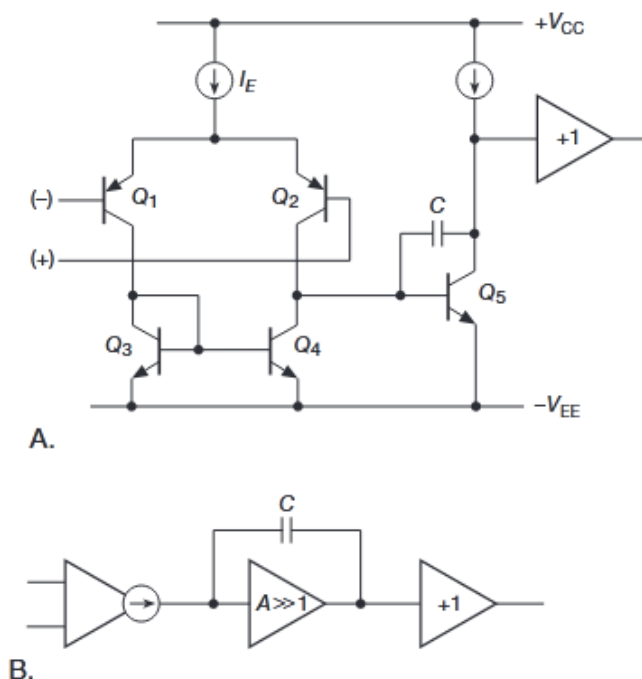
¹⁸ Buni biz biroz soddalashtirdik: asli Widlarning LM101da pnp-differensial juft ishlatilgan, ammo ular npn qaytargich juftidan yuklangan, umumiy bazali kuchaytirgich sxemasida yaratilgan.

lashtirib qo'yadi (§4.9da tushuntirilgan). Kirish kaskadining chiqish impedansi juda katta bo'lgani sababli keyingi kaskad uchun tok manbaidek ko'rinadi.



5.12-rasm. Op-ampning to'liq yuksalish tezligini yaratish uchun, grafiklarda keltirilgan qiymatlarga muvofiq, salmoqli differensial kirish kuchlanishi kerak bo'lar ekan. Bipolyar kirishli op-amlarda yuksalish tezligi to'liq qiymatiga chiqishiga $\sim 60 \text{ mV}$ kerak bo'lar ekan; JFET va MOSFET-kirishli op-amlarda bunga bir volt kerak.

Agar kirish signali differensial kirish kaskadining birinchi kirishiga signalni tranzistorni yopish holatiga yaqin qolganida berib, ikkinchi kirishiga differensial juftning umumiy emitter tokiga I_E teng tok bergan holatida op-ampning yuksalish tezligi chegaralanadi. Bipolyar tranzistorli kirish kaskadida bu hodisa differensial kirish kuchlanishi 60 mV atrofida bo'lganida sodir bo'ladi, bu nuqtada differensial juftning toklari nisbati $10 : 1$ bo'ladi. Bu nuqtada Q_5 tranzistor kollektorini iloji boricha tez yuksaltiradi, shunda I_E toki to'liq C kondensatorni zaryadlashga ketadi.



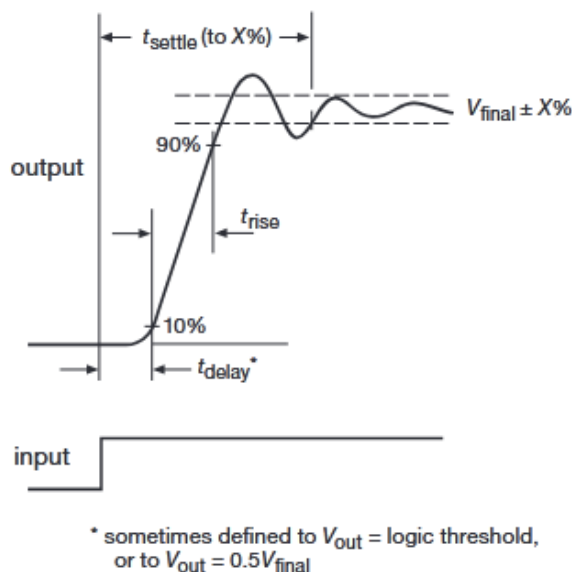
5.13-rasm. Op-ampni ichki kompensatsiya qilish tipik sxemasi.

Q_5 tranzistori bilan C kondensatori shunda integrator sxemasiga aylanadi, uning chiqishidagi ramp kuchlanishi yuksalish tezligi cheklangan holda shakllanadi. Tranzistor ishlashini bilgan holda yuksalish tezligini ifodalovchi tenglamani chiqarish qiyin emas - §4x.9dagi munozarani ko'ring.

Mazmun shundaki, klassik bipolyar tranzistor kirishli op-amp (5.13-rasm) $S \approx 0.3f_T$ yuksalish tezligiga ega. Yuksalish tezligini kattaroq qilish uchun chastota ko‘lami kengroq f_T bo‘lgan op-amp tanlash kerak; yopiq halqa kuchaytirish ko‘effitsienti birdan katta bo‘lishi kerak bo‘lsa, kompensatsiya qilinmagan op-amp ishlatishingiz mumkin (f_T chastotasi katta bo‘lishi kerak). Ammo $S \approx 0.3f_T$ chegarani o‘zib ketish yo‘llari ham bor (§4x.9da tushuntirilgan) (unda kuchaytirish ko‘effitsienti birga teng chastotaga kompensatsiya qilingan, bipolyar differensial kirishli op-amp maksimal kuchaytirish ko‘effitsientiga sozlangan, ya‘ni $R_E = 0$). Amallar: (a) kirish kaskadining transconductance ko‘rsatgichi kamaytirilgan op-amp ishlatish (FET- kirishli op-amp yoki, umumiy emitterli sxemada yaratilgan bipolyar kirishli op-amp); (b) kirish kaskadining sxemasi boshqa bo‘lgan op-ampni ishlatish, bular maxsus, yuksalish tezligi oshirilgan, op-ampilar bo‘lib ularni yaratilishida “cross-coupled transconductance reduction” (xochsimon ulanish bilan transconductance kamaytirilgan) texnologiyasi ishlatilgan (TLE2142-oilani yaratishda ishlatilgan; kirish kaskadi xochsimon ulangan sxema §4x.9da keltirilgan) va Butlarning “wide dynamic range transconductance stage” (dinamik ko‘lami keng bo‘lgan transconductance kaskadi) (misol uchun OR275 va OR285larda ishlatilgan; Butler kirish kaskadi sxemasini §4x.9da ko‘ring; (c) tokli feedbackli (CFB) op-ampni ishlatish yoki CFBning varianti bo‘lgan kuchlanishli feedbackli (VFB) op-amp ishlatish (bufferlangan invertlovchi kirishi bilan). Keltirilgan usullar ishlaydi. Agar kuchaytirish faktorini (ko‘effitsientini) m bilan belgilasak (ya‘ni $S = mf_T$ bo‘lsa) 5.12-rasmda keltirilgan LF412 (JFET-kirishli) uchun $m = 12$, bipolyar LT1007 ($m = 1.0$); TLE2141(xochsimon ulangan bipolyar kirish kaskadli) $m = 25$, OP275/285 (Butler kirish kaskadli) $m = 8$; LT1210 (CFB op-amp) $m = 55$ keltirilgan feedback rezistori qarshiligi bilan; LT1315 (CFB VFB qobig‘ida) $m = 220$. Yuksalish tezligiga chuqurroq nazar solish uchun 4x-bobdagi §4x.9ni ko‘ring.

5.8.2 Chastota ko‘lami va o‘rnatilish vaqti

Yuksalish tezligi op-ampning chiqish kuchlanishi qanday tezlikda o‘zgarishini mumkinligini ko‘rsatadi. Op-amp spetsifikatsiyalarida yuksalish tezligini belgilashda odatda katta differensial kirish kuchlanishi (60 mV yoki undan katta) bo‘lishi nazarda tutiladi. Bu kuchlanish (chiqishdagi kuchlanish shaklini buzadigan potensial bo‘lishiga qaramay) noma’qul emas, chiqishi kerakli holda bo‘lmagan op-ampning kirishi orqali o‘rtacha kuchaytirish ko‘effitsientini ta’minlagan feedback bilan boshqariladi. Katta tezlikda ishlaydigan sxemalarda kirishdagi signalga yetib olish uchun chiqishga kerak bo‘lgan vaqt ham balki teng ahamiyatga ega. Bu *o‘rnatilish vaqti* (*settling-time*) ko‘rsatgichi (kattalikning belgilangan aniqlikdagi yakuniy qiymatiga yetib olib unda turishga ketgan vaqt; 5.14-



5.14-rasm. O‘rnatilish vaqtining mazmunan belgilanishi.

rasmni ko‘ring), pretsezionlik o‘yinning nomi bo‘lgan, raqam-analog konverteri kabi qurilmalari uchun spetsifikatsiyalarda doim keltiriladi, ammo odatda op-ampplar uchun keltirilmaydi.

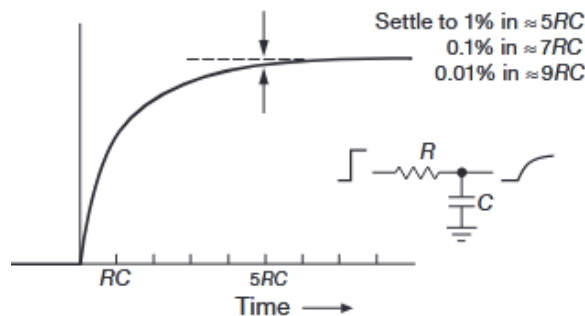
Op-ampning o‘rnatilish vaqtini biz boshqa muammoni hisobga olgan holda baholashimiz mumkin. Oddiy RC filtrning kirishidan burchaklari aniq kuchlanish qadamini (impulsning oldi frontini) bersak, chiqishida uning shakli qanday bo‘lishini bilishimiz kerak (5.15-rasm). Filtrlangan signal ko‘rsatilgan o‘rnatilish vaqtiga ega bo‘lishini bu oddiy misolda ko‘rishimiz mumkin. Bu natijaning foydasi katta, chunki siz ko‘p hollarda shovqinlarni yo‘qotish uchun filtr bilan qurilmaning chastota ko‘lamini chegaralaysiz (bu to‘g‘risida ko‘proq bobning oxirida so‘zlashamiz). Bu oddiy natijani op-ampga ham ishlatmoqchi bo‘lsak, oddiy past chastotali RC filtrlarga o‘xshab kompensatsiya qilingan op-ampning deyarli to‘liq chastota ko‘lamida 6db/octave so‘nish borligini unutmasligimiz kerak. Yopiq halqa bo‘yicha ulangan op-ampning kuchaytirish koeffitsienti G_{CL} bo‘lsa, uning “chastota ko‘lami”ni (yopiq halqa kuchaytirish koeffitsienti birgacha tushgan chastotasi) quyidagi tenglama bilan ifodalasa bo‘ladi:

$$f_{3dB} = f_T / G_{CL}$$

Umumiy ifodaga kelganda, chastota ko‘lami V bo‘lgan sistemada so‘nish vaqti $\tau \approx 1/(2\pi B)$ bo‘ladi; bundan op-ampning ekvivalent “vaqt konstantasi”ni quyidagicha ifodalash mumkin:

$$\tau \approx G_{CL} / 2\pi f_T.$$

Shunda o‘rnatilish vaqti taxminan $5 - 10 \tau$ bo‘ladi.



5.15-asm. Past chastotali RC filtrning o‘rnatilish vaqti.

Keling, real sxemani ko‘rib chiqaylik. TI firmasining TLE2414 pretsezion, muvozanatga tez qaytadigan, op-ampning f_T chastotasi 5.9 MHz. Invertlovchi kuchaytirgich (ya‘ni $G = 2$) uchun bizning oddiy formula 52 ns so‘nish vaqtini beradi, bundan topilgan o‘rnatilish vaqti 378 ns (7τ), ya‘ni 0,1%. Bu natija datasheetlarda keltirilgan 340 ns yaqin bo‘ldi. Yana bir necha ammallarni bajarishimiz kerak: (a) bizning oddiy model real sxema o‘rnatilish vaqtining faqat quyi tomon qiymatini beradi; siz doim yuksalish tezligi cheklangan o‘sish vaqtini tekshirib turishingiz kerak, u asosiy bo‘lib qolishi mumkin. (b) Yuksalish tezligi muammo bo‘lmagan holda ham o‘rnatilish vaqti bizning idealashtirilgan “yagona qutbli” modelnikidan ancha katta bo‘lishi mumkin, uning qiymati op-ampning kompensatsiyasi va faza zaxirasiga bog‘liq bo‘ladi. (c) Ishlatilgan chastota kompensatsiyasi sxemasi tekis faza –chastota xarakteristikasini (5.17-rasm) beradigan bo‘lsa, op-amp tezroq o‘rnatilgan holga qaytadi; faza surilishi –chastota xarakteristikasi notekis bo‘lgan op-ampda o‘rnatilish jarayoni 5.14-rasmdagidek, tebranishli bo‘lishi mumkin. (d) 1% li tez o‘rnatilish vaqti, shu vaqt 0,01% li bo‘lishini kafolatlamaydi, chunki uning uzun dumi bo‘lishi mumkin (5.16-rasm). (e) Ishlab chiqaruvchi spetsifikatsiyada keltirgan o‘rnatilish vaqtini boshqaga almashtirib bo‘lmaydi.

5.8.3 O‘tishdagi shakl buzilishlar va chiqish impedansi

Ba‘zi op-ampning (misol uchun yakka manbali klassik LM324/358) oddiy ikki taktli qaytar-gich sxemali chiqish kaskadlarida tranzistorlar bazalari ikki diodli kuchlanish tushuvi bilan siljiti-

gan, buni biz §2.4.1da ko‘rib chiqqan edik. Bunday sxemalarda “klass B” kuchaytirgichlariga xos bo‘lgan nolni kesib o‘tishdagi signal shakli buzilishlari bo‘ladi, chunki unga signal uzatuvchi kaskad toki nolni kesib o‘tganida bazalarni $2V_{BE}$ kuchlanishiga ko‘tarmaydi (5.18-rasm). Bunday nolni kesib o‘tishdagi signal shaklining buzilishlari, ayniqsa, katta chastotalarda kuchaytirish ko‘effitsienti pasayganida, ancha salmoqli bo‘lishi mumkin; 5.19-rasmdagi o‘lchangan qiymatlarga nazar soling. Bu buzilishlar, ikki taktli chiqish kaskadidagi juft tranzistorlarga biroz o‘tkazuvchanlik (klass AB) berilgan op-amlarda, misol uchun LM324ning mukammallashtirilgan versiyasi bo‘lgan LT1013da ancha kamaytirilgan. Op-ampni to‘g‘ri tanlash yuqori sifatli signal shakli buzilishlari kam bo‘lgan audio

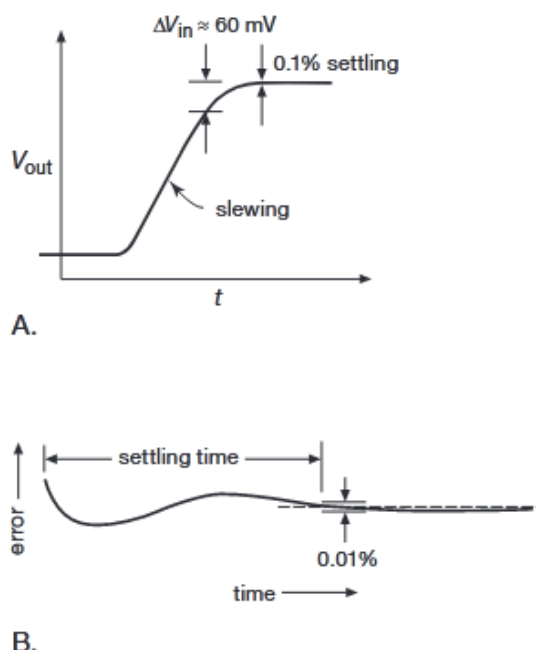
Table 5.4 Representative High-speed Op-amps^x

Part #	# per pkg ^e	Supply ^p		I_{in} @25°C typ (pA)	Offset Voltage			e_n typ ^r (nV/ $\sqrt{Hz}$)	GBW typ (MHz)	Slew typ (V/ μ s)	I_{out} typ (mA)	C_{in} typ (pF)	dist. graph	Swing to Supply				null pins	DIP avail	cost qty 25 (\$US)	Comments
		range (V)	I_Q (mA)		V_{os} typ (mV)	ΔV_{os} max (mV)	typ							IN	OUT	+	-				
bipolar																					
LT1468	1	7–36	3.9	3nA	0.03	0.08	0.7	5	90	23	22	4	-	-	-	-	•	•	4.26	0.7 ppm dist	
LT1360	1,2,4	5–36	4	0.3 μ A	0.3	1	9	9	50	800	34	3	-	-	-	-	•	•	2.75	C-Load™	
LM6171	1,2	5–36	2.5	1 μ A	1.5	3	6	12	100	3600	90	-	•	-	-	-	-	•	2.57	VFB+CFB	
AD844	1	9–36	6.5	0.2 μ A	0.05	0.3	1	9	330 ^g	2000	60	2	-	-	-	-	•	•	5.23	CFB, comp pin	
AD8021 ^b	1	4.5–26	7	7.5 μ A	0.4	1	0.5	2.1	925	420	60	1	•	-	-	-	-	-	2.42	comp pin, 16-bits	
JFET																					
OPA604A	1,2	9–50	5.3	50	1	5	8	10	20	25	36	10	-	-	-	-	•	•	2.93	3ppm, dual '2604	
OPA827A	1	8–40	4.8	15	0.08	0.15	1.5	3.8	22	28	30	9	-	-	-	-	-	-	9.00	quiet, accurate	
ADA4637	1	9–36	7.0	1	0.12	0.3	1	6.1	80	170	45	8	-	-	-	-	-	d	10.12	decomp, G>7	
low-voltage bipolar																					
LT6220	1,2,4	2.2–13	0.9	15nA	0.07	0.35	1.5	10	60	20	35	2	-	•	•	•	•	-	1.75	SOT-23	
LMH6723	1,2,4	4.5–13	1	2 μ A	1	3	-	4.3	370	600	110	1.5	-	-	-	-	-	-	2.03	CFB, SOT23-5	
ADA4851	1,2,4	3–12.6	2.5	2.2 μ A	0.6	3.4	4	10	125	200	85	1.2	-	-	•	•	•	-	1.40	SOT23-5, shdn pin	
LT1818	1,2	4–12.6	9	2 μ A	0.2	1.5	10	6	400	2500	70	2	-	-	-	-	-	-	1.35	VFB+CFB, fast	
LT6200	1,2	3–12.6	16.5	10 μ A	0.2	1.2	8	0.95	165	50	70	4	-	•	•	•	•	-	2.99	1% dist at 50MHz	
LT6200-10	1	3–12.6	16.5	10 μ A	0.2	1.2	8	0.95	1600	450	70	4	-	•	•	•	•	-	2.99	fastest RRIO	
OPA698 ^e	1	5–13	16	3 μ A	2	5	15 ^m	5.6	450	1100	55	1	n	-	-	•	•	-	4.14	clipping	
low-voltage JFET																					
OPA656	1	9–13	14	2	0.25	1.8	2	7	230	290	50	2.8	•	-	-	-	-	-	5.59	low e_n - C_{in} noise	
OPA657	1	9–13	14	2	0.25	1.8	2	7	1600	700	50	4.5	-	-	-	-	-	-	10.01	decomp, G>7	
ADA4817	1,2	5–10.6	19	2	0.4	2	7	4	1050	870	70	1.5	-	•	-	-	-	-	4.93	lowest e_n - C_{in}	
CMOS																					
AD8616	2	2.7–6	1.7	0.2	0.02	0.06	1.5	7	24	12	150	7	-	•	•	•	•	-	1.52	'8615 SOT23-5	
LMP7717	1,2	1.8–6	1.15	0.05	0.01	0.15	1	6.2	88	28	15	15 ^c	-	•	•	•	•	-	2.18	decomp, G>10	
OPA350	1,2,4	2.5–7	5.2	0.5	0.15	0.5	4	7	38	22	40	6.5	-	•	•	•	•	•	1.67	6ppm	
Notes: (a) boldface indicates number in a package for the part number listed. (b) for G<20 use ext C_c chosen to set f_{3dB} =200MHz. (c) 15mA sinking, 47mA sourcing. (d) for DIP-8 see OPA637. (e) OPA699 decomp. (g) at G=10. (m) max. (n) distortion plot for OPA699. (p) I_Q typical, per amplifier. (r) at 1kHz. (x) see also the fast op-amp table in Chapter 4x.																					

Notes: (a) boldface indicates number in a package for the part number listed. (b) for G<20 use ext C_C chosen to set f_{3dB} =200MHz. (c) 15mA sinking, 47mA sourcing. (d) for DIP-8 see OPA637. (e) OPA699 decomp. (g) at G=10. (m) max. (n) distortion plot for OPA699. (p) I_Q , typical, per amplifier. (r) at 1kHz. (x) see also the fast op-amp table in Chapter 4x.

kuchaytirgichlarning ishlashiga juda katta ta'sir ko'rsatadi. Balki ana shu muammo audio ishqibozlar doirasida “tranzistorli tovush” degan tushunchaning paydo bo‘lishiga sabab bo‘lgandir. Zamonaviy, audio-kuchaytirgichlar uchun mo‘ljallab yaratilgan op-amlarda ana shunday signal shakli buzilishlari juda ham kamaytirilgan. Misol uchun, NSCning LT1028, AD797 va eng sifatli “LME49000” seriyalar va LME49710lar shu guruh op-amlarini tashkil qiladi. Oxirgisining signal shakli buzilish ko'rsatgichi 0.0001% to'liq audiosignallar chastota 20 – 20 kHz ko'lamida. (Bu ishlab chiqaruvchining da'vosi bo'lsa kerak; biz juda ishonuvchan bo'lishimiz mumkin!) Bu kuchaytirgichlarning hammasida shovqin kuchlanishlari juda kam, albatta; misol uchun LT1028 shu ko'rsatgich bo'yicha dunyo chempioni, uning 10 Hz dagi shovqin kuchlanishi $e_n = 1.7 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}(\text{max})$. 5.43 va 5.44-rasmlarda signal shakli buzilishlari eng kichik bo'lgan op-amlarni kengaytirilgan grafiklari keltirilgan. Yuqori voltli op-amlarning shu xarakteristikallari 10 kHz dan past, kichik kuchlanishlilari bo'lsa, 200 kHz dan yuqori chastotalarda afzallikka egalar. Qo'sh qutbli quvvat manbai bilan ishlaydigan op-amlarni chiqish impedansi chiqish kuchlanishi yerga yaqin bo'lgan hollarda eng katta qiymatga ega bo'ladi, chunki ularning chiqish tranzistorlari bunda yerga ulangan yuklamaning eng kichik toklari bilan ishlaydi. Chastota o'sishi bilan chiqish impedansi ham, tranzistorning kuchaytirish ko'effitsienti kamayishi sababli, kattalashadi, chipdagi termik feedback

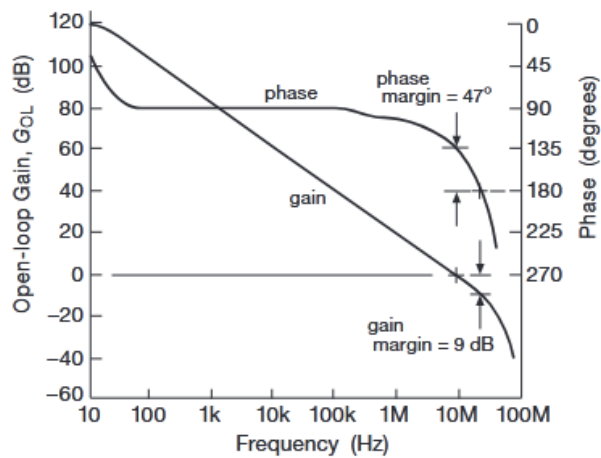
sababli juda past chastotalarda ham chiqish impedansi biroz kattalashadi. Feedback barcha xarakteristikalarini yaxshilashini nazarda tutsak, op-ampning ochiq halqa chiqish impedansi o'zgarishlarini hisobga olmasak ham bo'ladi. Ammo, ba'zi bir op-amlarning ochiq halqa chiqish impedansi bir necha yuz ohm bo'lishini hisobga olsak, bu effektlarni unchalik ham e'tiborsiz qoldirish to'g'ri bo'lmasligi aniq bo'ladi, ayniqsa, kuchaytirish ko'effitsienti kichik va o'rtacha bo'lgan hollarda. 5.20 va 5.21-rasmlarda op-amlarning chiqish impedanslari grafiklari feedback bilan va usiz hollari uchun keltirilgan. Cheklangan chiqish impedansi sig'imga yuklangan bo'lsa nostabillik hosil bo'lishi mumkin. Bu to'g'risida biz §4.6.2da gapirgan edik, op-ampning chiqish impedansi R_{out} C_{load} bilan birga feedback halqasida qo'shimcha faza surilishini hosil qiladi. 4.78-rasmda bu effektini kamaytirish uchun yechimlar berilgan, shu jumladan bo'lingan feedback zanjiri yoki shu zanjir tarkibida kuchaytirish ko'effitsienti birga teng buffer ishlatish usullari keltirilgan. Oxirgi usul shu joyda o'rinli.



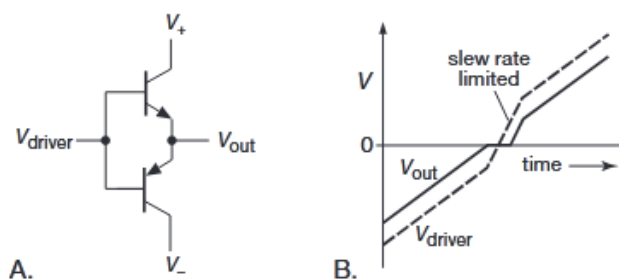
5.16-rasm. A. Kirish xatoligi 60 mV ga etganida yuksalish kamayadi. B. Pretsezionlik katta bo'lganida o'rnatilish vaqti cho'zilib ketar ekan.

5.8.4 Kuchaytirish ko'effitsienti birga teng quvvat bufferi.

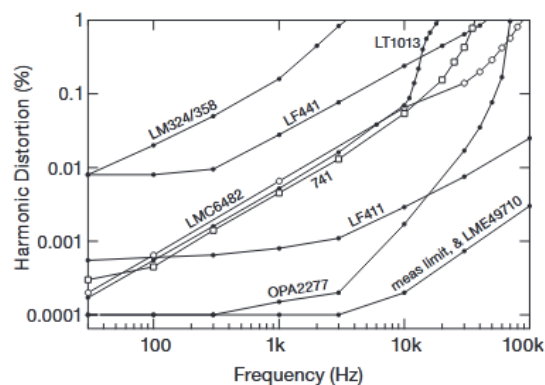
Agar ikkiga bo'lingan feedback yo'llari qoniqarli bo'lmasa halqa tarkibiga kuchaytirish ko'effitsienti birga teng bo'lgan katta tokli buffer kiritish yechimlardan biri bo'ladi, misol uchun, uni-versal laboratoriya kuchaytirgichida (4.87-rasm) shu usul qo'llanilgan. Bu sxemadagi LT1010 yaxshi chastota ko'lamiga ega (> 10 MHz) bo'lib, shu ko'lamda ozgina faza surilishi qo'shiladi; shunday qilib oz sonli tashqi komponentlar bilan feedback halqasida faza surilishi hosil qilinadi. Bu "quvvat kuchaytirgichlari", albatta, katta tok talab etadigan yuklamalar bilan, sig'im muammolari bo'lishi yoki bo'lmasligidan qat'iy nazar, ishlatiladi (misol uchun, yuklangan koaksial kabel). Yuklama toki o'rtacha qiymatlarda bo'lsa ham, kuchaytirish ko'effitsienti birga teng bufferni pretsezion sxemalarda ishlatish foydali bo'ladi, chunki ular isitiladigan joyni kichik siljishli kuchaytirgichdan tashqarida qoldiradi. 5.47-rasmda va 13.119-rasmda va 4x-bobda bunga bir juft misol ko'rishingiz mumkin.



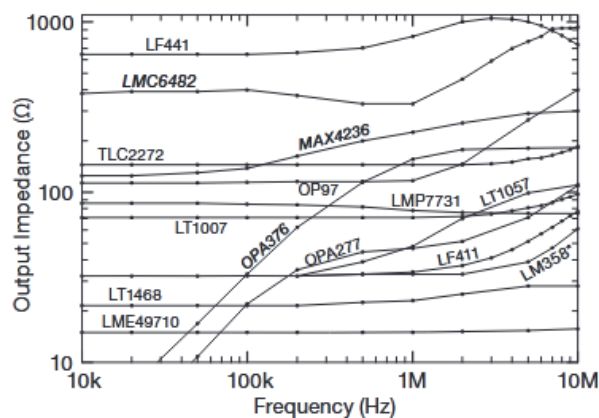
5.17-rasm. OR-42 ning amplituda va faza chastota xarakteristikallari.



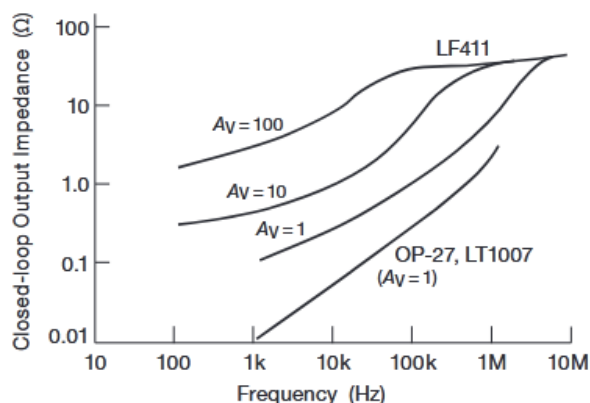
5.18-rasm. B-klass ikki taktli kuchaytirgichlarda nolni kesib o'tishdagi signal shakli buzilishi.



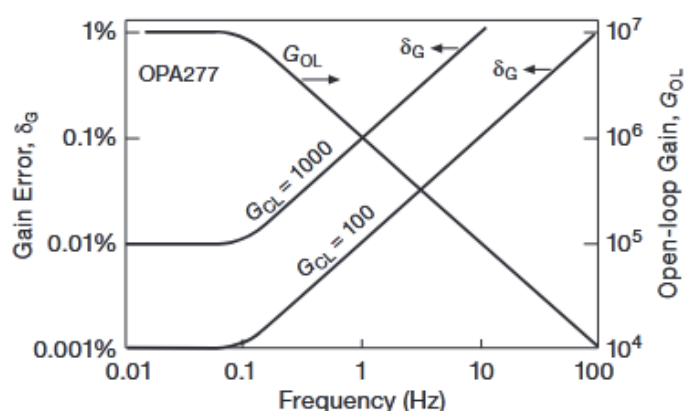
5.19-rasm. Op-amplardagi garmonik buzilishlarning chastotaga bog'liqligi (1mV rms yuklanmagan chiqish).
5.43 va 5.44-rasmlarni ham ko'ring.



5.20-rasm. Tanlangan op-amplarning ochiq halqa chiqish impedansining chastotaga bog‘liqligi



5.21-rasm. LF411 va LT1007 op-amplarning yopiq halqa impedansining chastotaga bog‘liqligi, ishlab chiqaruvchining datasheetidan olingan.



5.22-rasm. ORA277 kuchaytirish koeffitsienti xatoligi.

5.8.5 Kuchaytirish koeffitsienti xatoligi

Cheklangan kuchaytirish koeffitsientli ochiq halqada hosil bo‘ladigan yana bir xatolik bor, uni cheklangan halqa kuchaytirish koeffitsienti sababli hosil bo‘ladigan yopiq halqa xatoligi deb atashadi. 2-bobda (§2.5.2) biz feedbackli kuchaytirgichning yopiq halqa kuchaytirish koeffitsienti uchun tenglama yozgan edik, $G = A/(1 + AB)$, bunda A ochiq halqa kuchaytirish koeffitsienti va V feedback zanjirining “kuchaytirish koeffitsienti”. Siz, op-ampning ochiq halqa kuchaytirish koeffitsienti $A \geq 100$ dB bo‘ladi deb o‘ylashingiz mumkin, ammo juda pretsezion bo‘lgan sxema yaratganingizda hayron bo‘lishingiz mumkin. Kuchaytirish koeffitsienti uchun keltirilgan tenglamadan “kuchaytirish koeffitsienti xatoligini” quyidagicha ifodalash mumkinligini osonlikcha ko‘rsatishingiz mumkin:

$$\delta_G = \text{gain error} \equiv \frac{G_{\text{ideal}} - G_{\text{actual}}}{G_{\text{ideal}}}$$

$1/(1 + AB)$ ga teng bo‘lib qiymatlar ko‘lami 0 dan $A = \infty$ uchun va 1 (100%) $A = 0$ uchun bo‘ladi.

5.2-masala. Yuqorida keltirilgan kuchaytirish koeffitsienti xatoligi tenglamasini chiqaring.

Natijada olingan kuchaytirish koeffitsienti xatoligini arzimagan deb bo‘lmaydi. Misol uchun, LF411 ning past chastotalardagi ochiq halqa kuchaytirish koeffitsienti 106 dB bo‘lganda past chastotalardagi xatolik, yopiq halqa kuchaytirish koeffitsienti 1000ga o‘rnatilganida 0.5% bo‘ladi. Undan yomon, 20Hzdan yuqori chastotalarda ochiq halqa kuchaytirish koeffitsienti 6 dB/octavega so‘nib boradi, demak uning xatoligi 500 Hzda 10% bo‘ladi! 5.22-rasmda ORA277 kuchaytirish koeffitsien-

tinging chastotaga bog'liqligining grafiklari keltirilgan, uning ochiq halqa kuchaytirish ko'effitsienti past chastotalarda juda katta 140 dB bo'lgandagi va yopiq halqa kuchaytirish ko'effitsienti 1000 va 100 bo'lgandagi xarakteristikalar keltirilgan. Demak, o'rta chastotalarda aniqlikni yaxshi darajada ushlab turish uchun kuchaytirish ko'effitsienti va f_T ancha katta bo'lishi kerak ekan. Bu xarakteristikalarni biz datasheetda keltirilgan ochiq halqa kuchaytirish ko'effitsientining chastotaga bog'liqligini ko'rsatuvchi grafiklar asosida chizdik. Siz tanlagan op-ampning datasheetida bu xarakteristikalar keltirilgan bo'lsa ham, orqaga qaytib, f_T dan boshlash kerak (ya'ni, datasheetdan GBW – gain – bandwidth product – kuchaytirish ko'effitsientining chastota ko'lamiga ko'paytmasi olinadi; 5.42-rasm va undagi izohni ko'ring), dc dagi ochiq halqa ko'effitsienti ham olinadi va undan sizga kerak bo'lgan chastotadagi ochiq halqa ko'effitsienti aniqlanib, so'ng shu ko'effitsient xatoligini chastotaga bog'langan (yuqorida ko'rsatilganidek) funksiyasi topiladi. Shu jarayon quyidagi natijani beradi:

$$\delta_G = \frac{1}{1+Bf_T/f},$$

bunda V feedback zanjirining kuchaytirish ko'effitsienti bo'ladi. Albatta, filtrga o'xshagan, boshqa sxemalarda V chastotaga bog'liq bo'ladi.

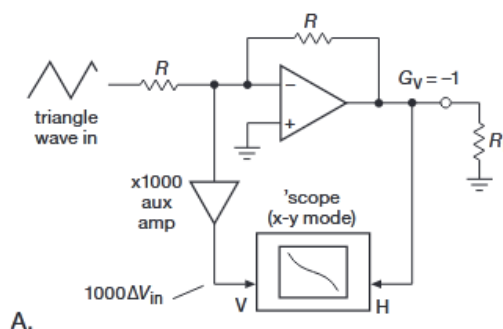
5.3-masala. Keltirilgan natijani $\delta_G(f)$ uchun chiqaring.

5.8.6 Kuchaytirish ko'effitsientining nochiziqligi

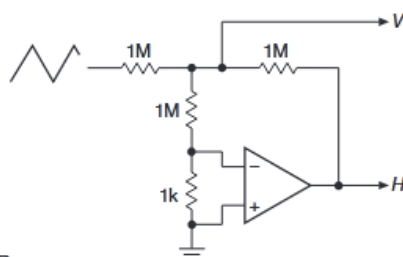
Op-amplarning ochiq halqa kuchaytirish ko'effitsienti past chastotalarda juda katta bo'ladi va (G_{OL}/G_{CL}) nisbatining katta bo'lishi feedback mexanizmi bilan bog'liq bo'lib, op-ampning aniqligi va ichki nochiziqliklarini yaxshilashga, avval §2.5.3da ko'rganimizdek, o'zining hissasini qo'shadi. Ideal holatda, buning uchun bizga pretsezion sxemada ishlatilgan op-ampning ochiq halqa ko'effitsienti juda katta bo'lishi kerak. Shu sababli auto-zero kuchaytirgichlar (§5.11) va pretsezion op-amplar juda katta ochiq halqa ko'effitsientiga ega qilib yaratiladi, misol uchun auto-zero LMP2021da ~160 dB, LT1007da ~150 dB. *Aniqlikni* ta'minlash uchun ham katta halqa kuchaytirish ko'effitsienti kerak bo'ladi. Ammo, *chiziqlilikni* ta'minlash uchun halqa ko'effitsienti katta bo'lishi shart emas – muhimi op-ampning ichki chiziqliligi bo'ladi, u ochiq halqa ko'effitsienti bilan birga chiqishdagi kuchlanish tebranishlarining chiziqligini o'zgartiradi. Op-ampning ichki chiziqliligi chiqish kaskadining sxemasiga bog'liq bo'ladi va kuchaytirgich yuklamaga ishlaganida o'zini ko'rsatadi: nolni kesib o'tishdagi shakl buzilishlari ham, chiqish kaskadining musbat va manfiy manbadan oladigan quvvati assimetrik bo'lgani sababli, yomon bo'ladi (LM358 ning chiqish kaskadida npn Darlington signalning musbat bo'lagini kuchaytiradi, oddiy pnp quvvat tranzistori bo'lsa – manfiy tomonga ishlaydi). Chip ichidagi sxemaning nomukammalligi, u yuklamaga ishlaganida mahalliy, termik tabiatli, siljitish kuchlanishi ko'rinishidagi nochiziqliklar yaratishi mumkin.

Yaxshi qo'yilgan sinovlarda Bob Pease¹⁹ op-amp turlaridan tanlangan namunalarida past chastotalardagi kuchaytirish ko'effitsientining nochiziqliligini o'rgandi (achinarligi, boshqa ishlab chiqaruvchilarning namunalarini sinamadi). Sinovlarda op-amplar kuchaytirish ko'effitsienti birga teng noinvertlovchi kuchaytirgich sxemasida ishlatildi; sinovlar 1 kΩga yuklangan va yuklanmagan kuchaytirgichlarda o'tkazildi. Asosiy sxema 5.23A-rasmda keltirilgan, unda ossilloskop chiqish kuchlanishining tebranish ko'lamiga nisbatan kuchaytirgich kuchaytirish ko'effitsientining xatoligini ko'rsatadi. Aniq o'lchashlarni bajarish uchun Pease 5.23B-rasmdagi sxemani ishlatdi, bu sxemada op-amp o'zining xatoligini x1000 barobarga kuchaytiradi va yomon natijani bevosita ko'rsatadi.

¹⁹ National Semiconductor. App Note AN-1485: The effect of Heavy Loads on the Accuracy and Operational Amplifier Circuits (or "What's All this output Impedance Stuff, Anyhow?"). Kuchaytirish ko'effitsientining nochiziqligi ko'rsatgichlarini ba'zi bir datasheetlarda topish mumkin, misol uchun AD620 instrumental kuchaytirgichning shu ko'rsatgichlarini.

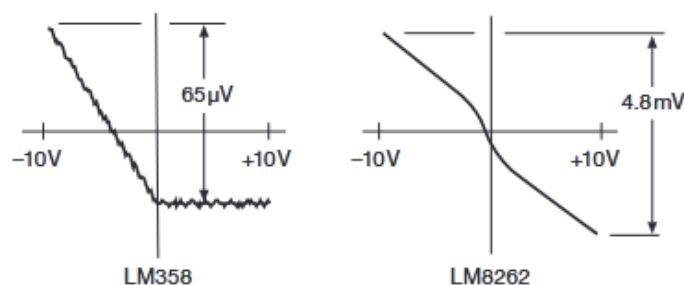


A.



B.

5.23-rasm. Past chastotalarda kuchaytirish ko'effitsientining noxiziqililigini sinash sxemasi. A. shartli: yordamchi kuchaytirgich chiqish kuchlanishi tebranishlarining μV li differensial kirish signaliga bo'lgan nisbatini ekranda ko'rish imkonini beradi. B. Pease o'lchashlar uchun ishlatgan AN-1485 tarkibidagi sxemasi (tagidagi izohni o'qing).



5.24-rasm. Chiqish kaskadlarida kamchiliklari bor ikki op-ampning noxiziqililik chizmalari. Bu koordinatlarda vertikal o'q (kichik) differensial kirish signalini ko'rsatadi, shu signal yaratgan chiqishdagi kuchaytirilgan kuchlani tebranishlarini gorizontall o'q aks etadi. Xatolikni baholash uchun vertikal o'qdagi to'g'ri chiziqli asosga nisbatan diviatsiyani chiqishdagi kuchlanishning to'liq tebranish ko'lamiga bo'linadi.

5.24-rasmda ko'rib turganingiz LM358 (assimetrik manba bilan) va LM8262 (tezkor, ammo o'tishdagi shakl buzilishlari bilan) uchun Peasening grafiklaridan olib chizilgan grafiklar bo'ladi. Signal shaklini juda kam buzadigan LM4562 deyarli ideal gorizontall chiziqli xarakteristikaga ega. Biz yaxshi ko'rib ishlatib kelgan LF411 (yagona) va LF412 (juft) op-amplarning qiziqarli farqlari bor ekan: Peasening natijalaridan LF411 chipining sxematik tuzilishi optimal emas (kuchaytirish ko'effitsienti va temperatura effektlari bo'yicha) bo'lsa juft op-ampli LM412 chipiga sarflangan mehnat yaxshi natija bergan. Quyida yengilroq yuklangan ($4\text{ k}\Omega$) op-amplarni sinash natijalari keltirilgan. Umuman olganda, yuklanmagan op-amp kuchaytirish ko'effitsientining o'lchangan noxiziqililigi keltirilgan qiymatlardan ancha kichik bo'lib chiqdi. Bu o'lchashlar juda kichik chastotalarda (bir necha Hz lar) bajarilganini esda tuting, bu chastotalarda halqa kuchaytirish ko'effitsienti maksimal bo'ladi.

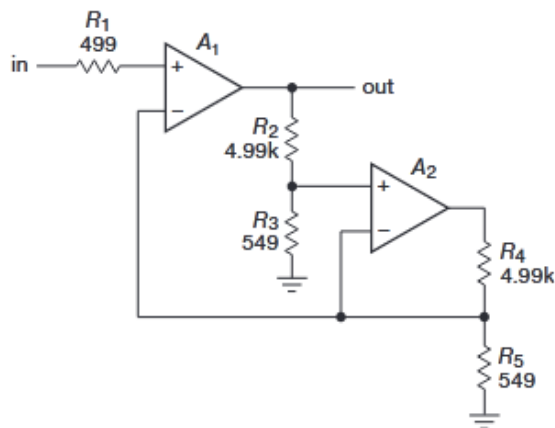
HV BJT ($V_{sig} = \pm 10 \text{ V}$)		
LM8262	12 ppm	xover dist.
LM358	1 ppm	asym. output stage
LF411	1.4 ppm	poor layout – thermal
LF412	0.3 ppm	better layout
LM4562	0.025 ppm	pro-audio, $G_{OL} = 10^7$
CMOS RRO ($V_{sig} = \pm 4 \text{ V}$)		
LMC6482	1.1 ppm	jellybean
LMC6062	0.2 ppm	precision
CMOS auto-zero ($V_{sig} = \pm 2 \text{ V}$)		
LMP2012	0.2 ppm	precision

5.8.7 Faza xatoligi va “aktiv kompensatsiya”

Biz asosan, op-ampning chastota ko‘lami bilan chegaralangan, kuchaytirish koeffitsientining xatoligi (va muvofiq, katta chastotalardagi uning kamayishi) to‘g‘risida gapirar edik. Ammo chegaralangan halqa kuchaytirish koeffitsienti faza xatoligini ham yaratadi. Buning ahamiyati video signal-larni kuchaytirishda va interferometriyada bor. Bu effektni arzimagan deb bo‘lmaydi – eslang (§1.7.9) oddiy RC- sabab so‘nish $f_c/10$ chastotada $\sim 6^\circ$ faza surilishini beradi va $f_c/100$ chastotada $\sim 0.6^\circ$ faza surilishini beradi; oxirgisi – 3 dBli nuqtasidan ikki dekada pastda bo‘ladi. Op-amp ochiq halqa chastota xarakteristikasining so‘nishini shunga o‘xshash modelldaydigan (“yakka qutbli” so‘nish) bo‘lsak, solishtirsa bo‘ladigan faza surilishini ham kutishimiz mumkin. Shu nazarda op-ampli kuchlanish kuchaytirgichidagi faza surilishi quyidagicha ifodalanishi mumkin:

$$\varphi = \tan^{-1} \left(\frac{f}{f_c} \right) \approx \frac{f}{f_c} (\text{radian}),$$

bunda – 3 dBli nuqtasiga to‘g‘ri kelgan f_c chastotasida halqa kuchaytirish koeffitsienti birga tushadi: $f_c = f_T/G_{CL}$, bunda G_{CL} yopiq halqa kuchaytirish koeffitsienti bo‘ladi (feedback zanjiri bilan o‘rnatiladi) f_T bo‘lsa op-ampning (GBW) ko‘rsatgichi bo‘ladi (yagona qutbli so‘nish xarakteristika-siga ega sxemalarida bu kuchaytirish koeffitsienti birga tushgan chastotaga to‘g‘ri keladi; ammo murakkabroq so‘nish xarakteriga ega op-amlarda siz balki GBW grafigini ishlatarsiz). $57.3 (180/\pi)$ ga ko‘paytirib natijani graduslarda olasiz. Approksimatsiya qilingan natijalarni (oxirgi ifoda) kichik va o‘rta faza surilishlari uchun ishlatsa bo‘ladi, aytaylik, 0.5 radiangacha. Faza surilishi masalasini yechishning bir necha yo‘llari bor. Eng oson yo‘l chastota ko‘lami kengroq bo‘lgan kuchaytirgich ishlatish bo‘ladi. Agar buni xohlamasangiz (yoki iloji bo‘lmasa), boshqa imkoniyatdan foydalanishingiz mumkin, feedback yo‘liga RC zanjir kiritib faza xatoligini yo‘q qilish mumkin (S- yuzalar tilida qutbni yo‘q qilish uchun siz nol kiritasiz). Bu usul samarali bo‘lishi mumkin, ammo op-ampning chastota xarakteristikasini kerakli holatga keltirish uchun kompensatsion zanjirni “sozlash” kerak bo‘ladi; va op-ampning xarakteristikasi temperatura ta’sirida o‘zgarishini hisobga olsak, kompensatsiya zanjiri shunga muvofiq bo‘lishi kerak. Uchinchi yo‘l kichik kuchaytirish koeffitsientiga ega ikkita kuchaytirgichni kaskadlash bilan amalga oshiriladi (kuchaytirish koeffitsienti kichik bo‘lsa, xatoligi ham kichik bo‘ladi).



5.25-rasm. Dual op-amp A₁ va A₂ juftining o‘zaro bir xil bo‘lgan chastota xarakteristikasidan foydalanib “aktiv kompensatsiya” vositasida faza xatoligi kamaytiriladi.

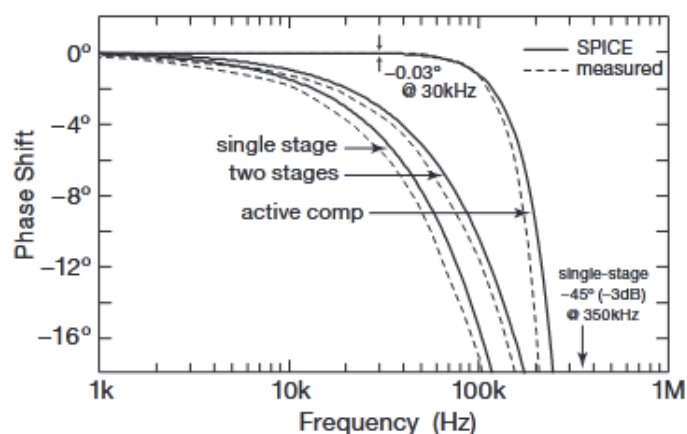
Aktiv kompensatsiya usuli shularning ichida eng nafis yechim hisoblanadi, bu sxemada ikkinchi op-amp xatolikning aniq nusxasini shakllantirib, asosiy kuchaytirgichning chiqish signalidan ayriladi. 5.25-rasmdagi sxemada bu ish qanday amalga oshirilishi ko‘rsatilgan²⁰. Asosiy kuchaytirgichning chastota ko‘lami o‘zgarmaydi, ammo uning faza xatoligi, 5.26-rasmda ko‘rsatilgan SPICE simulyatsiyasi va o‘lchangan kattaliklarga o‘xshab, juda kamayib ketadi. Amplituda-chastota xarakteristikasida faza xatoligi 45° bo‘lgan chastotada + 3dB cho‘qqi hosil bo‘ladi, ammo faza xatoligi kichik bo‘lgan chastotalar ko‘lamida cho‘qqi katta bo‘lmaydi (misol uchun, $f = 0.1f_T/G_{CL}$ bo‘lganida +0.1 dB). Yopiq halqa kuchaytirish koeffitsienti kichik bo‘lgan sxemalarda cho‘qqilar kattaroq bo‘ladi²¹. Ikkita kuchaytirgich bir xil xarakteristikalariga ega, deb qabul qilsak, bu usul hosil qiladigan faza surilishini quyidagicha ifodalasa bo‘ladi:

$$\varphi = \left(\frac{f}{f_c}\right)^3 (\text{radian}),$$

kichik va o‘rta faza surilishlari uchun bu tenglama aniq natija beradi (aytaylik $\leq 30^\circ$, kichik burchak approksimatsiyasi).

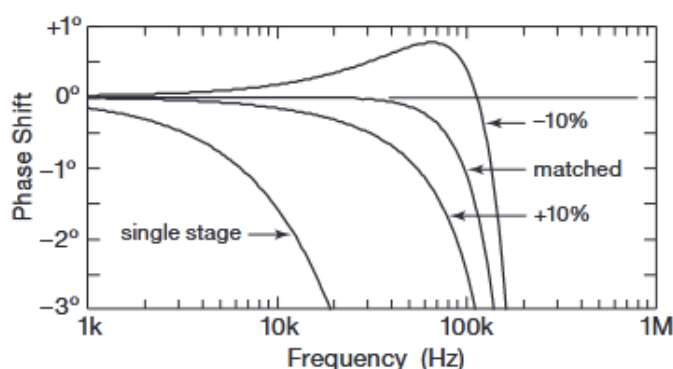
²⁰ J. Wong “Active Feedback Improves Amplifier Phase Accuracy”ni ko‘ring, EDN Magazine, 17 Sept 1087; Analog Devices AN-107 dan qayta nashr qilingan. Wong bu ideyani 1979-yilda Soliman bergan deydi, Soliman bo‘lsa, ideya 1976-yilda Brackett va Sedra tomondan berilgan deydi. Ammo Wongning maqolasi 5.25-rasmda keltirilgan sxemani tushunish uchun foydali manba bo‘lib qolgan.

²¹ SPICE simulyatsiyalarida biz LF412ning $G = 2$ lik modelida cho‘qqilar $\sim 7\text{dB}$ gacha kattalashishini ko‘rsatadi; R_2 feedback rezistoriga parallel C_c kompensatsiya kondensatori ulansa bu effekt kamayadi. Bu kondensator sig‘imi op-ampning f_T chastotasiga bog‘liq bo‘ladi (ya‘ni, $C_c = 2\pi f_T R_2$) va cho‘qqini 4 dBga faza xatoligini uch barobar (o‘zi juda kichik) ko‘paytirish hisobiga, pasaytiradi. James Wong ogohlantirishicha, kichik kuchaytirish koeffitsientiga, misol uchun $G = 5$ dan kichik, ega kuchaytirgichlarda bu usul nostabillikka olib kelishi mumkin. A₂ kuchaytirgichini ikkita kuchaytirgichdan yig‘ib, usulni mukammallashtirish yo‘lini ham Wong ko‘rsatgan.



5.26-rasm.5.25-rasmdagi LF412 dual JFET op-ampda yig'ilgan sxemaning SPICEda simulyasiya qilingan faza-chastota xarakteristikalarini. Solishtirish uchun analogik xarakteristikalar bir kaskadli $G = 10$ va ikki kaskadli, har birining $G = \sqrt{10}$ sxemalar uchun keltirilgan. Xarakteristikasi o'lchab chizilgan sxemaning f_T chastotasi 295 kHz, SPICE modelining 350 kHz chastotasidan biroz kichik bo'ldi.

Real op-amplarning parametrlari o'zaro juda yaqin bo'lmaydi. Ularning f_T chastotasi farq qilishini faza kompensatsiyasiga ko'rsatgan ta'sirini ko'rish uchun biz, shu chastotalari 10%ga farq qiladigan op-amp uchun SPICE simulyasiyasini yaratdik (5.27-rasm). Sinov uchun tanlangan namunalar bir to'lda op-ampllar ichidan tasodifiy tarzda tanlanib olingan (barmog'imiz birinchi tekkan namunani oldik) namunaning f_T chastotalari Wong aytganidek, ancha yaxshi o'zaro to'g'ri keldi. Uning aytgani: "Monolit juft va ikki juftli op-amplarning f_T chastotalari faqat 1% yoki 2%ga farq qilgani aktiv kompensatsiyali sxemalardan yaxshi natijalar olish uchun kerak"²². Boshida qayd etilgan ssenariylar uchun faza surilishlarni o'zaro solishtirib ko'rish qiziq: (a) chastota ko'lami aniq keltirilgan yakka kuchaytirgichlar (aytaylik, f_{TO} chastotasi 3 MHz bo'lgan LF412), yopiq halqa kuchaytirish koeffitsienti $G = 10$ o'rnatilgan; (b) ikki kaskadli sxema, har biri uchun $G = \sqrt{10}$; (c) 5.25-rasmdagi aktiv kompensatsiya usuli; (d) chastota ko'lami kengroq bo'lgan (aytaylik, $10 f_{TO}$ yagona kuchaytirgich. Quyidagi jadvalda hisoblash natijalari keltirilgan. Ulardan ko'rinib turibdiki ajoyib (va to'liqligicha ishlatilmagan) aktiv kompensatsiya usuli bor imkoniyatlardan unumli foydalar ekan. Kuchaytirish koeffitsienti $G = 2$ o'rnatilgan noinvertlovchi kuchaytirgich varianti ayniqsa foydali bo'lib ko'rindi, misol uchun 75 Ω yuklamali video kabel uchun²³.



²² Laboratoriyaga qaytib bir uyum LF412 dual op-amplarni sinab ko'rdik. Namunalarning f_T chastotalari $\pm 20\%$ ga farq qildi, ammo LF412 tarkibidagi juft op-amplarning f_T chastotalari 0.1%ga farq qildi, ularning ichida 1.5 %i moslashtirilmagan namunalari bo'lsa ham, kam uchradi.

²³ Ba'zi hollarda "double – terminated" deb ham ataladi (12.110-rasmdagidek). Ikkinchi kuchaytirgichni 150 Ω bilan yuklab ko'rishingizni tavsiya qilamiz.

5.27-rasm. Faza xatoligini aktiv kompensatsiya qilish usuli chastota ko'lamlari, SPICE simulyasiyasida ko'rsatilganidek, bir xil bo'lishini talab qiladi. Simulyasiya qilingan A_2 kompensatsiya qiluvchi op-ampning f_T chastotasi, signal tomonidagi A_1 ga nisbatan 10%ga farq qildi.

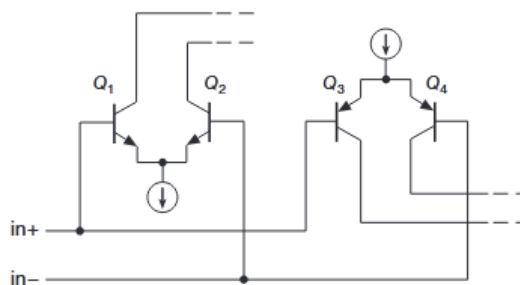
	Single, $G=10$	2-stage, each $G=\sqrt{10}$	Active, comp	Single, $f_T=10f_{T0}$
$0.001f_{T0}$	-0.57°	-0.36°	-0.00006°	-0.006°
$0.003f_{T0}$	-1.7°	-1.1°	-0.0015°	-0.17°
$0.01f_{T0}$	-5.7°	-3.6°	-0.06°	-0.57°
$0.03f_{T0}$	-17.2°	-10.9°	-1.5°	-1.7°
$0.1f_{T0}$	-45°	-36°	-45°	-5.7°

5.9 RRIO op-amplari: yaxshisi, yomoni va o'ta yomoni

4-bobda (§§4.4.1, 4.4.2 va 4.6.3) biz rail-to-rail op-amplari to'g'risida gapirishni boshlagan edik, unda (a) kirishdagi sinfaz signallar to'liq manba kuchlanishlari ko'lamida o'zgarganida yaxshi ishlaydigan op-amplari (common mode inputs – RRI), (b) chiqish kuchlanishi manba kuchlanishlari ko'lamida o'zgaradigan op-amplari (common mode output - RRO) va (c) ikkisini ham bajaradigan op-amplari (RRIO). Borgan sari kichik kuchlanishli manba bilan ishlaydigan qurilmalar modaga kirib borgan sababli, ana shu imkoniyatlarga ega bo'lgan op-amplarni ko'p ko'rgan bo'ldik. Ular talablarimizga javob beradigan bo'lsa ham ehtiyotkorlik bilan ishlatilishi kerak. Bu qurilmalardagi matlub sifatlar nima hisobiga erishilganini biz pretsezion sxemalar sohasiga bog'lab ko'rib chiqamiz (va 4x-bobda davom etamiz). Aniqligi yuksak bo'lishiga harakat qilingan sxemalarda ishlatilgan op-amplarning ichki tuzilishida berkitilgan kompromislar qo'llanilgan va bu to'g'risida datasheetlarda hech narsa yozilmagan bo'lishi mumkin. Bu juda muhim.

5.9.1 Kirishdagi muammolar

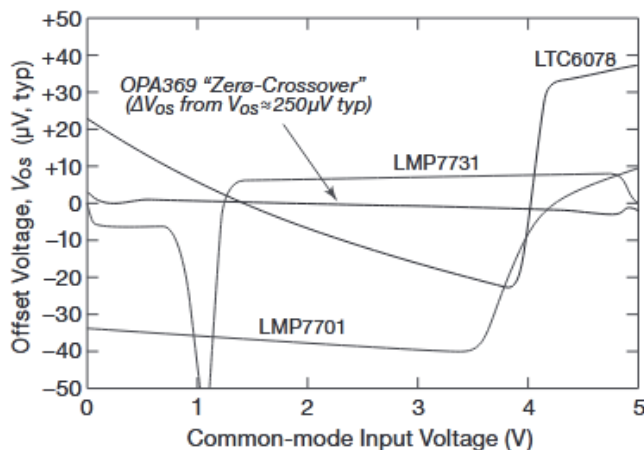
A. Kirish tokining oqib o'tishi. Ko'p RRI op-amplarda komplementar juftli differensial kirish kaskadlari ishlatilgan, ularning kirishlari o'zaro parallel ulangan bo'lib, to'liq manba kuchlanishlari ko'lamida ishlashga mo'ljallangan (5.28-rasm). Signal yo'llari bo'linganligi sababli bunday sxemalarda kirish toki kattaroq bo'ladi, buni 5.7-rasmda aniq ko'rish mumkin (bipolyar kirishli RRI op-amp bo'lgan LT1630 va LM6132da ana shunday kirish kaskadi ishlatilgan). Signal manbai impedansining cheklanganligi sababli kirish tokining keskin o'zgarishi kirish xatoligini yaratadi. Ba'zi RRI op-amplarda bu muammoni yechish uchun ichki zaryad pompasini ishlatib, tashqi mabdan alohida bo'lgan ichki manba yaratilib, yakka kirishli kuchaytirgichda kirish kuchlanishi rail-to-rail o'zgari-shiga imkon beradi. Misol uchun, ORA360-seriyali op-amplari²⁴, ADA 8505 va ADA4505, MAX4162-seriya va MAX4146-seriyalarni keltirish mumkin. Bipolyar kirishli MAX4126 dan boshqa barcha keltirilgan op-amplari MOS-kirishli yaratilgan.



²⁴ Hazilnamo nomlanishi "Zero-Crossover" kuchaytirgichi yoki ZCO.

5.28-rasm. Tipik rail-to-rail op-amplarning kirish kaskadlari komplementar differensial kuchaytirgichlardan tashkil topgan; ularda yuklmaga ishlaydigan aktiv chiqish juft kaskadi ishlatilgan.

Kirish kuchlanishi rail-to-rail o'zgarishi bo'lmagan RRO kuchaytirgichini ishlatmoqchi bo'lsangiz (aytalik $G > 2$ bo'lgan kuchlanish kuchaytirgichni), tanlagan RRO op-ampingizning kirish kuchlanishi manfiy manba kuchlanishi qiymatigacha tushishi kerak (ba'zi hollarda bunday kuchaytirgichlarni "yerni sezuvchi" deb ham atashadi). Yana shuni bilingki, op-ampni invertlovchi sxemada ishlatasangiz bu muammodan to'liq qutilasiz (har holda RRI op-ampning bunday sxemada yig'ilgan variantini balki tanlamassiz).



5.29-rasm. Rail-to-rail kirishli op-amlarda kirish kuchlanishi birinchi kirish juftidan ikkinchisiga uzatilgani sababli V_{OS} siljitish kuchlanishining qiymati ortadi. Bu muammoni aylanib o'tish uchun ORA369da yagona kirish jufti manbani tashqaridan emas ichki zaryad pompasidan oladi.

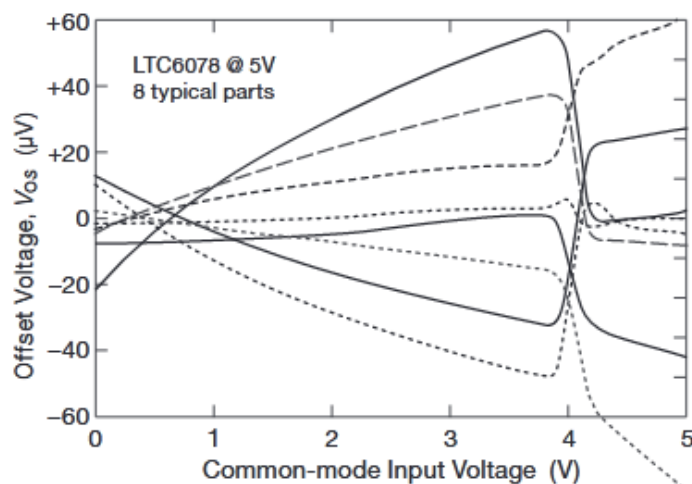
B. Kirishdagi siljituvchi kuchlanish nol qiymatini kesib o'tishi. Juft kirish kaskadli RRI op-amlarida kirishdagi siljitish kuchlanishi, 5.29-rasmda ko'rsatilganidek nol qiymatini kesib o'tib, ishorasini o'zgartirishi mumkin. Ma'lum ishlab chiqaruvchi yaratgan LMP7701 va LMP7731 op-amlarda kirishning keskin o'zgarishi musbat va manfiy manba kuchlanishi tomoniga bo'lishi mumkin. Bu grafiklar datasheetlardan moslashtirib olingan, ishlab chiqaruvchilar odatda bir necha op-amp namunasi bilan o'lchab chizilgan o'zaro kesib o'tgan chizmalarni keltirishadi (agar ular bu bo'tana mavzuda nimanidir ko'rsatishga tayyor bo'lsalar). Bunda siz RRI op-amlarni o'zaro solishtirish bilan murakkab bo'lmagan (va zerikarli ham) tabiatini ko'rishingiz mumkin, ular ichki zaryad pompasidan manba oladigan yagona kirishli kuchaytirgich bo'ladi. V_{OS} siljitish kuchlanishining V_{SM} kuchlanishi o'zgarishi sababli o'zgarishini faqat talablarga muvofiq emas, deb bo'lmaydi, uni avvaldan qanday bo'lishini, 5.30-rasmda ko'rsatilganidek, bilib bo'lmaydi. Invertlovchi sxemani ishlatib, bu muammoni aylanib o'tib ketishingiz mumkin, unda sinfaz kirish kuchlanishi konstanta qiymatida bo'ladi. Umuman olganda, op-ampning tabiati V_{SM} kuchlanishi qiymatiga bog'liqligidan qutilish uchun doim invertlovchi kuchaytirgich sxemasini ishlatishga harakat qiling²⁵. ORA350ning datasheetida RRI op-amlarning kirishida kuchlanishlarning nolni kesib o'tish misollari keltirilgan (5.31-rasm), bunda $G = 1$ qaytargichda 3Vpp sinusoidal kirish kuchlanishi noldan o'tish joyigacha (crossover regeon)²⁶ ko'tarilib ketganda audio signal shakli 17dBga o'zgaradi. Shunga o'xshash grafiklarda kattalashgan yopiq halqa kuchaytirish koeffitsienti sababli signal shakli buzilib halqa kuchaytirish koeffitsienti kamayishi ko'rsatilgan.

5.9.2 Chiqish muammolari

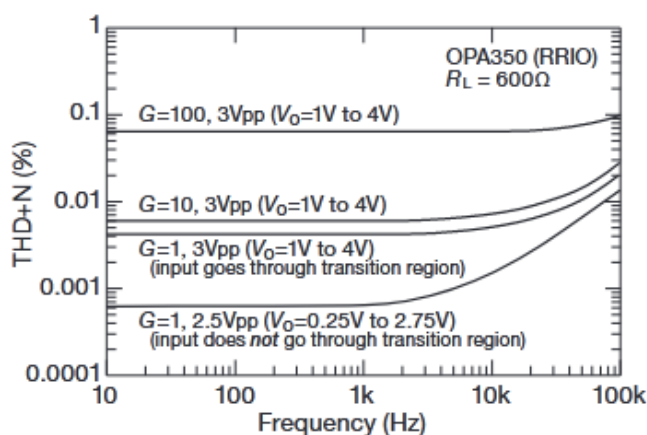
²⁵ Jim Williams "Qo'lingdan kelsa inverlovchi kuchaytirgichni ishlat" deb gapirishni yaxshi ko'radi.

²⁶ Yana Bonnie Bakerning maqolasini o'qing (*Baker's Best* seriyasida) "Bu reket qaerdan keldi" "Where did all that racket come from" in EDN Magazine, 23 April 2009, available at edn.com

A. Chiqish impedansi Universal (RRO bo‘lmagan) op-amlarda odatda komplementar ikki taktli qaytargich (yoki uning variantlari) ishlatiladi, undagi tranzistorlar biroz ortiqcha siljitilib o‘tkazuvchanligi oshirilgan va shu tufayli nolni kesib o‘tishdagi signal shakli buzilishlarining, manba kuchlanishi o‘rtacha bo‘lganida, oldi olingan (§5.8.3ni ko‘ring). Aksincha, RRO op-amlarda chiqish kaskadidagi komplementar juft ikki taktli umumiy sourceli sxemada yaratilgan; 5.32-rasmni ko‘ring. Bu op-amp chiqish kuchlanishining maksimal qiymati manba kuchlanishi qiymatigacha yetishi uchun ishlatilgan (manba kuchlanishini ikkinchi marta rail qiymatidan tashqarida o‘rnatilmagani). Ammo bu, uning ichki, aslida katta bo‘lgan impedansi sababli, muammolar tug‘diradi.



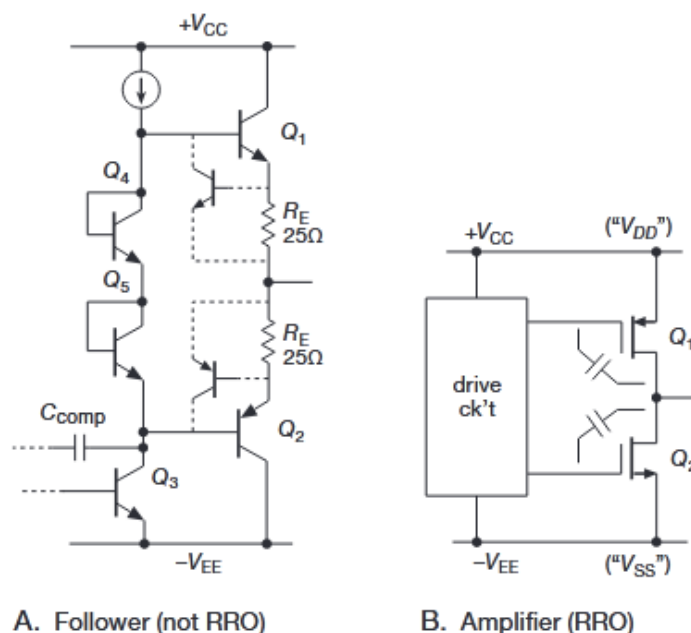
5.30 –rasm. RRI op-ampdagi siljitish kuchlanishining o‘zgarishini avvaldan bilib bo‘lmaydi (hatto ishorasini ham!), buni bu grafiklardan ko‘rish mumkin, ular ilg‘or ishlab chiqaruvchilar datasheetlaridan olingan.



5.31 –rasm. OPA350 RRIO op-ampdagi signal shakli buzilishlarining chastotaga bog‘liqligi, kirish signali noldan o‘tish regioniga yaqinlashganda shakl buzilishlari ko‘payib ketganini quyidagi ikkita grafikdan ko‘rishingiz mumkin. Yopiq halqa kuchaytirish koeffitsienti kattalashganida shakl buzilishlari ham halqa kuchaytirishi sababli ortadi.

Z_{out} katta bo‘lishi, chiqish kaskadining kuchaytirish koeffitsienti (va halqa kuchaytirishi) yuklama qarshiligiga bog‘liq bo‘lganini bildiradi; sig‘imli yuklama katta faza surilishini yaratib, halqa stabilligini ta‘minlaydi (misol uchun, 4.79-rasmni ko‘ring). Bu muammolar qisman chiqish kaskadida ichki feedback ishlatish bilan hal qilingan (5.32B-rasmdagi kondensatorlar), shunda kuchayti-

rish koeffitsienti va chiqish impedansi, past chastotalardan boshqa chastotalarda qoniqarli boshqariladi, 5.33. va 5.34-rasmlardagi misollarga qarang²⁷.

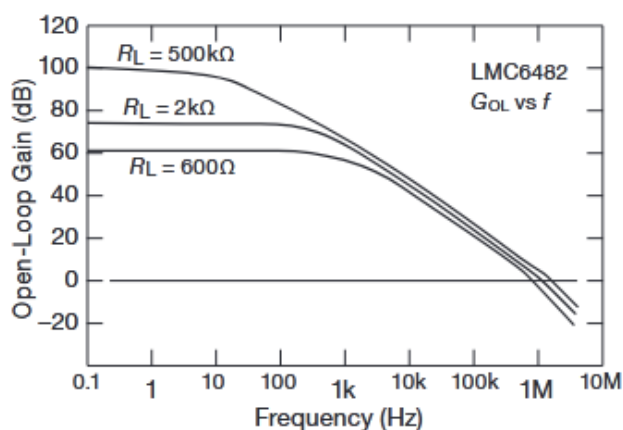


5.32-rasm. Op-ampning klassik (rail – to –rail emas) chiqish kaskadi kuchaytirish koeffitsienti birga teng ikki taktli qaytargich sxemasida yaratiladi, uning chiqish impedansi tabiatan kichik bo‘ladi, chiqish tranzistorlar Q_4 Q_5 bilan siljutilib, signal shakli buzilishlari kamaytirilgan; bu bevosita siljitish va tokni chegaralash bo‘ladi.

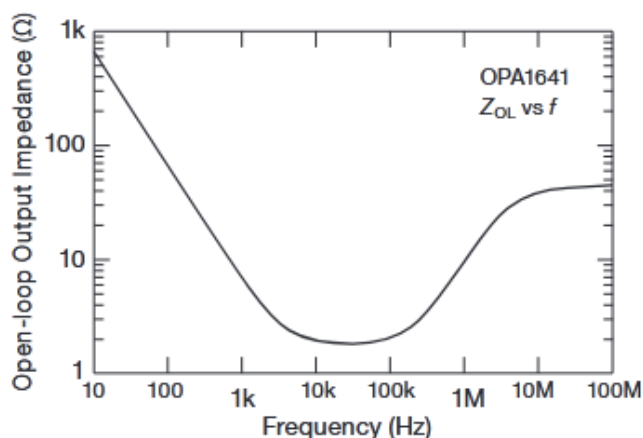
Aksincha rail-to-rail ikki taktli umumiy sourceli kuchaytirgichning (odatda CMOS tranzistorlar bilan yaratiladi) ($G > 1$) chiqish impedansi tabiiy katta bo‘ladi; uni siljitish va tokini cheklash uchun ancha harakat qilish kerak bo‘ladi.

B. Manba kuchlanishida to‘yinish. Ba’zi “rail-to-rail” chiqishli op-amplarda (ayniqsa, chiqish kaskadi bipolyar tranzistorli bo‘lganlari) chiqish kuchlanishi manba kuchlanishi qiymatigacha bir necha millivoltga yetmaydi; chiqish tranzistorlarining to‘yinish kuchlanishi nolga teng bo‘lmagani bunga sabab bo‘ladi. (MOSFET chiqishli op-amplarda bunday muammo bo‘lmaydi, ular to‘liq ochiq holatga o‘tganida manbaga ulangan R_{on} qarshiligidek bo‘lib qoladi). Odatda, buning ahamiyati bo‘lmaydi, chunki sizning asosiy tashvishingiz manbaning cheklangan kuchlanishidan iloji boricha to‘liq foydalanish bo‘ladi (manba kuchlanishi kichik bo‘lgan hollarda). Ammo, siz ishlatgan op-amp, misol uchun, bir qutbli manba bilan ishlab, konversiya ko‘lami yergacha davom etgan, ADCga signal beradigan bo‘lsa, bu hol ahamiyatli bo‘lib qoladi. Bunday hollarda spetsifikatsiyalarni yaxshilab ko‘rib chiqishga erinmang. Ba’zi RRO op-amplarning chiqish kuchlanishi manfiy manba kuchlanishigacha tushmasligi to‘g‘risida ogohlantirish berilgan bo‘ladi (misol uchun, bipolyar LT6003da 10 mVga yetmaydi); boshqa ishlab chiqaruvchilar sizga tashqi rezistor yoki tok manbasi ishlatishni tavsiya qiladilar (misol uchun, bipolyar LT1077 manfiy manba tomon 3 mVga to‘yinadi va manfiy manba tomonga 5 kΩ qarshilikli rezistor o‘rnatilsa 0.1 mVda to‘yinadi). To‘liq MOSFETlarda yaratilgan op-amplarni ishlatishda tashvish qilmasangiz ham bo‘ladi – ularning yuklanmagan chiqishlari yergacha tushadi (misol uchun, CMOS AD8616 yoki AD8691da $\leq 0.1mV$ qiymatga yetmaydi xolos.

²⁷ Datasheetlarda ochiq halqa kuchaytirish koeffitsienti va chiqish impedansining grafiklarini (yoki jadvalga kiritilgan qiymatlarini) ko‘rish notabiiy bo‘lib ko‘rindi; grafiklar keltirilganda ham, ular juda kam hollarda juda past chastotalargacha ko‘rsatiladi edi. Demak, boshqa op-amplarda, muvofiq o‘zining chiqish kaskadlari (qaytargich) bilan, ochiq halqa chiqish impedansining juda past chastotalarda o‘lishini ko‘rish mumkin ekan. Kuchaytirish koeffitsienti juda katta bo‘lgani uchun bu tashvishlantirmaydi.



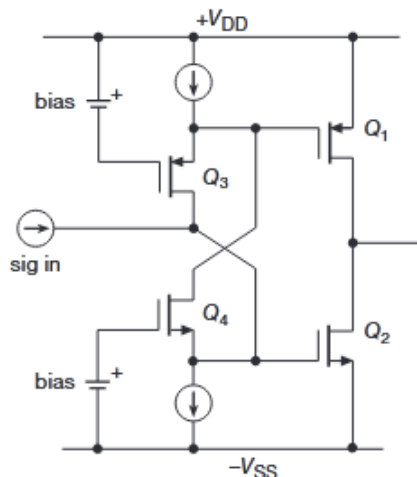
5.33-rasm. Rail-to-rail chiqishli op-ampning kuchaytirish koeffitsienti past chastotalarda faqat yuklama qarshiligiga bogʻliq boʻladi, buni LMC6482 uchun keltirilgan xarakteristikalaridan koʻrishingiz mumkin.



5.34 –rasm. Baʼzi RRO op-amlarning ochiq halqali chiqish impedansi kichik chastotalarda, effektivligini yoʻqotgan ichki sigʻimli feedback sababli, sezilarli darajada oʻsadi. Ammo bundan tashvish qilmang, tipik op-amlarning ochiq halqa kuchaytirish koeffitsienti past chastotalarda, juda katta boʻladi.

C. Signal shakli buzilishi. Rail-to-rail chiqishli op-amlarning chiqish kaskadini (5.32B-rasm) loyihalashda chip loyihachilari uchun kaskadning soкинlik tokini oʻrnatish uchun tranzistorlarni siljitish va nolni kesib oʻtishdagi signal shakli buzilishlarini kamaytirish real murakkab masala boʻlib qolmoqda. Katta mashaqqatli konstruktorlik urinishlarga qaramay, bu tur kuchaytirgichlar oʻzining (RRO boʻlmagan) analoglariga nisbatan signal shakli buzilishlari koʻrsatgichi boʻyicha 20 – 40 dBga yomonroq, buni (RRO-emas) 5.43-rasmdagi va (asosan RRO)²⁸ 5.44-rasmdagi grafiklardan yaqqol koʻrishingiz mumkin; yana §4x.11dagi SPICE grafiklarni koʻrishingiz mumkin.

²⁸ Odilona nazar bilan qaraganda, biz aniqlashimizcha, yomon “shakl buzilishlarga” ega boʻlgan RRO op-amlarda bu hodisaning sababi ularning manba kuchlanishlari kichik boʻlganida boʻlib chiqmoqda. (Ularda aslida THD + N – shakl buzilishi + shovqin kabi hodisalar uchraydi). Manba kuchlanishi kichik boʻlgan RRO chiqishli op-amlarga katta kirish signali berib boʻlmaydi, aksincha, shovqinlar kuchayib ketishi muqarrar.



5.35-rasm. Monticelli yaratgan rail-to-rail chiqish kaskadining sxemasi

D. Monticelli yaratgan chiqish kaskadining sxemasi. Monticelli ajoyib RRO sxemani yaratgan²⁹, uning soddalashtirilgan sxemasi 5.35-rasmda keltirilgan (bu sxema to‘g‘risida to‘liq ma’lumotni §4x.11da topasiz). Sxemaning ikki taktli chiqish kaskadining Q_1 Q_2 tranzistorlari shunday siljilganlarki, kuchaytirilgan signal nolni kesib o‘tgan vaqtida tranzistorlar orqali tok oqadi va, eng yaxshisi, *chiqishdagi signal to‘liq ikki qutbli tebranganida* tranzistorlar orqali tok oqishi tinmaydi. Bu sxemani biz “ikki taktli klass-A” deb atasak bo‘ladi (avval uni “klass –AA” deb nomlab bo‘lishgan). Bu sxema CMOS OPA365 va ORA1641 op-amplarda ishlatilgan. Bu op-amplar qoniqarli ishlaydi - ulardagi garmonik shakl buzilishlar muvofiq – 114 dB va – 126 dB. Monticelli sxemasi quyidagicha ishlaydi: birinchidan, aytaylik, Q_3 va Q_4 tranzistorlari kuchaytirish koeffitsienti birga teng bo‘lgan tok kuchaytirgichlari bo‘lib, ularning source terminallari “jamlovchi (summalovchi) tugun” vazifasini bajaradi (chunki gatellar aniq belgilangan kuchlanishlar bilan siljilgan). Endi kirish signal toki ko‘payishi natijasida Q_4 tranzistorining sourceida umumiy tok kamaydi deb olaylik. Bu uning V_{GS} kuchlanishini kamaytirib, Q_2 ning V_{GS} kuchlanishini oshiradi va shu bilan chiqishdagi manfiy yo‘nalishda oqadigan tokni oshiradi. Ana shu vaqt Q_4 ning kamaygan drain toki Q_3 ning source toki-dan kamroq tok ajratib olishi natijasida Q_3 ning V_{GS} kuchlanishi ortadi; bu o‘z navbatida Q_1 ning V_{GS} kuchlanishini kamaytiradi va natijada musbat yo‘nalishda oqadigan chiqish toki kamaytiriladi. Umumiy sokinlik toki Q_3 va Q_4 larga berilgan dc siljitish kuchlanishlari bilan o‘rnatiladi. Demak, bu sxema juda yaxshi balanslangan bo‘lib, yagona tokli kirish bilan ikki taktli tokli chiqishga ega.

Bu juda yaxshi sxema! §4x.11da sxemaning ishlashi batafsil ko‘rib chiqilgan, unda sxemaning bipolyar tranzistorlarda yig‘ilgan variantining SPICE simulyasiyasi universal (rail-to-rail emas) AB-klass ikki taktli emitter qaytargichi sxemasi bilan solishtirilgan. Bu, aslida simmetrik bo‘lgan, sxema Q_3 va Q_4 tranzistorlarining drain terminallari differensial signal bilan qo‘zg‘atilganda ham yaxshi ishlaydi, siz ko‘pincha ana shu sxema konfiguratsiyasini ko‘rasiz.

5.10 Pretsezion op-ampni tanlash

Agar ideal operatsion kuchaytirgichlar bo‘lmaydigan bo‘lsa pretsezion op-amplar uchun bu ayni haqiqat. Op-amplarning bir necha parametrlari bo‘yicha etarli darajadagi pretsezionlikka erishilgan bo‘lsa ham sxema loyihasida o‘rnatilgan kompromis boshqa parametrlar o‘zgarmasligini talab

²⁹ Uning US4570128 patenti va IEEE JSSC (SC-21,#6,1986) maqolasida “Chiqish kaskadi (8-rasm) kuchlanish sathini ko‘tarish muammosini hal qilishi kerak, bu muammo rail-to-rail sxemalarini anchadan beri qiyin kelmoqda. Avval taklif etilgan murakkab yechimlar bir necha feedbacklardan tashkil topgan bo‘lib, op-amp ichidagi op-ampning o‘zi bo‘lib qolgan edi. Universal to‘rt siklli sxemada yutuqqa erishish uchun oddiy yechim topish kerak bo‘ldi” deb yozgan. Bu sxema birlamchi NSCda yaratilgan bo‘lsa ham Analog Devices va TI op-amplarda samarali ishlatilgan (avval NSC yutib yuborilgan bo‘lsa ham).

etadi. Misol uchun, bizga juda kam shovqin, o'rta chastotalarda ishlaydigan eng yaxshi op-amp kerak bo'lsa, bizni faqat kichik siljitish toki bilan birinchilikka chiqqan op-amp qoniqtira olmaydi³⁰. Bunday kuchaytirgichning kirishida bipolyar tranzistorlar ishlatilganligi sababli ular katta kollektor toklari bilan ishlashi kerak va buning baza toklariga qanday ta'sir ko'rsatishini bilasiz (misol uchun LT1028ni ko'ring). Boshqa misol, bizga mikroquvvat rejimi toklarida ishlashimiz zurrur bo'lsa, tez-kor integral sxemani ishlata olmaymiz, chunki biz katta f_T va yuksalish tezligiga erisha olmaymiz; bu katta quvvatni talab qiladi. Bu bo'limda biz loyihalagan sxema uchun pretsezion op-amp tanlash jarayonini batafsil ko'rib chiqamiz va shu yo'lda 5.5 va 5.6-jadvallarda keltirilgan op-amp ko'rsatgichlarini tahlil qilamiz. Yaratayotgan sxemangiz sizga qiyin masalalar qo'yadigan bo'lsa bu bo'lim sizga ayni muddao bo'ladi. Barcha ikir-chikirlarigacha kirishib yaratilgan mukammal sxema kompromislar asosida yaratilgan sxemadan farq qiladi. Qiziqmagan o'quvchiga bunchalik detallashtirish "unchalik yuzaki emasdek" tuyuladi³¹. Shundan boshlab biz pretsezion op-amplar parametrlariga va ularning qanchalik ahamiyatli ekaniga qarab sayohatimizni boshlaymiz, sizni ham shu ko'rsatgichlarning ichiga sho'ng'ishingizni taklif etamiz. O'zingiz yaratayotgan sxema maqsadlarini xotirangizda tutgan holda ishni op-amplarning muhim parametrlarni ko'rib chiqishdan boshlang va eng yaxshi tanlov qanday bo'lishini ko'ring. Tanlangan parametr muammolarini nolga keltirgandan so'ng op-ampning boshqa parametrlarini ko'rib chiqishingiz mumkin: nahotki biz tanlagan op-ampning boshqa parametrlaridan bir nechta yomon tanlovdek bo'lib ko'rinsa? Balki siz tanlagan op-amp sizning sxemangizga to'g'ri kelmas. Yoki siz sxema yaratishda qo'yilgan maqsadga yana qaytib kelib, uni reallika yaqinlashtirsiz va tanlov jarayonini qayta boshlarsiz. Esingizda bo'lsin "Injeniring" kompromislar san'ati bo'ladi.

5.10.1 "Yettita pretsezion op-amp"

Yetti yaxshi son bo'lgani tufayli biz o'ta amaliy bo'lgan, pretsezion op-amplarni tanlash mavzusini kengaytirilgan muhokamasiga tayyorgarlik qilganimizda biz xush ko'rgan yettita pretsezion op-amplarning muhim spetsifikatsiyalarini 5.5- jadvalga kiritib, o'zaro solishtirishga tayyorlab qo'ydik. Yetti soni bilan biz o'zimizni cheklab qo'ya olmaganimiz muammo bo'ldi – ularning soni yetti dyujinaga ($7 \cdot 12$) yaqin bo'lib qoldi! Biroz vaqt sarflab (va o'zingizga ma'qul bo'lgan yettita op-ampni tanlab, tekshiring!)- bu amal sizga op-amplarni ishlatib, sifatli sxemalar yaratishdagi kompromislarga o'rgatadi va shunda siz o'zingizni topib olasiz. Ayniqsa, sizga eng yaxshi bipolyar tranzistorli va JFETli op-amplar ichida siljitish kuchlanishi (va dreyf) bilan kirish toklari orasida kompromis tanloviga kelishingizga to'g'ri kelishini biling. Kam shovqinli sxema yaratishda bipolyar tranzistorlarning siljitish toklarini kattalashtirish hisobiga shovqin kuchlanishini kamaytirishga harakat qilasiz; buning sabablari to'g'risida biz 8-bobda shovqinlarni o'rganganda bahslashamiz. Kichik kirish tokliligi bilan, FETtranzistorlari mukofotga sazovor bo'lishadi, buning sabablarini keyinroq ko'rib chiqamiz. Umuman olganda, kichik kirish toki va tok shovqinlari kerak bo'lganida FETli op-amp tanlanadi; kichik kirishni siljitish kuchlanishi, dreyf va shovqin kuchlanishi kerak bo'lsa bipolyar op-amplar tanlanadi. FET-kirishli op-amplar ichida, ayniqsa, pretsezionlik bilan kam shovqinlik namunalarining asosiy qismini JFETli op-amp tashkil qiladi (ammo barcha JFETli op-amp emas: biz xush ko'rgan LF411/412lar umuman pretsezion op-amp ro'yxatiga kirmaydi). Ammo bu dominantli holga raqobatchilar chiqmoqda, ularning ichida kichik kuchlanishlarda ishlaydigan MAX423A va OPA376 hamda auto-zero turidagi TLC4501A kabi CMOS op-amplar bor³². Va

³⁰ §8.6.3da biz shu ikki maqsad ham erishilgan diskret op-amp sxemasini ko'rsatamiz.

³¹ Bu gap kurs yakunidagi savol-javoblarda talabalardan chiqqan: "Bu kurs men uchun unchalik yuzaki emasdek tuyuldi."

³² O'zi MOSFETlarga xos muammolar bor bo'lar edi, ammo ular asosan texnologik jarayonni mukammallashtirish yo'li bilan hal qilib bo'lindi. MOS tranzistorlarda, bipolyar va FET tranzistorlarda uchramaydigan, susaytiruvchi effektini ko'rish mumkin. Tranzistorning gate izolyasiyasi qatlamidan migratsiya qilgan natriy ionlari va shu qatlamdagi fosforning

nihoyat chooper stabilizatsiyali kuchaytirgichlar (5.6-jadval) FETli op-amp ichida alohida muhim mustasno guruh bo'lib, ularning ichidagi MOSFET turlari, bipolyar turlariga nisbatan kattaroq boshlang'ich siljitish kuchlanishi va shu V_{OS} kuchlanishining temperatura ta'sirida va vaqt davomida kattaroq dreyf qilishi bilan ajralib turadi. Aslida, bu qurilmalar (*auto-zero* yoki *zero-drift* kuchaytirgichlar deb ham ataladi) eng kichik siljitish kuchlanishi va dreyfga ega kuchaytirgichlar bo'ladi, ularning ko'lami muvofiq $\pm 1\mu V$ va $\pm 0.05 \mu V/^{\circ}C$. Ularda ishlatilgan MOSFET analogli kommutator va kuchaytirgich oddiy op-ampdagi siljitish kuchlanishining qoldiq xatoligini sezib, to'g'rilaydi (kuchaytirgich, analogli kommutator bilan birga, MOSFETlarda yagona integral sxema tarkibida bo'ladi). Bunda ham kompromissiz ish bitirilmaydi: chooper stabilizatsiyalangan kuchaytirgich bir necha yoqimsiz xarakteristikalariga ega bo'lgani sababli juda ko'p boshqa sxemalarda ularni ishlatib bo'lmaydi, buni biz §5.11da ko'ramiz.

5.10.2 Korpusdagi op-ampllar soni

5.5-jadvaldagi birinchi ustun bitta korpusda qancha op-amp borligini ko'rsatadi (qalin qora raqam op-ampning qaysi varianti shu raqamga to'g'ri kelishini ko'rsatadi). Biz asosan korpusda yakka op-ampli komponentlarni keltirdik, juft op-ampli komponentlar amaliyotda foydali va xaridorbop bo'lsa ham (ba'zi ta'minotchilarda yakka op-ampli chiplar bo'lmaydi ham). Siljitish kuchlanishni, tashqi zanjir ulanib, nolga tushirish uchun ishlatiladigan pin, kompensatsiya zanjirini ulash va tashqaridan o'chirish pini faqat yakka op-ampli komponentlar uchun keltirilgan va o'ng tomondagi ustunda belgilangan. Turli spetsifikatsiyalarda keltiriladigan datasheetlar bir xil bo'ladi, ammo doim shunday bo'lavermaydi.

5.10.3 Manba kuchlanishi, signal ko'lami

Sizni birinchi qiziqtiradigan narsa manba kuchlanishi ko'lami va signal sathi bo'ladi. Yuqori voltli op-ampllar ($\pm 15 V$ da ishlaydi, ya'ni umumiy manba kuchlanishi $30 V$) jadvalda, manbadan oladigan sokinlik toki I_Q bilan birga, birinchi bo'lib keltiriladi. Batareyadan ishlaydigan op-amplarning manbadan iste'mol qiladigan toki kichik bo'ladi, kichik dreyfli komponentlarda o'zini isitish temperatura effekti kichik bo'lgani tufayli, iste'mol toki ham kichik bo'ladi. Ba'zi op-ampllar versiyasida tashqaridan manbadan uzish uchun ishlatiladigan (SHDN) pini ham bo'ladi. Misol uchun, LT6010da iste'mol qiladigan toki shu shutdownda $135 \mu A$ dan $12 \mu A$ gacha tushadi, (ammo bunda qopqon bor: shutdown pinining o'zi $15 \mu A$ tok iste'mol qiladi) ON va OFF holatlariga o'tkazish uchun $25 \mu A$ tok iste'mol qiladi. Boshqa op-ampllar yaxshiroq, misol uchun, ORA364 off holatida $0.9 \mu A$ tok oladi. Katta manba kuchlanishi bilan ishlaydigan op-amplarda signal sathi baland bo'lishi, aytaylik to'liq shkala ko'lami $\pm 10 V$, imkoni bor. Chiqish kuchlanishi $\pm 20 V_{pp}$ bo'lganida siljitish kuchlanishi $V_{OS} = 40 \mu V$ bo'lishi uning juda kichik qismini tashkil qilsa, $4 V$ uchun buni kichik deb bo'lmaydi. Chopper turdagi op-amplardan boshqa kichik manba kuchlanishidan ishlaydigan op-amplarda siljitish kuchlanishini kamaytira olmaysiz. Kichik manba kuchlanishidan ishlaydigan komponentlar jadvalni yakunlaydi (ularning ko'p qismi $5.5 V$ umumiy maksimal manba kuchlanishidan ishlaydi, ammo $11 V$ yoki undan katta kuchlanishlarda ham ishlashi mumkin, $\pm 5 V$ optimal manba kuchlanishi bo'ladi), ammo shuni tushunish muhimki, juda ko'p "yuqori-voltli" integral sxemalar kichik manba kuchlanishlarida ham ishlashi spetsifikatsiyalarida keltirilgan, hatto $3 V$ gacha.

Table 5.5 "Seven" precision op-amps (page 1: high voltage)

Table 5.5 "Seven" precision op-amps (page 1; high voltage)																								
Part #	Pin	Supply Range (V)	Supply		Input Current @25°C		Offset Voltage				Slew				Notes ¹		GBW typ (MHz)	Slew typ (V/μs)	V _{sl} (V)	Ch pin	Switching to Supply IN, OUT	Pin	Cost city 26 (\$US)	Comments
			V _l (mA)	I _l (mA)	I _{os} (pA)	I _{or} (pA)	V _{os} (mV)	V _{or} (mV)	V _{ic} (mV)	V _{or} (mV)	V _{ic} (mV)	V _{or} (mV)	V _{ic} (mV)	V _{or} (mV)	V _{ic} (mV)									
AVChobozar																								
LT1017A	1	2.8-4.4	0.05	7 nA	9 nA	9	40	0.4	1.8	97	0.8	27	86	0.23	0.08	-	-	low	-	-	-	-	3.84	single-supply
LT1490A	2,4	2.8-4.4	0.04	1 nA	8 nA	110	800	2	4	84	1	80	16	0.2	0.07	-	-	4.8	-	-	-	-	3.28	over-the-top
AD8122A	2,4	4-38	0.22	45 nA	205 nA	10	125	0.5	1.2	126	0.2	11	160	0.68	0.48	-	-	8.8	-	-	-	-	3.33	
LT1013 ¹	2,4	3.4-4.4	0.36	12 nA	20 nA	40	180	0.4	2	100	0.65	22	70	0.7	0.4	-	-	low	-	-	-	-	3.13	single-supply
OPAS77	1,2,4	4-38	0.79	0.5 nA	1 nA	10	20	0.1	0.15	190	0.22	8	200	1	0.8	1	0.8	16	-	-	-	-	3.17	improved Q ₂ -Q ₇
TL2314A	1,2,4	4-44	3.6	0.7 μA	1.5 μA	175	500	1.7	-	85	0.5	10.5	1800	5.9	46	0.4	0.4	low	-	-	-	-	1.16	cross-coupled saw
LT1817 ¹	1	3-44	2.8	2 nA ⁸	20 nA ⁸	20	60	0.4	2	109	0.09	3.2	1200	7.2	2.5	5	4.2	-	-	-	-	-	3.07	an "RRD LT1007"
AD8676	1,2	3-38	2.5	0.5 nA	3 nA	10	75	0.2	0.8	114	0.1	2.8	300	10	2.5	-	-	-	-	-	-	-	2.32	0.8 ppm dist. class=76
QPA3209	1,2,4	4.6-40	2.2	1 nA	4.5 nA	36	180	1	3	120	0.12	2.2	600	18	8.4	2.1	4	-	-	-	-	-	4.04	0.26 ppm dist. SOT23
LT1507 ¹	1	4-44	2.7	10 nA	35 nA	10	26	0.2	0.8	117	0.08	2.6	400	8	2.5	-	-	-	-	-	-	-	2.48	37 cecoms-8094Hz
ADAM204	1,2,4	3-38	2.2	40 nA	80 nA	40	125	0.7	1	110	0.16	1.8	3500	12	2.7	-	-	-	-	-	-	-	4.20	fam IV SOT23
LT1489	1	7-38	3.3	9 nA	10 nA	30	75	0.7	2	95	0.3	5	800	90	23	0.8	4	-	-	-	-	-	4.26	0.7 ppm dist.
AD8197	1,2	3-38	4.8	40 nA	210 nA	10	120	0.8	2.2	120	0.09	1.1	4300	10	18	2.0	12	-	-	-	-	-	3.71	1 ppm dist.
LT1528A ¹	1	8-44	7.4	25 nA	80 nA	10	40	0.2	0.8	108	0.04	0.85	4700	75	15	-	-	5	-	-	-	-	6.48	lowering than AD897
AVChobozar																								
LT6010A ¹	1,2,4	2.7-40	0.14	20	110	10	35	0.2	0.8	107	0.4	14	100	0.35	0.11	4.5	4	-	-	-	-	-	2.22	replace LT1012, WRRD
LT1012AC ^m	1	2.4-40	0.37	25	100	8	25	0.2	0.8	114	0.5	14	120	0.6	0.2	-	-	low	-	-	-	-	8.11	has overcomp pin
OP87E	1,2,4	4.6-40	0.40	30	100	10	25	0.2	0.8	114	0.5	14	120	0.9	0.2	-	-	low	-	-	-	-	5.52	dist=297, Q ₂ edge=97
AD708	2,4	4-38	0.8	50	200	30	100	0.2	1.6	108	0.5	16	80	0.8	1.6	-	-	2	-	-	-	-	4.26	AD704 quad
LT1884A	2,4	3.6-40	0.85	160	400	25	60	0.3	0.8	114	0.4	9.5	50	2	0.9	10	-	-	-	-	-	-	5.23	LT1882 slower, lower Is
AVChobozar																								
AD705	1	8-38	1.3	1	2	100	500	3	10	90	1	9	0.6	1.8	1	11	2.2	-	-	-	-	-	7.87	replace OP8111
QPA134PS	1	10-38	2.5	0.25	1	100	280	1	2	100	1.6	8	0.6	1.5	1.6	10	3	-	-	-	-	-	6.40	substrate pin
QPA140	1,2,4	4.6-40	1.8	0.5	10	30	120	0.25	1	120	0.25	5.1	0.8	11	20	0.9	10	-	-	-	-	-	3.75	0.8 ppm dist.
AD7110	1,2	3-38	2.5	15	25	100	280	2	5	88	2	16	10	4	20	1.0	8.8	-	-	-	-	-	3.19	AD7102 low-cost dual
LT1565C ¹	1	20-40	2.5	10	50	120	700	3	12	85	2	15	1.8	4.5	12	1.8	4	-	-	-	-	-	2.52	1007 dual, 1058 quad
ADAM200	1,2,4	3-38	3	5	40	200	1700	2	-	80	1	16	10	12	2.7	-	-	8.8	-	-	-	-	1.48	rel. yoban, AD7111 subar
QPA192	1,2,4	4.6-40	1	5	20	5	25	0.2	0.5	120	1.3	5.5	1.5	10	20	0.9	0.8	-	-	-	-	-	3.87	CMOS, 8-27 mV
QPA134	1,2,4	3-38	4	5	100	500	2000	2	-	88	-	3	3	8	20	1	1	-	-	-	-	-	1.80	0.8 ppm dist. rel. yoban
QPA1041	1,2,4	4.6-40	1.8	2	20	100	2800	-	-	120	-	5.1	0.6	20	11	-	8	-	-	-	-	-	2.76	0.8 ppm dist. family
AD8620A	1,2	10-27	2.5	3	10	85	280	0.5	1	90	1.5	5	5	25	60	0.6	15	-	-	-	-	-	11.88	caution, 8-2V max
QPA197	1	8-40	4.8	15	50	75	180	1.5	-	104	0.25	2.8	2.2	22	28	0.65	9	-	-	-	-	-	9.00	cheaper than 607
QPA237B	1	10-38	7	1	5	40	100	0.4	0.8	126	0.6	4.5	1.8	16	55	0.65	7	-	-	-	-	-	30.00	AD44827B 2nd-source
QPA137B	1	10-38	7	1	5	40	100	0.4	0.8	126	0.6	4.5	1.8	16	55	0.65	7	-	-	-	-	-	30.00	AD44827B 2nd-source
ADAM204	1	10-38	0.8	75 nA	0.1	160	280	2	5	90	4	35	0.5	1	3	5	1	-	-	-	-	-	25.00	4-80 nA, TO-99 pkg
QPA159B	1	10-38	1.2	30 nA ²	0.1	500	2000	3	10	80	4	17	0.1	1	2.5	-	2	-	-	-	-	-	12.00	lowering for HV part
AVChobozar																								
LT61160	1	4.8-32	0.8 ⁸	10	100	0.5	10	0.01	0.25	110	1.5	high	17.0	2.5	3	-	0	-	-	-	-	-	5.00	only -HV AZ w/mt. caps
ADAM206	1	4.6-33	0.85	45	90	0.5	4.5	-	0.25	190	1.2	8.6	100	1.5	1.5	4	9	-	-	-	-	-	60.0	noise spec
QPA2188	1,2,4	4-40	0.42	180	550	5	25	0.03	0.25	190	0.25	5.6	750	2	0.5	27	3.5	-	-	-	-	-	new	

Table 5.5 "Seven" precision op-amps (page 2: low voltage)

Table 5.5 "Seven" precision op-amps (page 2: low voltage)																							
Part #	$\frac{I_{OP}}{I_{SC}}$	Supply ² Range	Input Current @25°C			Offset Voltage			Noise ³			GBW	Slew	A _{OL}	CMRR	PSRR	Swing to Supply	I _Q	I _{OP}	I _{SC}	Cost Qty 25 (\$US)	Comments	
			I _B	I _{OS}	I _{OS}	V _{OS}	V _{OS}	V _{OS}	V _{1k}	V _{10k}	A _V												
																							(nA)
LMC6000																							
LM78003	1.2, 4	1.8-18	0.501	40	140	176	800	2	6	73	3	305	12	0.003	0.501	slow	-	-	-	-	-	1.60	SOT-23, 800A dual
EL78178	1	2.4-6	0.566	0.6nA	2-A	25	100	0.7	-	90	1.6	28	160	0.4	0.13	-	-	-	-	-	-	3.30	SOT-23, charge pump
LMPT771	1.2	1.8-6	2.2	1.8nA	30nA	6	800	0.6	4.8	101	0.58	2.9	100	33	2.4	-	-	-	-	-	-	1.98	SOT-23, 9-4VHz
LM78220	1.2, 4	2-13	0.8	16nA	160-A	70	360	1.6	6	86	0.6	10	800	80	20	0.3	-	-	-	-	-	1.76	SOT-23
LM78230	1.2, 4	3-13.6	3.3	6-A	10μA	100	500	0.6	3	96	0.9	1.1	2400	216	70	0.36	-	-	-	-	-	2.72	-10-decamps, 1.00-Hz
LMC6001																							
OP4688	1	3-13	14	2	20	260	1600	2	12	80	-	7	1.3	230	230	0.50	-	-	-	-	-	6.60	687 for 1.00-Hz G=3
LMC6002																							
LMPT233A	1.2, 4	1.8-6	0.01	0.02	1	10	160	0.3	0.76	81	2.3	60	0.10	0.13	0.08	slow	-	-	-	-	-	3.30	31 single, 34 quad
TS6011A	1.2	1.8-6	0.01	1	10	-	800	2	-	81	-	105	-	0.13	0.04	-	-	-	-	-	-	0.80	812 dual
AC8803	1.2, 4	1.8-6	0.04	0.2	1	12	60	1	4.8	86	2.3	26	80	0.4	0.1	23	-	-	-	-	-	1.30	SOT-23, 1mA
LTC6007B	2, 4	2.7-8	0.566	0.2	1	7	36	0.2	0.7	96	1	18	0.25 ⁶	0.78	0.06	24	-	-	-	-	-	3.64	Yes degrades near 1% degrade 100pA to 1.8V
LTC6081	2, 4	2.7-8	0.33	0.2	1	7	70	0.2	0.8	93	1.3	13	0.5	3.6	1	6	-	-	-	-	-	4.76	degrade 100pA to 1.8V not 4.2, 4.237 decamp
MAX4238A	1	2.4-6	0.36	1	600	6	20	0.6	2	84	0.2	14	0.8	1.7	0.3	1	-	-	-	-	-	1.78	not 4.2, 4.237 decamp
LMC6482A	2, 4	3-18	0.6	0.02	4	110 ⁴	760	1	-	70	-	37	30	1.6	1.3	-	-	-	-	-	-	1.88	7101-SOT-23
OP4678	1.2, 4	2.2-7	0.78	0.2	10	6	36	0.26	1	78	0.8	7.6	0.25 ⁶	6.6	2	2	-	-	-	-	-	1.32	CMOS at 10V
OP4684	1.2	1.8-6	0.86	1	10	-	800	3	-	74	10	17	0.8	7	6	1.6	-	-	-	-	-	3.18	eng-cums, 200pm dist
TLC4651A	1.2	4-7	1	80	10	40	-	-	-	80	1.6	12	0.8	4.7	2.6	2.2	-	-	-	-	-	3.08	0.3s self-test at 100V
OP4643	1.2, 4	3.6-13	1.1	1	10	1600	7000	8	-	66	11	30	2.8	7	10	1.6	-	-	-	-	-	1.08	jellybean
LMPT771B	1.2	1.8-6	1.16	0.06	1	10	160	1	4	86	-	6.8	10	17	9.6	-	-	-	-	-	-	2.05	decamps, G=10
LMPT7717	1.2	1.8-6	1.16	0.06	1	10	160	1	4	86	-	6.2	10	88	28	-	-	-	-	-	-	3.18	decamps, G=10
AC8802	1.2, 4	2.7-8	0.86	0.2	1	400	2000	0.3	6	88	1.6	8	80	10	6	1	-	-	-	-	-	1.98	0.6pm dist
AD6618	1.2, 4	2.7-8	1.7	0.2	1	23	601	1.6	7	80	2.4	7	80	24	12	0.6	-	-	-	-	-	1.62	jellybean, 11.6 SOT-23
OP4690	1.2, 4	2.6-7	6.2	0.6	10	160	800	4	-	74	-	7	4	38	32	0.6	-	-	-	-	-	1.87	jellybean, 11.6 SOT-23
OP4692	1.2	2.7-7	7.8	3	60	4	36	0.03	0.1	100	3	6.8	10	90	80	2	-	-	-	-	-	6.38	trans mp, V _{BE} -to-zero
LMC6021A	1	5-18	0.46	10nA	250A	-	360	2.6	10	83	-	22	0.13	1.3	1.6	-	-	-	-	-	-	12.19	trans mp, V _{BE} -to-zero
LMPT721	1	1.8-6	1.3	3.14 ⁵	200A	26	160	1.8	4	83	-	7	10	17	10	-	-	-	-	-	-	11.88	very low ϵ_p for 200A
LMC6003																							
MAX98917	1	1.8-6	0.08	10	140	0.8	10	0.01	0.12	116	0.42	42	100	1.6	0.7	-	-	-	-	-	-	1.60	charge pump
AC8804	1.2	3-18	1	1.6	40	3	9	0.01	0.08	118	1.2	80	noisy	1.35	2.6	3	-	-	-	-	-	3.31	auto-zero, SOT-23
LTC6500H	1	2.7-11	0.8	7	60	0.6	3	-	0.03	120	1.6	-	-	3	3	-	-	-	-	-	-	2.19	replaces LTC1060
AD6681	1.2, 4	2.7-8	0.7	10	60	1	6	0.01	0.04	120	1	42	32	1.6	0.4	60	-	-	-	-	-	2.34	replaces LTC1060
OP4695	1.2	2.7-13	0.6	100	200	1	6	0.01	0.06	116	2.6	185	40	1.6	1.6	-	-	-	-	-	-	3.36	auto-zero, 'chopper'
Notes: (a) ballface (and case number) in a package for the part number listed. (b) 0.01Hz-10Hz or 0.1Hz-10Hz. (c) calculated. (d) usually to GND. (e) for V _{BE} +1.6V < V _{CM} < 100-0.7V. (f) LTC suggests LT1627. (g) LTC suggests LT1627/0.02C. (h) at 1kHz or 10kHz (A), above the 10% corner, except 10Hz for chopper op-amps. (i) LT1627 chopper. (j) dual & quad have degraded 1% and V _{OS} 18013-decamps. (k) values in parentheses (this table) should not be relied upon; measured values often are as much as 60-100% larger; see clauses on i-Chapter 8. (l) parameter. (m) can be reduced to 200A. (n) typical. (o) this is meant to show. (p) the (hard-to-get) A-vals on has V _{CM} =800V typ, 160.5V max. (q) special pinout for guard electrode pin.																							

Notes: (a) bottleneck codes number in a package for the particular label; (b) 0.01 Hz or 0.01 Hz; (c) calculated; (d) usually to 0.01 Hz; (e) for $V_{BE} + V_{CE} = 100 - 0.7V$, (f) LTC suggests 174921, (g) LTC suggests 174921, (h) LTC suggests 174921, (i) at 15 Hz or 104 Hz, (j) a 10 Hz for the power op-amps, (k) LTC suggests 174921, (l) due to class have degraded and Vce 10 Hz, (m) value in parentheses (10 Hz) is measured value, often are as much as 60-100 Hz larger, see clauses in Chapter 8, (n) parameter, (o) can be reduced to 200 Hz, (p) total, (q) the (10 Hz) or 10 Hz, (r) are on has $V_{BE} = 0.7V$, 100 Hz max, (s) used all product guard, (t) special circuit for guard + 10 Hz.

Bu effekt temperatura ko'tarilganida va katta differensial signal berilganda kuchayar ekan, ba'zi datasheetlarda shu o'zgarishning tipik qiymati keltiriladi: V_{OS} kuchlanishi 3000 soatda 5 mVga, 125°C temperaturada ishlaganida kirish kuchlanishi 2 Vga o'zgarar ekan. Gate zonasiga fosfor kiritib bu natriy ionlik kasallikni engillashtirish mumkin. Misol uchun, Texas Instruments o'zining "LinCMOS" seriyali op-amplarlarda MOSFETlar gateini fosfor bilan boyitilgan polikristalik kremniydan yaratgan (TLC270- seriya) va komparatorlarida ham (TLC339 va TLC370- seriyalarda) shuni ishlatgan. Bu mashhur va arzon komponentlar turli korpuslarda ishlab chiqariladi va yaxshi tezlik/quvvat parametrlariga ega, siljish kuchlanishining vaqt davomida o'zgarishi (differensial kirishida bir volt bo'lganida siljitish kuchlanishining 50 μ V ga o'zgarishini kuzatish mumkin).

Ba'zi bir op-amplar $\pm 3V$ dan $\pm 5V$ manba kuchlanishlarida yaxshi ishlaydi, kattaroq kuchlanishlarda ishlash kerak bo'lsa, ulardan voz kechishga shoshilmang, ular kattaroq manba kuchlanishlari bilan ham yaxshi ishlashi mumkin. Ammo ehtiyot bo'ling, bu op-amplarning sinfaz signallar ko'lamini hamda chiqish kuchlanishining o'zgarish ko'lamini tekshirib ko'rishingiz kerak bo'ladi. Misol uchun, 44 Vli LT1490ga o'xshash op-amplar 3 V manba kuchlanishi bilan ham ishlaydi va kirish – chiqish kuchlanishlari rail-rail o'zgarishi mumkin, boshqa yaxshi 44 Vli LTS op-amp, kam shovqinli LT1007 (4 Vdan kichik manba bilan ham ishlaydi) op-amplarning kirish va chiqish kuchlanishlarining o'zgarish ko'lamini manba kuchlanishlariga 2 Vdan yaqin kela olmaydi - $\pm 2 V$ ishlaganida deyarli foydasiz bo'ladi. Aniqroq qilib aytganda, bu op-amplarni kichik manba kuchlanishli deb bo'lmaydi. Bu masala mazmunini tushunib olish uchun jadvalning "swing to supply" ustunini ko'rib chiqishingiz kerak; LT1490da to'rt sinovning barchasi mavjud bo'lganida LT1007da bittasi ham yo'q.

5.10.4 Bir qutbli manba bilan ishlash

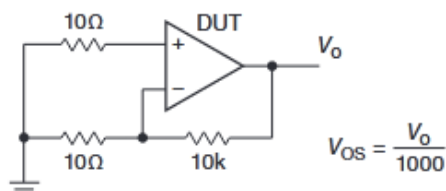
Sizga kichik manba kuchlanishlari bilan ishlash kerak bo'lganida, bir qutbli manba bilan ishlashni istab qolarsiz. Bir qutbli manba bilan ishlaydigan op-amplarda kirish va chiqish kuchlanishlari kam deganda manfiy manba (ya'ni yer) kuchlanishi qiymatigacha tushish imkoni bo'ladi. Boshqa katta bir guruh op-amplarning chiqish kuchlanishi musbat manba kuchlanishi qiymatigacha o'zgarishi mumkin, ularning datasheetlarining birinchi betida rail-to-rail outputs deb da'vosi yozib qo'yilgan. Ammo ehtiyot bo'ling, ularning chiqish kuchlanishi manba kuchlanishiga yaqin kelganida op-ampning to'g'ri ishlashi buziladi. Ba'zi op-amplarda manfiy manba tomon rezistor ulasangiz nolga teng siljitish kuchlanishi va manba kuchlanishiga yaqin bo'lgan kirish va chiqish kuchlanishlar ko'lamida ishlashi mumkin³³. Biz jadvalda keltirgan yettita yuqori voltli op-amplar bir qutbli manba bilan ishlashi ko'rsatilgan; ulardan, misol, LT1013 yaxshi ishlaydi. Ulardan ikkitasi rail-to-rail input-output yoki RRIO rejimda ishlashi mumkin. Yuksalish tezligi ko'rsatgichi katta bo'lgan TLE2141 (tezkor, ammo siljitish toklari katta), kam shovqinli LT1677 (siljitish toki juda kichik, ammo tezkorligi va yuksalish tezligi kichik) op-amplar qiziqishga loyiq desa bo'ladi. Ularning barchasi, ammo kichik manba kuchlanishlari bilan ishlaydigan op-amplarning ikkitasi, bir qutbli manba bilan ishlash imkoniga ega. Quvvat manbasidan kam, 10 – 60 μ A tok oladigan pretsezion op-amplar ham bor, ammo ularning bu afzalligi boshqa parametrlari bo'yicha sizning tanlovingizni cheklaydi. Ularning ichida tabarruk bo'lgan 0.85 μ A (va 1.8 V) LT6003 op-ampi ham bor. Op-amplarning JFET turlaridan birida kichik quvvatli namunalarning o'zi yo'q. Shunday bo'lsa ham ularning ichidan kam shovqinli va kichik siljitish tokli namunasini tanlab olishingiz mumkin.

5.10.5 Siljitish kuchlanishi

Pretsezion kuchaytirgichlar bilan asosan bog'liq bo'lgan yagona parametr balki kirish kuchlanishining xatoligi bo'lsa kerak. Kichik siljitish kuchlanishlarini o'lchash va uning ta'sir effektini

³³ Ko'p op-amplar shunday rejimda ishlay oladi, ammo bu to'g'risida datasheetlarida hech narsa yozilmaydi. Bu op-amplarning musbat kuchlanishlar bilan ishlaydigan tranzistorlari va drayverlar manbaning manfiy kuchlanishigacha ishlab, chiqishga tok bermaydi. Ba'zilariga manfiy yo'nalishdagi minimal tok kerak bo'ladi, misol uchun ORA364da 0.5 mA

kuchaytirish uchun op-amp ishlatilgan sxemasi 5.36-rasmda keltirilgan. Jadvalga kiritilishi kerak bo'lgan eng muhim parametrlardan biri siljitish kuchlanishi bo'ldi; siljitish kuchlanishining maksimal qiymati 250 μV dan yuqori bo'lgan kam sonli op-amlar jadvalga kiritildi. Siljitish kuchlanishi < 10 μV tipik qiymatga ega bo'lgan op-amlar juda ko'p, "tipik" degani, siz pretsezion op-amlar ishlab chiqarilishida bo'lsangiz, ishonarli degani emas. JFET va CMOS kirishli kaskadlarga nisbatan bipolar kirishli kaskadlar, jadvalda ko'rsatilganidek, afzalliklarga ega, ammo ularning kasalligi katta-roq siljitish toklari bilan bog'liq. "Superbetta" tranzistorli op-amlar bundan mustasno, ayniqsa, yuqori temperaturalarda (5.38-rasmni ko'ring), ammo bu op-amlarning barchasida kirish va chiqish kuchlanishlari manba kuchlanishlariga yetib ishlaymaydi.



5.36-rasm. Siljitish kuchlanishini o'lchash sxemasi. Kuchaytirgichning $\times 1000$ ga teng kuchaytirish koefitsienti sinov ostidagi qurilmaning (DUT) millivoltlardan ham kichik bo'lgan siljitish kuchlanishlarini ham o'lchashga imkon beradi. Op-amp kirishlariga o'rnatilgan kichik qarshilikli (10 Ω) rezistorlar tufayli kirish tokining ta'siri juda kam. Sxema chiqishini kabel orqali uzatmoqchi bo'lsangiz, chiqishiga 200 Ω lik rezistor qo'shing.

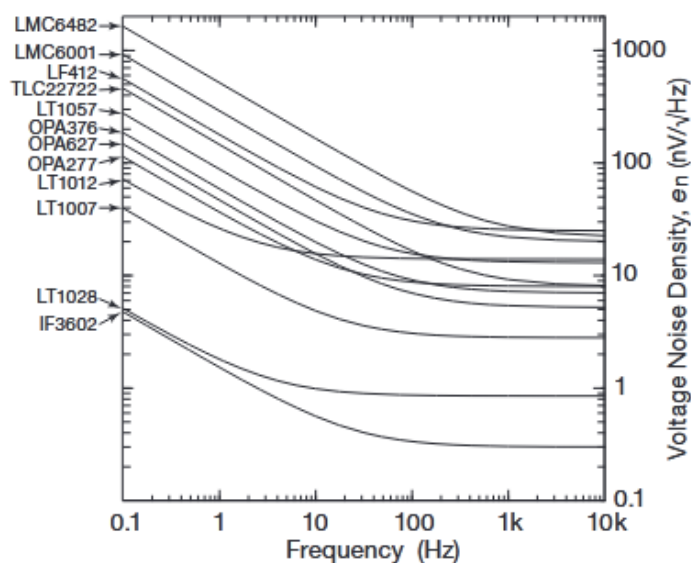
Kitobning ikkinchi nashri chiqqanidan beri juda ko'p kichik siljitish kuchlanishli op-amlar, ayniqsa, JFET kategoriyasidagilar, yo'q bo'lib ketdi. Bozorda ularning narxi juda katta bo'lib ketib, kichik kuchlanishlarda ishlaydigan, chooper va auto-zero op-amlar bilan raqobat qila olmadi. Oxirgilarning bir necha namunalarini jadvalga kiritilgan, ammo ularning o'zi alohida jadvalga ja'mlangan (5.6-jadval). Sizning sxemangiz uchun ular yaxshiroq bo'lib ko'ringan bo'lsa, shu jadvalni ko'rib chiqishingiz mumkin. Ularda ham o'ziga xos bo'lgan, tok shovqini kabi, muammoli tomonlari bor, buni §5.11da ko'rib chiqamiz. Ba'zi bir op-amlarda kirishidagi sinfaz kuchlanish o'zgarishi bilan siljitish kuchlanishi ham o'zgarishi jiddiy muammo bo'lib, ayniqsa, RRIO op-amlarda o'zini ko'rsatadi (5.29-rasmni ko'ring), ular jadvalga kiritilmagan. Op-ampni birinchi bor tanlashda shu jadvalga murojat qilish juda muhim, chunki jadval datasheetlari yaxshi tahlil qilingan komponentlardan tuzilgan. Misol uchun, ORA364 va MAX9617larda ichki zaryad pompasi ishlatilib, undan kirish kaskadlari manba oladi va shu bilan muammo to'liq hal qilingan. Siljitish kuchlanishining temperatura o'zgarishlari ta'sirida dreyf bo'lishi o'lchashlar stabiligini ta'minlashda juda muhim parametr bo'ladi. Bu parametr ishlab chiqarishda sinash jarayonida o'lchanmaydi. Maksimal dreyf ko'rsatgichi ishonarli bo'lmasligi mumkin, shu sababli ishlab chiqaruvchilarning ba'zilar bu parametрни spetsifikatsiyalarda keltirmaydi. Siljitish kuchlanishining vaqt davomida dreyf bo'lishi pretsezion op-amlar datasheetlarida odatda 300 – 400 nV/month birligida keltiriladi; LT1007 kabi mukammal op-amlar uchun bu ko'rsatgich 200 nV/month, chooper stabilizatsiya op-amlar uchun bu ko'rsatgich 50 nV/month³⁴ bo'lishi ko'rsatilgan. Bu ko'rsatgich o'rganilmagan qo'riq bo'lib qolmoqda, ba'zi mutaxassislar vaqt davomida dreyf kamayadi deb ham uqtirmoqdalar, boshqalari bo'lsa bu hodisani siyrak qadamli yo'l bosishdek bilib bu ko'rsatgichning o'lchov birligi $nV/\sqrt{\text{month}}$ bo'lishi kerak deb taklif kiritmoqdalar.

5.10.6 Kuchlanish shovqini

Kirish kuchlanishlari ko'lamidagi siljitish kuchlanishining o'zgarishlari kuchlanish shovqini bo'lib uni signaldan ajratib bo'lmaydi. Bu kuchlanish shovqinlarini "shovqinning spektral zichligi"

³⁴ Bu ko'rsatgichni ancha yaxshi qilish imkoni bor, misol uchun Bob Peasy LMP2011 uchun o'lchagan qiymati 6 nV/month bo'ldi. 8.3-jadval va 8.60, 8.61 va 8.110-rasmlarni ko'ring. Solishtirish uchun InterFet ishlab chiqargan, geometriyasi katta IF3602 dual JFETop-amp keltirilgan.

$e_n(f)$ funksiyasi ko‘rinishida tasavvur qilish samarali hisoblanadi va sizga f chastotada markazlashgan 1Hz ko‘lamdagi shovqin kuchlanishining rms qiymatini ko‘rsatadi (§8.2.1ni ko‘ring). 5.37-rasm-da jadvalda keltirilgan ba’zi bir op-amplarning kirish kuchlanishi shovqin zichligining chastotaga bog‘liqligini ko‘rsatuvchi ideallashtirilgan grafiklari keltirilgan. Ko‘p op-amplar uchun $e_n(f)$ funksiyasi, uning “ $1/f$ burchak chastotasi” yuqorisida yassi tekis ko‘rinishda bo‘ladi, shu burchak chastotasidan quyi chastotalarda e_n kuchlanishi $1/\sqrt{f}$ tezlikda o‘sadi. (Auto-zero va “chooper-stabilizatsiyalangan” op-amplar ko‘rsatilmagan. Auto-zero jarayoni past chastotali “shovqinlarni”to‘liq olib tashlashi tufayli bu op-amplarda shovqin tabiati boshqacha bo‘ladi, e_n kuchlanishi grafigi past chastotalarda yassi bo‘ladi. Buni qisqacha §5.11da ko‘rib chiqamiz). 5.5-jadvalda kuchlanish shovqini ustuni e_n kuchlanishini odatdagi 1 kHz chastotasidagi qiymatida keltirilgan, ko‘p op-amplar uchun bu $1/f$ burchak chastotasidan yuqorida yassi xarakteristika uchun qulay bo‘ladi; e_n kuchlanishi $0.85 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ dan katta tokli LT1028da $325 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ gacha kam tokli LT6003da bo‘lishi mumkin. Quyida va 8-bobda biz shovqin to‘g‘risida batafsil ma’lumot beramiz, ammo hozir keling kuchlanish shovqini zichligining $e_n (\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}})$ o‘lchash birligida keltirilgan) *integral* umumiy shovqin kuchlanishiga V_n (nV yoki μV o‘lchash birligida berilgan; va rms yoki peak-to-peak birliklarida keltiriladigan) ma’lum chastota ko‘lamida bo‘lgan nisbatini ko‘rib chiqishdan boshlaylik. Xarakteristikaning yassi qismida (ya’ni oq shovqin) e_n kuchlanishining $1/f$ burchak chastotasi yuqorisida integrallangan shovqin kuchlanishi oson $V_n = e_n \sqrt{BW}$ bilan ifodalanadi.



5.37-rasm. Tanlangan op-amplar uchun keltirilgan shovqin kuchlanishi zichligining e_n chastotaga bog‘liqlik xarakteristikalaridan $1/f$ burchak chastotasidan quyidagi chastotalarda shovqin quvvati oshib borishini ko‘rish mumkin. 1 kHz chastotada spektral xarakteristikasi yaxshi bo‘lgan ba’zi op-amplarning bu ko‘rsatgichi 0.1 kHz chastotada unchalik yaxshi bo‘lib ko‘rinmaydi. 5.54-rasmida bu shovqinning chastota bo‘yicha integrallangan natijasida olingan, v_n shovqin kuchlanishi xarakteristikalari keltirilgan.

Chastota ko‘lami 1 – 10 kHz va undan yuqori bo‘lgan sxemalarda shovqin kuchlanishi V_n katta chastotalarda shovqin zichligi hisobiga asosiy bo‘ladi. Ko‘p op-amp datasheetlarida e_n qiymati 1 kHz chastota uchun keltiriladi, ammo boshqalarida 10 kHz, 100 kHz va hatto 1 MHz uchun ham keltirilgan; ular e_n ko‘rsatgichining chastotaga bog‘liqligini ko‘rsatadigan grafiklarni ham keltirishadi. Integral shovqin kuchlanishida e_n chastota ko‘laminin yuqori chastotalar qismida dominanta bo‘lgani sababli bu kattalikni (yoki ko‘z qorachig‘i bilan chastota bo‘yicha o‘rtacha deb topilgan qiymatini) formulada ishlatishda xushyor bo‘ling. Transimpedance kuchaytirgichlarida yuqori chastotalardagi e_n

qiymatini ishlatish muhim, ular katta chastotalarda " $e_n \omega C$ " tok shovqini kasalligi bilan og'riydi ($i_n = e_n 2\pi f C_{in}$).

A. "1/f" shovqini 1/f shovqini to'g'risida kengroq va batafsil 8-bobda suhbatlashamiz (unda 1/f shovqin burchagi va boshqa ko'rsatgichlar to'g'risida gaplashamiz, ammo bu yerda biz "5.37-rasmda keltirilgan, qo'rqinchli bo'lib ko'ringan, shovqin zichligi grafiklari mening sxemamga qanday ta'sir ko'rsatadi?" degan amaliy savol bilan shug'ullanamiz. e_n shovqin zichligi haqiqatan ham past chastotalarda katta bo'ladi, ammo bu shovqin zichligi kichik chastota ko'lamiga ko'paytiriladi. Boshqacha qilib aytganda, umumiy shovqin kuchlanishi (e_n shovqin zichligiga qarshi qo'yilganida) tarkibida op-amp kiritadigan ulushi e_n va sxemaning chastota ko'lamini bo'ladi. Aniqroq ifodalash uchun o'rtacha kvadratik shovqin kuchlanishini aniqlash uchun e_n^2 ning chastota ko'lamini bo'yicha integrali olinadi:

$$v_n^2 = \int_{f_a}^{f_b} e_n^2(f) df,$$

bunda $e_n(f)$ shovqinning spektral zichligi bo'ladi (datasheetlarda odatda keltiriladi) va chastota ko'lamini (yoki bizni qiziqitirgan chastotalar ko'lamini) f_a dan f_b gacha olingan. Shunda shovqinning rms qiymati e_n^2 dan ildiz osti qiymatiga teng bo'ladi. 1/f shovqinning vayron qiluvchi xususiyatini yuqorida keltirilgan tenglamani integrallab, (auto-zero op-amplari kontekstida) integrallangan shovqin – chastota grafiklarida ko'rsatamiz (5.54-rasm). Chastota ko'lamini katta bo'lsa shovqin ham ko'p bo'ladi, shu sabab barcha grafiklar katta chastotalar tomonida $\sqrt{f}$ tezlikda o'sishini ko'rish mumkin. Op-amplar katta chastotalardagi e_n qiymatlari bilan tabaqalanadi; ularning 5.37-rasmdagi pozitsiyasini 5.54-rasmdagisi bilan solishtirish qiziq. Chastota ko'lamining quyi chetida universal op-amplardagi shovqin kuchlanishining sathlari tenglashgan, chunki ularning o'sib borgan 1/f shovqin zichligi toraygan chastota ko'lamini kompensatsiya qiladi³⁵, auto-zero kuchaytirgichida bo'lsa shovqin kuchlanishi kamayishini davom etadi. Ko'rsatilgan misolni o'rganish uchun keling 5.54-rasmdan foydalanaylik. LT1012 op-ampning e_n qiymati (1 kHz chastotada) $14nV/\sqrt{Hz}$ ga teng va burchak chastotasi 2.5 Hz³⁶. Agar uni pretsezion kuchaytirgichda ishlatib, misol uchun, 1 Hz chastotadan yuqorisini kesib tashlasa, ORA277dan ham kam shovqinli bo'ladi, oxirgining 1 kHz chastotadagi shovqin zichligi $8nV/\sqrt{Hz}$ dan kichik bo'lsa ham, uning shovqin burchagi 20 Hz (qora nuqtalar bilan belgilangan). Ammo juda kam shovqinli deb hisoblangan TLC2272 ning shovqin zichligi ORA277 $9nV/\sqrt{Hz}$ bo'lsa ham, uning shovqin burchagi ancha katta 330 Hz bo'lgani³⁷ ORA277ga bo'lgan hurmatimizni yana tiklaydi. Integrallangan shovqin grafiklari juda foydali, ammo op-amplarni baholash uchun jadvalda keltirilgan yagona raqam foydaliroq bo'lar edi. Jadvalda keltirilgan " V_{npp} " parametri shovqin kuchlanishining 0.1 – 10 Hz ko'lamidagi peak-peak qiymatini ko'rsatadi. Ular, 5.54-rasmdagi grafiklarning yassi qismiga to'g'ri kelgan op-ampning "dc shovqin" qiymatini ko'rsatadi. Bu qiymatlarning ko'lamini $11 \mu V_{pp}$, (ammo LMC6482 uchun bu ko'rsatgichlar keltirilmagani sababli raqobatli musobaqadan chiqib ketdi). LT1028 o'zining $35nV_{pp}$ ko'rsatgichi bilan g'olib chiqdi, ammo LMP7731 op-ampi $80nV_{pp}$ ko'rsatgichi, RRIO rejimda ishlash imkonini va SOT-23 korpusi bilan ajralib turadi. ADA4075 o'zining 1 mV siljitish kuchlanishi bilan pretsezion op-amplar jadvaliga nomzod bo'la olmaydi, ammo uning $60nV_{pp}$ shovqin kuchlanishi o'ziga jalb qilib turadi. 1/f shovqini bilan kasallangan op-amplarning (ya'ni auto-zero turidan boshqa barchasi) V_{npp} spektri

³⁵ Unchalik emas: agar shovqin quvvatining zichligi 1/f tezlikda o'sishini davom etadigan bo'lsa, nol chastotada (dc) integral yoyilib ketadi. 5.54-rasmda chastotalarning quyi chegarasi 0.01 Hz qilib o'rnatilgan.

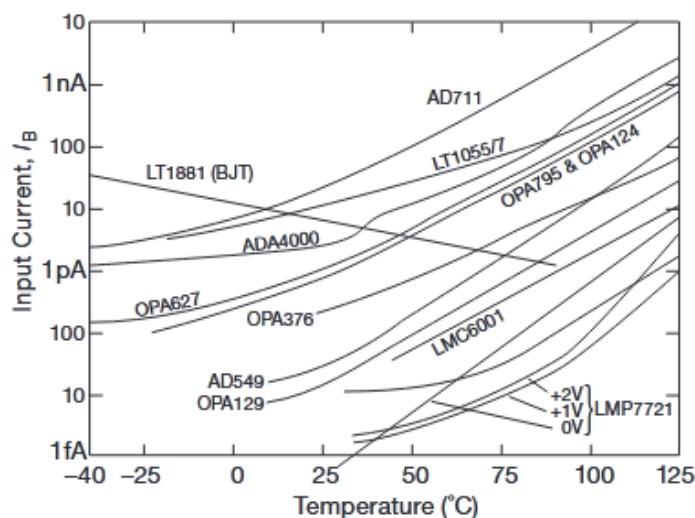
³⁶ Burchak chastotasi qanday o'rnatiladi? §8.13.4 dagi bahsni ko'ring.

³⁷ LT1012 va ORA277 bipolar tranzistorli, TLC2272 CMOSli op-amp bo'ladi. 2272ning maksimal siljitish toki 60 rA, 277ning 1 nA dan ancha yaxshi, ammo 1012ning 100 rA tokidan yaxshi emas (bu qiziq 1/f shovqin faktoidi bo'ladi). 1/f burchagi bir necha o'n dekalarga yuqori bo'lganida oq shovqinning spektrga qo'shadigan ulushini hisobga olmasa ham bo'ladi. V_{npp} parametri op-ampdagi uzoq muddatli dreyf to'g'risida dalolat beruvchi birinchi xabar bo'ladi.

quyi chegarasi odatda 0.1 Hz bo'ladi. Chastota spektrining boshlang'ich chastotasi pastroq bo'lishini istasangiz (aytaylik, keltirilgan xarakteristikalarda ishlatiladigan 0.01 Hz), past chastotali shovqin kuchlanishini sizga kerak bo'lgan qo'shimcha past chastotali dekadalar sonining kvadrat ildizidagi songa ko'paytiring.

5.10.7 Siljitish toki.

Op-amp kirishini siljituvchi toklar ko'lami femtoamperdan mikroampergacha bo'ladi (o'n darajasi to'qqiz barobarga farqlanishi mumkin!). Bir xil sxemalar uchun bu parametrlar op-amplarni ishlatilishini to'liq inkor qiladi. Kirish toklarining tipik qiymatlari juda kichik bo'lgan op-amplarda siljitish toklarining spektri juda katta bo'ladi; buning sababi 10 rA dan kichik bo'lgan tok qiymatlarini avtomatik sinov jarayonida o'lchash qiyin va qimmat bo'lganida. Misol uchun, \$1.88 arzon LMC6482 CMOS op-amp siljitish tokining "tipik" qiymati 20 fA, ammo datasheetda ko'rsatilgan maksimal qiymati 4 rA – bu 200 barobar yomon³⁸. Lekin \$10 to'lashga rozi bo'lsangiz maksimal siljitish toki 20 fA bo'lgan LMP7721ni olishingiz mumkin. Avval aytganimizdek (va yana qaytarimiz) JFET va CMOS op-amplarning "siljitish" toki ixroj toki bo'ladi va temperatura ko'tarilganida eksponensial darajada oshadi; 5.38-rasmni ko'ring. Buni yomon xabar desa bo'ladi. Yaxshi xabar (bu to'g'risida ham avval gapirgan edik) shuki JFETga o'xshash kirish toklari kichik, ammo o'zi bipolar tranzistorli bo'lgan (LT1012 va AD706) op-amplarni bor bo'lib, ular katta temperaturalarda ham qoniqarli ishlaydigan, siljitish kuchlanishi yaxshi va dreyfi kam op-amplarni ro'yxatiga kiradi, 5.6-rasmni ko'ring.



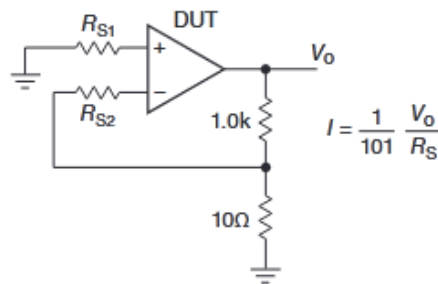
5.38-rasm. 5.5-jadvalda keltirilgan op-amplarning kirish tokining temperaturaga bog'liqligi xarakteristikalari datasheetlardan olingan. 5.6 va 3.48-rasmlarni ham ko'ring.

Kirish toki kichik bo'lgan op-ampning siljitish kuchlanishi va siljitish kuchlanishining dreyfi kattaroq bo'ladi, ular odatda shovqinliroq bo'ladilar. OPA627 va ADA 4627 JFET op-amplarni bundan mustasno, ular bizga yaxshi xizmat ko'rsatmoqda, ammo qimmat. Baxtimizga, yangi JFET OPA827ning shovqinlari kam va narx ko'rsatgichi bo'yicha ham qoniqarli. AD743 op-ampni 1 mV siljitish kuchlanishi sababli jadvalga kiritilmagan, shovqin spektri $2.9\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. CMOS op-amplarning ichida (ular kichik kuchlanishlarda ishlaydi) biz topgan LMP7715 eng yaxshi kam shovqinli raqib bo'lsa ham, $5.8\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, 1 rA siljitish toki va $7\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ shovqin spektrli AD8616 ga o'xshab, arzon bo'lgani tufayli yaxshi kompromis bo'lishi mumkin. Tezkor op-amplarning kirishini siljitish

³⁸ LMC6482 datasheetning 13 bandida: "Kafolatlangan chegaralar sinash qurilmasining o'lchash aniqligi bilan cheklangan, komponentning ishlash sifatlaridan emas. Haqiqiy ishchi xarakteristikasi tipik qiymatlarda o'z aksini topgan" deb yozilgan. Bu ahvolni yoritadi ammo mahsulot ishlab chiqaruvchi loyihachiga befoya bildirgi.

toklari odatda katta bo'ladi, tipik qiymatlari 200 nA dan 20 μ A gacha bo'ladi. Ularning siljitish kuchlanishlari ham katta bo'ladi, 0.5 mV dan yuqori bo'lgani sababli pretsezion jadvalga kiritilmagan, ammo tezkor op-amp lar kategoriyasi jadvaliga kiritilgan (5.4-jadval). TI ning tezkor OPA656 va kichik kuchlanishlarda ishlaydigan 657 JFET op-amp larining tipik siljitish toki 2 rA, yuksalish tezligi 290 V/ μ s va o'rnatilish vaqti 20 ns bo'lgani tufayli xaridorgir va ikki jadvalga ham kiritilgan. ORA380 90 KHz li op-amp bo'lib, tezkor transimpedance kuchaytirgichlar uchun mo'ljallangan, ko'rsatgichlari 50 rA va 25 μ V maksimal siljitish kuchlanishi. Bu komponent auto-zero sxemalarida ishlatilib, 25 μ V siljitish kuchlanishiga erishilgan, izolyasiyalangan filtr ortiqcha tok shovqinlarini yo'qotgan (5.41-rasm).

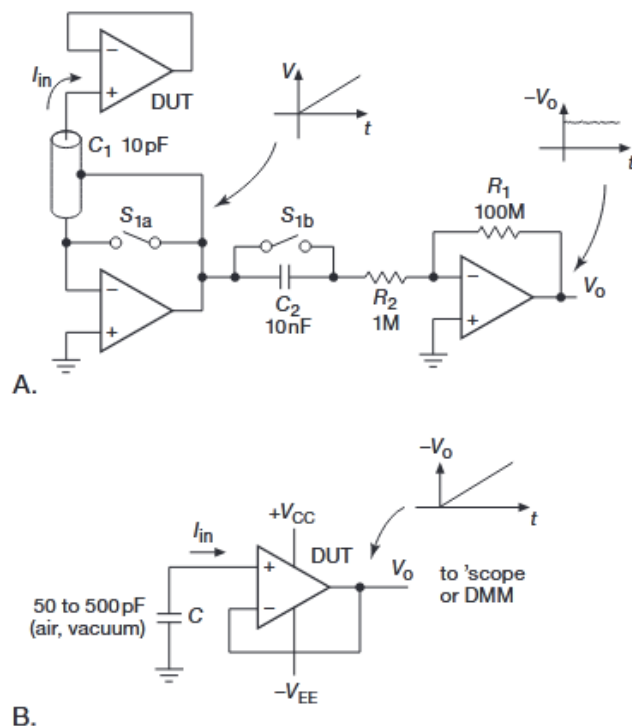
A. Siljitish tokini o'lchash. Qiymatlari nanoamper bilan o'lchanadigan kirish toklarini (yoki siljitish toklarini) o'lchash uchun 5.39-rasmda keltirilgan oddiy sxemani ishlatishingiz mumkin. Chindan ham kichik toklarni o'lchash uchun siz bir ustalik amalini bajarishingiz kerak: femtoamper (10^{-15} A) qiymatidagi tok gigaohm qarshilikda bor-yo'g'i mikrovolt kuchlanish tushuvi hosil qiladi! (siljitish kuchlanishi ancha katta bo'lgani sababli, uni siz ko'ra olmaysiz). Bu juda kichik toklarni integratorda (juda kichik kirish tokli op-amp da o'zingiz yig'gan) akkumulyasiya qilib, o'lchashingiz mumkin (sxemasi 5.40A-rasmda keltirilgan)³⁹. Bu yerda kalta ekranlangan kabel bo'lagi (teflon dielektriki bilan) integratorning feedback sig'imi C_1 vazifasini bajaradi (standart 50 Ω koaksial kabelning sig'imi aniq 1 pF/cm, N-ilovani ko'ring). Ramp kuchlanishini siz bevosita ko'rishingiz mumkin yoki fantaziya qilmoqchi bo'lsangiz, ko'rsatilganidek differensator qo'shishingiz mumkin.



5.39-rasm. Kirish toki (R_S rezistorlardan biri nolga o'rnatiladi) va kirishni siljitish tokini ($R_{S1} = R_{S2}$) o'lchash sxemasi. R_S rezistor qarshiligi qiymatini yetarli darajada katta olish kerak, undagi kuchlanish tushuvi bir necha o'n milliohm bo'lishi kerak, shunda siljitish kuchlanishi sababli hosil bo'lgan xatolikni hisobga olmasa bo'ladi. Sxema chiqishini kabelga ulamoqchi bo'lsangiz, ketma-ket 200 Ω lik rezistor ulang.

Biz uchun qulay osonroq usul - op-amp ni qaytargich sxemasida yig'ib, noinvertlovchi kirishi (+) bilan yer oralig'iga sig'imi kichik kondensator ulanadi (5.40B-rasm); op-amp ning kirish toki ramp kuchlanishini yaratadi va bu kuchlanish qaytargich chiqishida aniq qiymatida bo'ladi. Birinchidan biz kondensator izolyasiyasidagi slyuda va plyonkadagi xotira effekti bilan kurashdik va nihoyat havo izolyasiyali (o'zgaruvchan sig'imli) kondensatorda to'xtashga majbur bo'ldik, bu kondensatorlar radioda stansiyalarni tanlashda ishlatiladi. Kondensator sig'imini 365 pF qiymatiga o'rnatib, chiqishda olingan ramp kuchlanishi 0.20 mV/s tezlikda o'zgarishi, LMC6482 kirish 73 fA tokidan zaryadlangan kondensator sababli, kuzatildi. Bu sxemani siz, manba kuchlanishini uzib qo'yish bilan, "reset" qilishingiz mumkin. Qurilmani metall qutiga o'rnatib: op-amp ning bunday ochiq kirishi nihoyatda sezgir bo'ladi!

³⁹ National Semiconductor firmasining xodimlari Paul Grohe va Bob Pease tomonidan yaratilgan yaxshi usulga asoslangan. Paul Rakoning "Measuring Nanoamperes" maqolasini o'qing (EDN, 26 April 2007) va Peasening Electronic Design dagi ikki rffi: "What's All This Teflon Stuff, Anyhow?" (14 Feb 1991) va "What's All This Femtoampere Stuff, Anyhow?" (2 Sept 1993) o'qing. O'qishga qulay va tushunarli maqola versiyalarini <http://electronicdesign.com/test-amp-measurement/whats-all-teflon-stuff-anyhow-and/whats-all-femtoampere-stuff-anyhow> da o'qish mumkin.

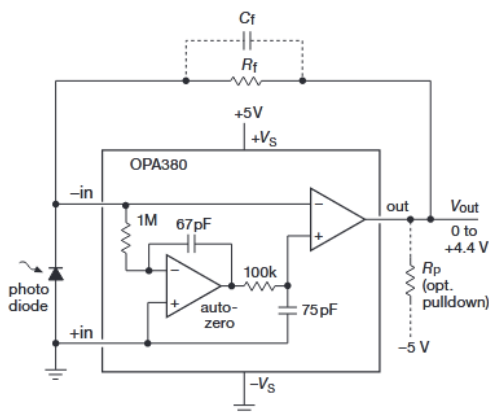


5.40-rasm. Pikoamperlar ko‘lamidagi toklarni o‘lchash uchun kirish toki integrallanadi (quyida). A. Alohida MOS- kirishli op-ampda yig‘ilgan integratorning kirishida femtoamper ko‘lamdagi o‘lchanadigan tok bo‘ladi (op-ampning kirishidagi siljitish toki) (misol uchun, LMP7721ning $I_B = 3\text{fA typ}, 20\text{ fA max}$). C_1 uchun elektromexanik kommutator ishlatish (MOS kommutator bo‘lmasin), misol uchun 5.3-rasmda keltirilgan SOTO 9202 seriyali kommutator. B. Osonroq yo‘l, op-ampning kirish toki bilan kichik sig‘imli kondensator zaryadlanadi, va sxema chiqishidagi ramp kuchlanishi $G = 1$ chiqishida kuzatiladi.

5.10.8 Tok shovqini.

Op-ampning kirish tokining shovqin zichligi i_n kuchaytirgich kirish terminallari ulangan signal manbai impedansi orqali oqib o‘tib, muvofiq ekvivalent shovqin kuchlanishi zichligini $i_n Z_S$ yaratadi; buning qiymati kuchaytirgich kirishidamavjud bo‘lgan e_n qiymatiga nisbatan arzimagan darajada kichik bo‘ladi. Bundan biz op-ampning “shovqin impedansi”ni belgilab olsak bo‘ladi, $Z_n \equiv e_n / i_n$, bunda biz tok shovqinini hisobga olmaslik shartini belgilab olamiz: signal manbaining impedansi shovqin impedansidan ancha kichik bo‘lishi kerak, ya‘ni $Z_S \ll Z_n$. Tipik i_n qiymatlari ko‘lami CMOS va JFET op-amplar uchun $0.1\text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$ dan $50\text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$ gacha va nisbatan katta kirish toklari bilan ishlaydigan kam shovqinli bipolyar op-amplarda $5\text{ rA}/\sqrt{\text{Hz}}$. Superbetta bipolyar tranzistorli LT1012da (kirish toklari kichik) tok shovqinlari yaxshiroq bo‘ladi $20\text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$. Ammo e‘tibor berib i_n shovqinlari katta bo‘lgan LT1028 kuchlanish shovqini bo‘yicha ham peshqadam, unga biz katta tok shovqini bilan jarima to‘laymiz. Uning shovqin impedansi $Z_n = 850\ \Omega$ bo‘lgani sababli, unda kichik kuchlanish shovqiniga erishish uchun biz odatdagidan ancha kichik bo‘lgan sxema qarshiligini ishlatishga majbur bo‘lamiz, aytaylik $300\ \Omega$. Aksincha, bipolyar bir qutbli manba bilan ishlaydigan LT1013ning shovqin impedansi $Z_n = 315\text{ k}\Omega$, qoniqarli katta qiymat. Ishlab chiqaruvchilar spetsifikatsiyalarda keltiradigan tok shovqini zichligi 1 kHz yoki 10 kHz chastotalar uchun keltiriladi, bu chastotalar tanlanganida tok shovqini $1/f$ burchak chastotasidan yuqorida bo‘lishi uchun olingan. Tok shovqinining $1/f$ burchak chastotasi kuchlanish shovqinining $1/f$ burchak chastotasidan odatda ancha katta chastotalar uchun keltiriladi. Misol uchun, ORA277ning kuchlanish shovqining burchak chastotasi 20 Hz , tok shovqining burchak chastotasi 200 Hz bo‘ladi; LT1007da muvofiq 2 Hz va 120 Hz . $1/f$ burchak chastotalarining farq qilishi past chastotalarda Z_n shovqin impedansi ham farq

qilishini bildiradi. Misol uchun, yana LT1028ga qaytsak, uning past chastotalardagi nisbatan katta bo'lgan tok shovqini Z_n shovqin impedansini 10 Hz chastotada 212Ω gacha tushiradi. Bu hol bizning sxema qoniqarli ishlashi uchun qarshiligi 100Ω yoki undan ham kichik bo'lishini talab qiladi. Katta chastotalarda tok shovqini, elektronlar oqimining statistik fluktuatsiyalari bilan belgilanadigan fundamental (va yo'q qilib bo'lmaydigan) *qisqa impulsli shovqinning* katta qismini tashkil qilishi mumkin (8.6-tenglama). Kirishni siljitish toki (yoki ixroji) I_B uchun uning quyi chegarasi $i_n = \sqrt{2qI_B}$; 10 nA siljitish toki uchun tok shovqini qiymati $i_n = 1.8 \text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$ bo'ladi (ana shu qiymatdan siz qulaylikcha I_B ning ildiz osti qiymatini shkala bo'yicha yuqori va quyi tomonlarga o'zgartirishingiz mumkin). Siljitish tokining tipik va maksimal qiymatlari keng ko'lamda o'zgarishi mumkin; shuning uchun ishlab ko'p chiqaruvchilar tipik siljitish toki qiymatlariga to'g'ri keladigan qisqa impulsli shovqinning hisoblangan qiymatlarini spetsifikatsiyalarda keltirishadi. Misol uchun, LT1013ning tipik shovqin toki $I_B = 12 \text{ nA}$, shu qiymatdan biz tok shovqini zichligini hisoblab aniqlashimiz mumkin $62 \text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$; ishlab chiqaruvchilar keltirgan qiymati $70 \text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$. Kirishi bipolyar tranzistorli, siljitish toklarini yo'q qilish sxemasi bor, op-amp'lar uchun muhim mustasno mavjud: ularda dc kirish toki ancha so'ndiriladi, ammo shovqin toklari kamaytirilmaydi. Misol uchun, LT1007da, uning juda kam shovqin kuchlanishi $e_n = 2.5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ bilan, spetsifikatsiyasida



5.41-rasm. OPA380 o'zining auto-zero'ga xos xususiyati bilan $4\mu\text{V}$ tipik siljitish kuchlanishiga erishishi mumkin, shunda uning tok shovqini 10 kHz chastotada $10 \text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$. Bu transimpedance kuchaytirgich sxemasi uchun ideal bo'lib, fotodiod signalining boshlang'ich kuchaytirgichi sifatida ishlatilgan.

keltirilgan siljitish tokining qiymati 10 nA, ana shu qiymatdan biz qisqa impulsli shovqin toki qiymatini hisob bilan aniqlagan qiymatimiz $56 \text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$ bo'ldi, ammo ishlab chiqaruvchilar keltiradigan qiymati $i_n = 400 \text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$. Bu etti barobar katta-ku! Nima bo'lmoqda? Kichik shovqin kuchlanishiga erishish uchun kirish kaskadidagi tranzistorlarni katta kollektor tokida ishlatishadi. Bu katta kollektor tokini ta'minlash uchun baza toki ham katta bo'lishi kerak, baza toki bo'lsa op-ampning kirish toki bo'ladi, albatta agar eski baza tokini kamaytirish sxemasi qo'llanilmagan bo'lsa (§4x.10). Shunda dc siljitish toki kichik bo'ladi, ammo tok shovqini kattalashadi. e_n shovqin kuchlanishi juda kichik bo'lgan LT1028da ham siljitish tokini kamaytirish sxemasi ishlatilgan va siljitish tokining qiymati 25 nA gacha tushirilgan, ammo tok shovqini hisoblangan qisqa shovqin qiymatidan 10 barobar katta. Kirish toki 20 pikoamper gacha tushirilgan (FET kirishli op-amp'lar ichida eng kichik tokli) LT6010da tok shovqini qisqa impulsli shovqinning hisoblangan qiymatidan 40 barobar katta. Boshqacha qilib aytganda, siljitish toki kamaytirilgan op-amp'lar kirishidagi shovqin toki siz shu siljitish tokining kamaytirilgan qiymatidan hisob yo'li bilan aniqlagan qisqa impulsli shovqin qiymati kirishni siljitish tokidan ancha katta bo'ladi. Sizga qisqa impulsli shovqin tokini baza toklarining qolgan qismidan hisoblash kerak bo'lsa (kamaytirilgan baza toki qiymatiga

qo'shilgan shovqin tokini $\sqrt{2}$ ga ko'paytiring). Misol uchun, LT6010ning $I_B = \pm 20 \text{ pA}$ (typ) toki qiymatini ishlatib, siz qisqa impulsli shovqin toki qiymatini $i_n \approx 2.5fA\sqrt{Hz}$ noto'g'ri aniqlaysiz, shunda uning datasheetida $100fA\sqrt{Hz}$ (1 kHz, $1/f$ burchak chastotasidan ancha yuqorida) ekanligini ko'rishimiz mumkin; Ana shunday holat LT1028 da ham (spetsifikatsiyasida $1000fA\sqrt{Hz}$, siz I_B toki qiymatidan hisob bilan aniqlagan noto'g'ri qiymatingiz $90fA\sqrt{Hz}$). 5.5-jadvaldan siz bipolyar tranzistorli kuchaytirgichda siljitish tokini kamaytirish sxemasi borligini bilib ola olmaysiz, ammo 8.3a-jadvalda kam shovqinli bipolyar op-amplar uchun shu ustun bor. Baza toki kamaytirilgan op-amlarda rail-to-rail kirish kaskadi yo'q⁴⁰. Ogohlantirish: ba'zi bir datasheetlarda i_n qiymatini juda optimistik ruhda ko'rsatgan, bu ularning xatosi bo'lsa kerak. Misol uchun, siljitish toki kamaytirilgan LT1012ning datasheetida *tipik i_n toki* $6fA\sqrt{Hz}$ qiymatiga tenglashadi deb yozilgan ($1/f$ tashqarisida), sizning hisoblab aniqlagan kirish tokingiz $\pm 100 \text{ rA}$ max bo'lsa, siz kutgan kirish toki qiymati 10 barobar katta bo'ladi (siljitish tokining kamaytirilmagan qiymatini x100 barobar katta deb olganda). Biz datasheetda keltirilgan *i_n toki* qiymatiga unchalik ishonmadik va uni o'zimiz o'lchab ko'rdik (boshqa, xatoliklar yaratishga sabab bo'lishi mumkin bo'lgan parametrlar bilan birga), shunda o'lchangan qiymati $i_n = 55fA\sqrt{Hz}$ bo'ldi⁴¹. Bu xatolik epidemiyaga o'xshab, auto-zero op-amp datasheetlariga ham yuqib ketgan. Misol uchun, AD8628A op-ampining jadvalda keltirilgan ekzemplari (5.6-jadval) uchun spetsifikatsiyada keltirilgan kirish shovqin tokining qiymati $5fA\sqrt{Hz}$; biz uni o'lchab ko'rganimizda, qiymati 30 barobar katta chiqqanini ko'rib, bizning basharamiz qanday holga kelganini tasavvur qiling. Undan qolishmaydigan hayronlikka biz MCPV06ning shovqin tokini o'lchaganda uchratik, uning spetsifikatsiyasida ko'rsatilgan $0.6fA\sqrt{Hz}$ o'lchaganimizda $170fA\sqrt{Hz}$ bo'lib chiqdi. 5.11dagi mavzuni ko'ring. Chooper va auto-zero op-amlariga kelganda ularning kirish tok shovqini 10 Hz bo'lgan past chastota uchun keltirilgan, chunki ulardagi kommutatorlarning zaryad-injektsiya toki shovqinining juda katta chastotasi quyida joylashganiga ahamiyat berish muhim (§3.4.2Eni ko'ring). O'zingizning zimmangizga auto-zero op-ampining kirish shovqinini o'lchash amalini olsangiz, siz 5.52-rasmda keltirilgan xarakteristikalariga o'xshash grafiklarni ko'rasiz. Buni, ishlab chiqaruvchi tomonidan berilgan yo'riqnomalarning etishmasligi (balki atayin chalg'itish uchun keltirilgan tavsiyalar) sababli, amalga oshirish mushkul. Bu to'g'risida biz § 5.11 batafsil gaplashamiz.

5.10.9 CMRR va PSRR

Sinfaz signallarning rejeksiya qilish koeffitsienti (CMRR) kirishga berilgan sinfaz kuchlanish V_{OS} siljitish kuchlanishini qanchaga o'zgartirishini ko'rsatadi. Albatta, V_{OS} kuchlanishining o'zgarishi kirish kuchlanishi o'zgarishlari niqobida qolib ketishi muammo bo'lib qolmoqda. CMRRning qiymati 70 dB (min)dan (bizning hush ko'rgan LMC6482 CMOS duall op-amp) pretsezion ORA277dagi 130 dBgacha bo'lishi mumkin. CMRRning katta chastotalarda kamayishi muhim bo'lgani sababli shuning grafiklari op-amlarning datasheetida odatda keltiriladi (o'zingiz uchun buni biz keltirgan ikkita misolda tekshirib ko'rishingiz mumkin; boshqa op-amlarning CMRR xarakteristikalarlari 5.73 va 5.82-rasmlarda keltirilgan). Misol uchun, LM6482ning CMRR xarakteristikasi 1 kHz chastotada kamaya boshlanib 10 kHz chastotasida 80 dBgacha tushib qoladi. ORA277 va AD8622 (boshqa qimmat dcda yaxshi ishlaydigan op-amp) CMRR koeffitsienti 10 kHz chastotada, boshqa CMOS op-amlarga o'xshab, 80 dBgacha tushib qoladi. Bundan yaxshi op-amlar ham bor, misol

⁴⁰ 8.3a-jadvalda keltirilgan LT1677 bundan mustasno. Uning datasheetida "Input Bias Current Over the Common Mode Range" jadval keltirilgan. Jadvalda sinfaz kuchlanishning quyi chegarasi 1.4 V va yuqorisi 0.7 V bo'lgan ko'lamda siljitish toklari katta bo'ladi deb yozilgan. Ana shu kuchlanishlar ko'lamida siljitish kuchlanishi ham o'zgaradi. Ammo bu to'g'risida sizni §5.9.1da ogohlantirgan edik!

⁴¹ O'zaro juda yaqin bo'lgan OR-97 va LT 1097 datasheetlarida ana shunday xato LT6010da (LT1012ning mukammal davomchisi) keyinchalik to'g'rilangan bo'lishi mumkin.

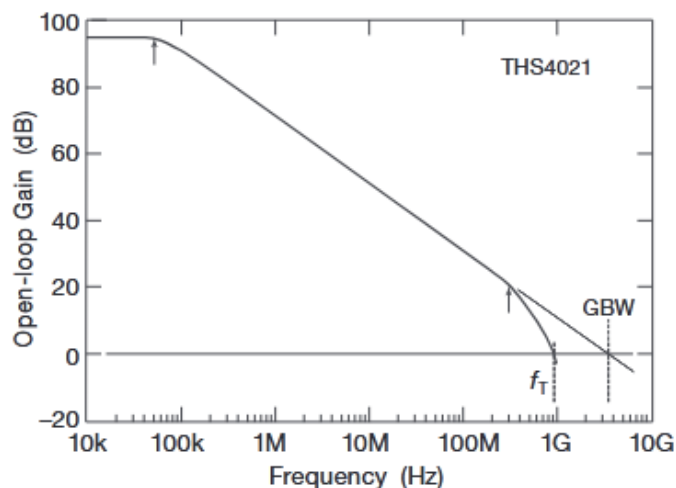
uchun LT1007 (10 kHz chastotada 114 dBgacha tushadi). Bu ogohlantirishimizni yana boshqa joyda ham qaytaramiz: CMRR koefitsienti chegarali sinfaz kuchlanishlar ko‘lami uchun keltiriladi; datasheetlarni e‘tibor bilan o‘qing. *Shu universal vositaga ahamiyat bering*: CMRR bilan bog‘liq muammolarni aylanib o‘tib ketishning vaqt bilan tekshirilgan yo‘li invertlovchi sxema ishlatish bo‘ladi. Quvvat manbasi ta‘sirini rejeksiya qilish koefitsienti PSRR (5.5-jadvalda keltirilmaganligi V_{OS} kuchlanishiga quvvat manbai kuchlanishining o‘zgarishlari qanchalik ta‘sir ko‘rsatishini bildiradi). Bu koefitsientning tipik dc qiymati LMC6482 uchun 60 – 80 dBdan ORA277dagi 130 dBgacha bo‘lishi mumkin (AD8622da bor yo‘g‘i 100 dB). Datasheetlarni yaxshi o‘rganing! Ko‘p hollarda ikki qutbli quvvat manbaining kuchlanishlaridan biri ikkinchisidan, op-ampning kompensatsion kondensatori sababli, yomonroq bo‘lishi mumkin (4.43-rasmdagi sxemada Q_5 va Q_6 tranzistorlari manfiy manba kuchlanishi shinasiga bog‘langan). Misol uchun, ORA277ning PSRR muammolari manfiy manba tomon 25 dBga yomonroq. Ac PSRRning qiymati ikkita chastota ko‘lamida ahamiyatli bo‘ladi, 100 – 120 Hz (va garmonikalari) manbaning pulsatsiyalari bilan bog‘liq, va katta chastotalarda boshqa sxemalardan elektromagnit yo‘li bilan o‘tgan o‘zgaruvchan kuchlanishlar bilan bog‘liq. PSRR muammolari bilan sezgiligi yuqori bo‘lgan sxemalarda kurashishning umumiy yo‘li manba zanjiriga RC filtr o‘rnatish bo‘ladi.

5.10.10 GBW, f_T , yuksalish tezligi va “m” hamda o‘rnatilish vaqti

Yaratgan sxemasining GBW (gain-bandwidth product – kuchaytirish koefitsientining chastota ko‘lamiga ko‘paytmasi yoki f_T - bu ko‘rsatgichning boshlang‘ich, biz xush ko‘rgan, nomi 5.42-rasmini ko‘ring) ko‘rsatgichi juda katta bo‘lishi hech kimning hayoliga kelmasa kerak. Aslida, katta GBW katta halqa kuchaytirish koefitsienti degani bo‘ladi, katta halqa kuchaytirish koefitsienti bo‘lsa xatoliklar (kuchaytirish koefitsienti, faza, signal shakli buzilishi) kam bo‘lishining garovidir. Yana, f_T katta bo‘lsa yuksalish tezligi ham, biz §4x.9da ko‘rsatgan $S = 0.32mf_T$ formulasiga muvofiq, katta bo‘lishi mumkin. Yana, katta yuksalish tezligi to‘liq manbali chastota ko‘lamining (FPBW) katta degani bo‘ladi: sinusoidal $V(t) = A\sin\omega t$ signalning eng katta yuksalish tezligi $S = \omega A$ bo‘ladi, demak bundan $FPBW = S/\pi V_{pp}$. Va nixoyat, signal ma‘lum bir holatga o‘rnatilishining birinchi qadami $t = \Delta V/S$ yuksalishning kechikishi bo‘lgani sababli, f_T chastotasining katta bo‘lishi bunda eng muhim qadam bo‘ladi (odatda birinchi determinant bo‘ladi). 5.4 va 5.5 –jadvallardagi ma‘lumotlar sizga “katta chastota ko‘lamining narxi qancha ekanligini” ko‘rsatadi.

A. GBW va f_T larni ko‘rib chiqaylik

Birinchidan “GBW”va “ f_T ” to‘g‘risida qisqacha eslaylik. 5.42-rasmda chastota ko‘lami keng bo‘lgan THS4021 op-ampning ochiq halqa chastota xarakteristikasi keltirilgan. Bu “kompensatsiya” qilinmagan op-amp bo‘lib, yopiq halqa kuchaytirish koefitsienti ≥ 10 bo‘lganida, darsliklarda keltirilgan Bode diagramasida ko‘rsatilganidek stabil ishlaydi. GBW ko‘rsatgichi muvofiq kuchlanish koefitsienti 6 dB/octave tushadigan chastota ko‘lamidagi ochiq halqa kuchaytirish koefitsientining chastotaga bo‘lgan ko‘paytmasini ifodalaydi (ya‘ni $G_{OL} \propto 1/f$) . Buning ekstrapolyasiyasi $G_{OL} = 0$ dB o‘qini GBW chastotasida kesib o‘tadi. Bu chastotada kuchaytirish koefitsienti, kuchaytirgichning qo‘shimcha katta chastotali qutblari ta‘sirida, birdan kichik bo‘ladi. To‘g‘risini aytganda, f_T shartli belgisi $G_{OL} = 1$ ga to‘g‘ri kelgan (past) chastota uchun ishlatiladi. Ammo bizga osonroq o‘zgaradigan f_T ko‘proq qulay bo‘lib ko‘rinadi, boshqalar ham shunday o‘ylaydi; shuning uchun uni GBW o‘rniga erkin qo‘llashadi. Kuchaytirish koefitsienti birga teng bo‘lganida kompensatsiya bilan stabilizatsiya qilingan op-amplarda f_T chastotasining qiymati GBW qiymatiga yaqin bo‘lgani sababli, uni o‘rniga ishlatish bo‘ladi. Barcha hollarda, boshqasi ko‘rsatilmagan bo‘lsa, f_T ni ishlatib, GBWni nazarda tutamiz.



5.42-rasm. Ochiq halqa kuchaytirish koeffitsienti chastota xarakteristikasining ekstrapolyasiyasi kuchaytirish koeffitsienti birga teng bo'lgan o'qni kesib o'tgan nuqtasiga to'g'ri kelgan chastota gain-bandwidth product (GBW) koeffitsienti deb ataladi. Soddashtirib uni " f_T " deb atashadi, aslida bu chastota yopiq halqa kuchaytirish koeffitsienti birga teng bo'lgan nuqtasi bilan belgilanadi. Strelkalar dominant va ikkinchi qutblarni ko'rsatib turibdi. Bu xarakteristika THS4021 datasheetidan olingan, unda 400 MHz chastotada faza surilishi 180° bo'lishi ham ko'rsatilgan.

B. Sut sog'ish stuli va bar stuli. Agar siljitish kuchlanishi pretsezion op-amp stulining bir oyog'i bo'ladigan bo'lsa⁴², chastota ko'lam va tezlik boshqalari bo'ladi. Biz pretsezion op-amplar 5.5-jadvaliga kiritmoqchi bo'lgan juda ko'p tezkor op-amplar, siljitish kuchlanishi juda katta bo'lgani sababli kiritilmay qoldirildi, ammo ular orasidagi ba'zilar o'zining 5.4-jadvaliga kiritildi. Misol uchun, bu jadvalda biz LT6200ni ko'rishimiz mumkin, uning GBW ko'rsatgichi 165 MHz, shovqin kuchlanishi $0.95 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ va siljitish kuchlanishi 0.1 mV. Bu universal kuchlanish feedbackli (VFB) op-amp bo'lib, yuksalish tezligi 50 V/ μs , va 140 ns o'rnatilish vaqtiga ega bo'lsa, nimasi yomon? $m = 1$ bo'lganida bor yo'g'i 50 V/ μs mi? Chegaralangan 10 V (± 5 V) manba kuchlanishi, manbadan iste'mol qiladigan toki katta 16.5 mA. Va juda katta 40 μA (!) maksimal siljitish toki? Masala shundaki, katta f_T uchun haq to'lashga to'g'ri keldi va shu sababli bu op-amp jadvalga kiritilmay qoldi. Ammo LT6200 op-ampning shovqin kuchlanishi $1 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ bo'lgani, hamda 50 MHz chastotada signal shakli buzilishi 1% va uning ustiga RRIO bo'lgani uni yaxshi tomondan ko'rsatadi⁴³. LT6200 -10 variantining GBW chastotasi 1.6GHz. Ajoyib! Bir necha ajoyib tezkor op-amplarni, V_{OS} siljitish kuchlanishi qoniqarli bo'lmasa ham, biz 5.5-jadvalga kiritdik. Ular ichida biz eng afzali deb topgan ORA656 kichik oilasining juda foydali op-amp namunasi bo'lib, TI firmasining Burr-Brown bo'linmasi ishlab chiqaradi: uning ko'rsatgichlari 230 MHz GBW, yuksalish tezligi 290 V/ μs va o'rnatilish vaqti 20 ns. JFET-kirishning 2 rA toki va 3 pF kirish sig'imi bizga juda ma'qul kelib, uning 1.8 mV siljitish kuchlanishini unutishga ham rozi bo'ldik, bizga, ayniqsa, uning $7 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ kirish kuchlanish shovqini ajoyib bo'lib ko'rindi. Bu op-amp fotodiod signalini kuchaytirish uchun ishlatilgan transimpedance kuchaytirgichi uchun juda yaxshi to'g'ri keladi -§§4x.3 va 4x.9ni ko'ring. ORA656dagi signalning shaklining buzilishi grafiklari 5.44-rasmda

⁴² Uch oyoqmi, yoki to'rt? Biz o'ylashimizcha, shaharliklar sut sog'ish stulining oyog'i nega uchta ekanini bilmasa kerak, ammo bar stulining oyog'lari to'rtta ekanligini yaxshi biladi. Qishloqda yashaganlar buni sizga darhol tushirtirib beradi.

⁴³ Bu juda yaxshi, ammo e'tibor berib o'qing: datasheetning 10-betida siz kirish kuchlanishi manba kuchlanishidan 1.5 V kam bo'lgan ko'lamda o'zgariganida siljitish kuchlanishi $\sim 1 \text{ mV}$ ga ortishi ko'rsatilgan! Invertlovchi sxemani ishlatish uchun katta stimul!

keltirilgan (quyida ko‘ring), unda 10 MHz chastotada va undan tashqarida buzilishlar 0.1%dan ham kam ekanligini ko‘rishingiz mumkin. Uning 1.6 GHz li ukasi ham bor – ORA657. Ishlash kuchlanishi kattaroq bo‘lishi va e_n shovqinlar kichik bo‘lishi kerak bo‘lsa biz $4.5nV/\sqrt{Hz}$ lik OPA637ni tanlaymiz; uning kirish sig‘imi biroz katta (7 pF) va chastota ko‘lami biroz tor (80 MHz). Yana 90 MHzli ORA380 ham yuqorida ko‘rsatilgan. Bular hammasi BB/TI ajoyib mahsulotlari.

Signal shaklini kam buzadigan Linear Technology op-amp LT1468 (90 MHz, 75 μV , $\pm 15 V$ manbali), 10 Vli signalda buzilishlar 0.7 ppm; o‘rnatilish vaqti 0.8 μs , bu op-amp ADC uchun juda yaxshi namuna. National Semiconductor ishlab chiqargan LMP7717 CMOS op-ampning f_T chastotasi 88 MHz, umumiy manba kuchlanishi 1.8 V (!), manbadan oladigan toki 1 mA, I_B toki 1 rA, shovqin kuchlanishi $e_n 6nV/\sqrt{Hz}$ va V_{OS} kuchlanishi 150 μV , chiqish kuchlanishi rail-to-rail o‘zgarishi mumkin. Bunday op-amplar borligi balki biz “tezlik + pretsezionlik”ni egallasakkina bo‘lishini bildiradi.

5.10.11 Signal shakli buzilishlari

Pretsezion analogli sxemalar sohasida, asosan, dc va past chastotalar bilan bog‘liq bo‘lsa ham, kattaroq tezlikda ishlaydigan audio, video, kommunikatsiya, ilmiy o‘lchashlar va shunga o‘xshash sohalarda ishlatiladigan sxemalardan ham katta aniqlik talab etiladi. Op-ampning halqa kuchaytirish koeffitsienti kamaygani kirish xatoliklarini va chiqish impedansining oshishiga, yuksalish tezligining cheklanishiga olib kelishi mumkin. Bizga op-amplar o‘rta va katta chastotalarda ishlashini baholash usullari kerak. Ba’zi ishlab chiqaruvchilar datasheetlarida garmonik buzilishlar xarakteristikalarini keltirib bizga yordam beradi. Agar op-amplarni solishtirish uchun yuzlab jadvallarni sinchiklab ko‘rib chiqish katta mehnat va chidam talab etadigan bo‘lsa, signal buzilishlarini aks etgan grafiklarni ko‘rib chiqish undan ikki barobar mushkul ish bo‘ladi. Ellikta sifatli op-amp datasheetlarida keltirilgan signal shakli buzilishlari grafiklarini o‘zaro solishtirish uchun biz ularning muvofiq grafiklarini umumiy grafik holiga keltirib, kitobning narxini biroz oshirdik (kitob o‘zi arzon emas!): 5.43-rasmda katta kuchlanishli op-amplar va 5.44-rasmda kichik kuchlanishli va RR-chiqishli op-amp (bir necha yuqori voltli turlari ham qo‘shilgan) uchun signal shakli buzilishlarini aks etgan grafiklar keltirilgan. 5.4 va 5.5-jadvallarda keltirilgan op-amplar grafiklarda keltirilgan bo‘lsa “dist graph” belgisi bilan ko‘rsatilgan. Datasheetlarida signal shakli buzilishlarini aks ettirgan grafiklari bo‘lmagan eski, ammo mashhur bo‘lib ketgan op-amplarning signal shakli buzilishlarini o‘zimiz o‘lchab, yuqoridagi grafiklarga qo‘shdik; 5.19-rasmni ko‘ring. Yuqori voltli op-amplar kategoriyasida birinchilikni Burr-Brown/ Tining ORA134 va ORA627, National Semiconductorning LME49990 va LME49700-seriyali namunalar oldi. LTC ning LT1468 op-amp ham shular qatorida bo‘ldi. Katta chastotalarda ishlaydigan op-amplardan Analog Devicesning AD8021 birinchilikni oldi, ular bu op-ampni ADClarni drayverlash uchun tavsiya qilgan. Yuksalish tezligi aql bovar qilmaydigan 7000 V/ μs bo‘lgan TI ning THS3061 op-amp 100 kHz chastotadan yuqorida yaxshi ishlaydi va 50 Ω yuklamaga 145 mA tok berish imkoniga ega. ORA1532 va LME49724 to‘liq differensial kuchaytirgichlar bo‘lib, § 5.17da ularni batafsil ko‘rib chiqamiz. Kichik kuchlanishlarda ishlaydigan RR-chiqishli op-amplar jadvalida asosan $\pm 5V$ va undan kichik manba kuchlanishidan ishlaydigan op-amplar keltirilgan. Ularning asosiy qismi chiqishi rail-to-rail bo‘lib, RRO op-amplar pretsezion sxemalarda ishlatilishi mumkinligini ko‘rsatib berdi. Kichik kuchlanishlarda ishlaydigan op-amplar o‘zlarining katta kuchlanishda ishlaydigan akalaridan noqulayligi bilan farqlanib turadi, chunki ulardagi signallar quvvati juda kichik bo‘ladi. Birinchi deb topilgan ORA1641 JFET op-ampning grafiklarini 0.5 ppmdagi ko‘rinishiga ahamiyat bering. Bu yuqori voltli op-amp RR-chiqishli kuchaytirgich 8.5 Vpp signallar bilan sinaldi, bu sinovni kichik kuchlanishli RRO op-amplarda o‘tkazib bo‘lmaydi. Bu kategoriyada ORA376 kichik kuchlanishli op-amplar ichida birinchi bo‘ldi, 2.8 Vpp signal bilan sinalganda, buzilishlar 3ppm ni

hosil qildi. Shunisi qiziqki, yuqorida ko'rsatilgan bu ikki op-ampda ham Monticelly chiqish kaskadi ishlatilgan (5.35-rasm va §4x.10ni ko'ring).

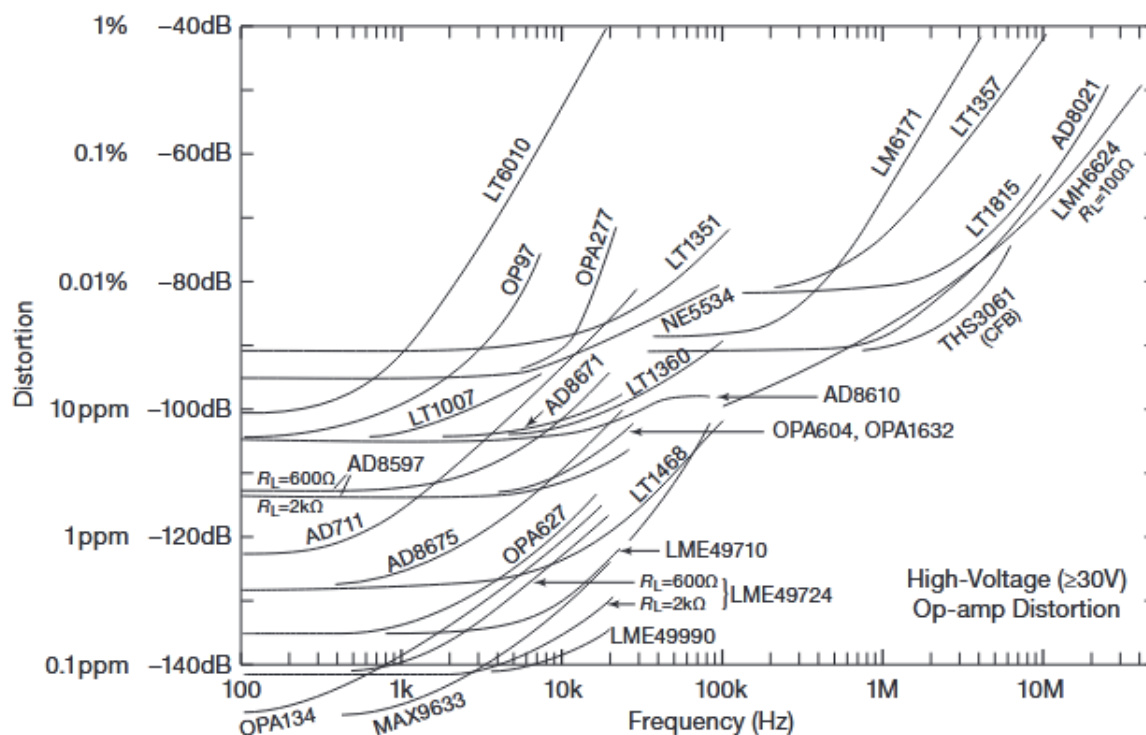
A. Nochiziqlilik: ehtiyotkorlik choralari *Distortion iborasi kuchaytirgich (op-amp) chiqishidagi signal shakli ma'lum joylarida (ko'p hollarda nolni kesib o'tish yerida) kirishdagi signal shakli-dan farq qiladi va buning sababi sxemaning juda kichik signallarni kuchaytirishdagi nochiziqliligi bo'ladi. Bu signal shakli buzilishi (distortion) deb ataladi. Biz iboraning o'zbek tilidagi to'liq ifodalani-shini qisqartirish maqsadida uni nochiziqlilik deb ataymiz (tarjimondan).* Quydagi tavsiyalarga rioya qilish foydali bo'ladi: nochiziqliliklar grafiklariga qarab op-amplarni qanday solishtirishni bilib oldim degan fikrga kelish adashtirishi mumkin. Ammo o'lgangan nochiziqlilik natijalariga to'liq ishonib bo'lmaydi va ularni ishlatishda ehtiyot bo'lish kerak. Birinchidan, op-amplar nochiziqliligini me'yorlovchi amaldagi standart mavjud bo'lmagani sababli, ishlab chiqaruvchilar bu sinovlarni turli shartlar asosida amalga oshirishadi⁴⁴. Ba'zilar THD boshqalari THD + N (total harmonic distortion plus noise – umumiy garmonik nochiziqlilik plyus shovqin) ishlat-sa, boshqalari nochiziqlilikning boshqa hosilalarini ishlatishadi, misol uchun ikkinchi yoki uchinchi garmonikalarni. Bunday mavhum tanlov op-ampni qaysi kategoriyaga kirgazishga ta'sir ko'rsatadi. Ikkinchidan, ba'zi nochiziqlilik grafiklarida o'lchash jarayoniga ta'sir ko'rsatilgan artefaktlar ham ko'rsatilgan bo'ladi- misol uchun, 5.43 va 5.44- rasmlarda nochiziqlilik grafiklari dcdan boshlanadi va chastotalar o'zgarsa ham davom etadi, ammo biz bilamizki, op-ampning ochiq halqa kuchaytirish koeffitsienti bu chasto-talarda pasayadi (ya'ni birinchi qutb o'tgandan keyin). Bu biz kutganimizning aksi bo'lib chiqdi, uning sababi o'lchash vositasining shovqinlar tomonidan cheklanganligi bilan bog'liq bo'lsa kerak, ammo asli haqiqat emas; ya'ni op-amp reklamasida ko'rsatilganidan yaxshi bo'ladi. Uchinchidan, grafiklar aslida nochiziqlilikni katta chastotalarda kutganimizdek o'sishini ko'rsatadi; buning sababi op-amp sxemasining ichki nochiziqliligi va ochiq halqa kuchaytirish koeffitsientining tabiiy kamayishi bo'ladi, bu jarayonlar ichki va tashqi ta'sirlar sababli bo'lishi mumkin. Ammo bu region signal o'lchami va yuklamaga kuchli bog'liq bo'ladi, bu bog'liqlik darajasi turli ishlab chiqaruvchilarda har xil bo'ladi. Ma'lum katta chastotalarda yuksalib borayotgan grafik yanada keskin yuksalishi mumkin. Buning sababi odatda uchinchi garmonikaning nochiziqliligi bo'ladi. Biz bu op-ampda ikkinchi yoki uchinchi garmonikalar nochiziqliligi dominant ekanligini aytib bera olmaymiz, ammo ikkinchi tartibli nochiziqliliklar asosiy sababchi ekanligini bilamiz. Vo ajab, barcha op-amp sxemalari yaratilganida ayni shu sabab bilan kurashiladi-ku. To'rtinchidan, < 4ppm ko'lamiga tushganingizda, sizni turli narsalar chaqib olishi mumkin. Bir paytlar aqlli donishmand Jim Williams "Agar siz 1ppm yaqinidagi narsani o'lchamoqdaman deb o'ylasangiz, siz adashayotgan bo'lasiz" deb aytgan edi. 5.45-rasmda ko'p hollarda nazardan panada qoladigan muammo namoyish qilinmoqda. Bunda pretsezion ORA1641 op-amp 1 kHz chastotada 1 ppm dan kam bo'lgan nochiziqlilik bilan va noinvertlovchi sxemada 100 Hz chastotada 20 ppm nochiziqlilik bilan ishlash imkoni ko'rsatilgan. Bu JFET op-ampi bo'lib, kirish sig'imi 8 pF (op-ampning shovqin kuchlanishi $5nV/\sqrt{Hz}$ ekanligini hisobga olsa, bu sig'im haqiqatan kichik). Samimiylik bilan datasheetlar "FET-kirishli kaskaddagi n-kanalli JFET tranzistorlari, kirishga sinfaz kuchlanish berilganida o'zgaruvchan kirish sig'imini hosil qiladi" deb bizni ogohlantirishmoqda va shu aytganlarining isboti sifatida op-ampning dinamik o'zgarib turgan sig'imiga signal manbai qarshiligi ta'siri sababli nochiziqlilikni o'sganini aks ettiruvchi grafiklarni ham keltirishadi. Misol uchun, $R_s = 600 \Omega$ bo'lganida 100 kHzli nochiziqliliklar 100 ppm gacha keskin oshib ketadi. Bu kabi nochiziklilikni kamaytirish uchun kirish impedanslari puxta kelishtirilishini tavsiya qilishadi (bu effekt ana shu op-amp bilan chegaralanib qolmaydi!) Eng yaxshisi invertlovchi sxemani ishlatish. Va nihoyat, 100 ppm dan kam bo'lgan nochiziqliliklarni

⁴⁴ Ishlab chiqaruvchilar sinash uchun tanlagan signalning kuchlanish ko'rsatgichi odatda bir xil bo'lmaydi (2 Vpp, 3 Vrms, 10 V peak va 20 Vpp), yuklamalar ham har xil bo'ladi (100 Ω , 600 Ω , 2 k, 10 k va yuklanmagan chiqish – ochiq chiqish), ishlatilgan sinfaz kuchlanishlar, analizator filtrlari va kuchaytirish koeffitsientlari ham bir xil bo'lmaydi.

o'lchash uchun ko'p ishlab chiqaruvchilar ishlatadigan sinash sxemasiga nazar soling (5.46-rasm). Bu sxemada qo'llanilgan ustalik op-ampning halqa kuchaytirish ko'effitsientini 100 barobarga kamaytirish bilan nochiziqlilikni ana shu qiymatga nochiziqlilikni oshirish bilan bog'liq; shunda nochiziqlilikning chin qiymatini aniqlash uchun nochiziqlilikning o'lchangan qiymatini 100 bo'lish kerak bo'ladi. Ammo sinovning sun'iyli odamni tashvishlantiradi, op-ampga signal bergan manbaning impedansi sun'iy ravishda kamaytirilgan. Bu sohadagi bo'lajak izlanishlar bu o'lchashlarni aniq bajarishga imkon berar deb niyat qilamiz⁴⁵.

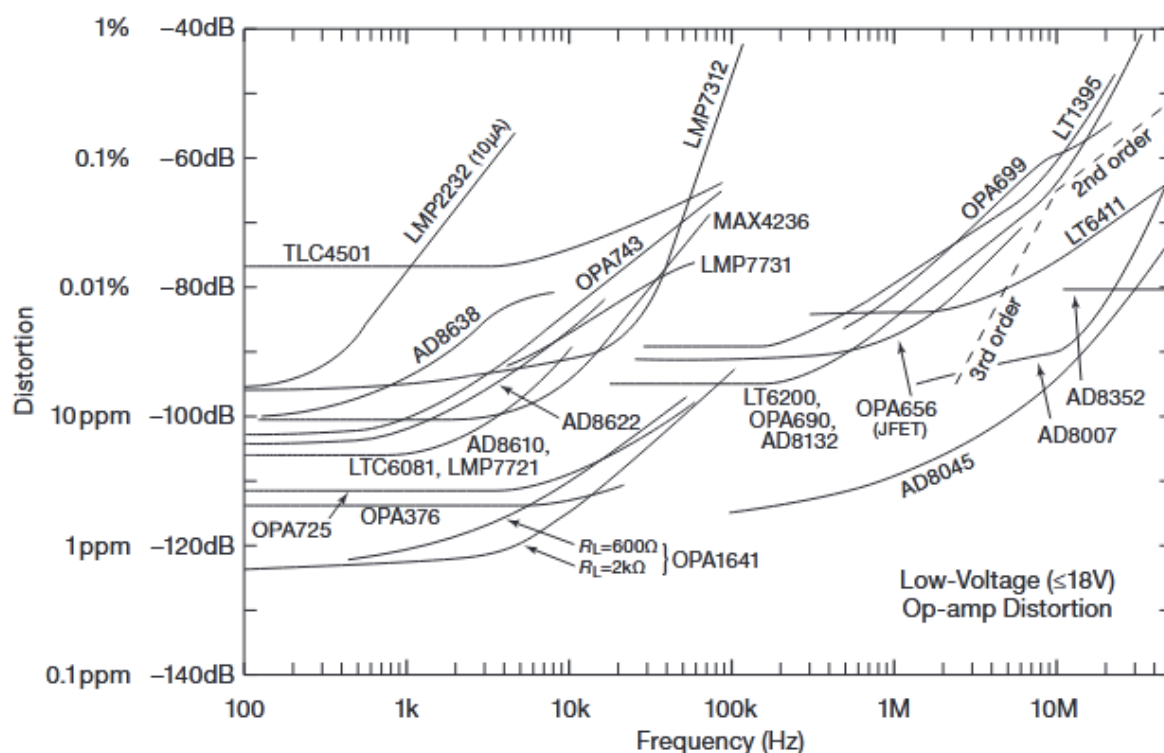
5.1012 “Uchtadan ikkitasi yomon emas”: ideal op-amp yaratish

Ideal opsion kuchaytirgich bo'lmashligini biz boshidan tushungan edik, ammo xavotirga o'rin yo'q, uni boshqa yo'llar bilan yaratsa bo'ladi. Agar sizga kerak bo'lgan kirish xarakteristikalarini op-amlarning birida topib, ikkinchisida kerakli chiqish xarakteristikalarini topgan bo'lsangiz, shu ikki op-ampni birlashtirib, yagona feedbackli kuchaytirgichdek ishlaydigan “kompozit op-amp” yaratishingiz mumkin (shunda ularning har biridan sizga kerak bo'lgan yaxshi ko'rsatgichlarini olasiz). Yoki siz kompozit op-amp yaratishda op-amp integral sxemasiga diskret komponentlarda yig'ilgan kirish yoki chiqish kaskadini qo'shib qo'yishingiz mumkin. Agar shunda umumiy feedback zanjirli kuchaytirgich sxemasining umumiy kuchaytirish ko'effitsienti juda katta bo'ladigan bo'lsa, aytaylik $G = 10000$, kompensatsiya masalalari to'g'risida tashvish qilmasangiz ham bo'ladi (misol uchun, 5.61-rasmni ko'ring). Biz §4x.5da ko'rsatganimizdek $G = 1$ bo'lgan sxemaning katta halqa kuchaytirish ko'effitsienti ancha qiyinchiliklar tug'diradi. 4x-bobda ko'rib chiqilgan kompozit kuchaytirgichlar ichida biz juda yaxshi ishlaydigan kuchaytirgich sxemasini ko'rsatgan edik, uning ikkinchi kaskadini tashkil qilgan op-ampning kuchaytirish ko'effitsienti, uning birinchi f_T chastotasidan yuqori chastotalarda, birga tushib qoladi va shu bilan halqa kuchaytirish ko'effitsientini o'zgartirishga imkon beradi.

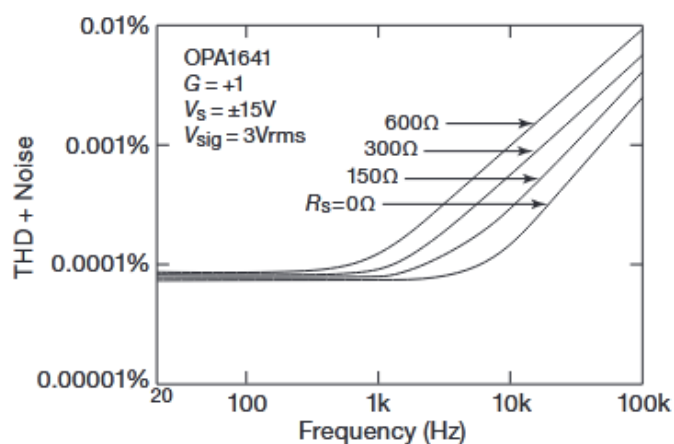


5.43-rasm. “Yuqori voltli” (umumiy manbai $\geq 30\text{ V}$) op-amlarning ishlab chiqaruvchi datasheetlaridan olingan garmonik nochiziqlilikning chastotaga bog'liqligini ko'rsatuvchi grafiklar.

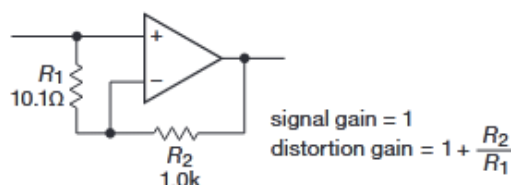
⁴⁵ Yaxshi, barcha olimlar tomonidan aytiladigan “Ko'proq o'qish kerak (va grant to'g'risidagi taklif pochta orqali keladi) gaplariga muvofiq bizga qo'yilgan barcha ayblovlari hukmlarni qabul qilamiz.



5.44 –rasm. “Kichik voltli” (umumiy manbasi $\geq 18\text{ V}$) op-amplarning ishlab chiqaruvchi datasheetlaridan olingan garmonik noxiziqilikning chastotaga bog‘liqligini ko‘rsatuvchi grafiklar. Ularning katta qismi rail-to-rail chiqish kaskadiga ega. Yana 5.19-rasmni ko‘ring.



5.45-rasm. Kirish sig‘imining signal kuchlanishi ta’sirida o‘zgarishi yuqori chastotalarda, signal manbai qarshiligiga bog‘liq bo‘lgan, qo‘shimcha noxiziqilik hosil bo‘lishiga olib keladi.

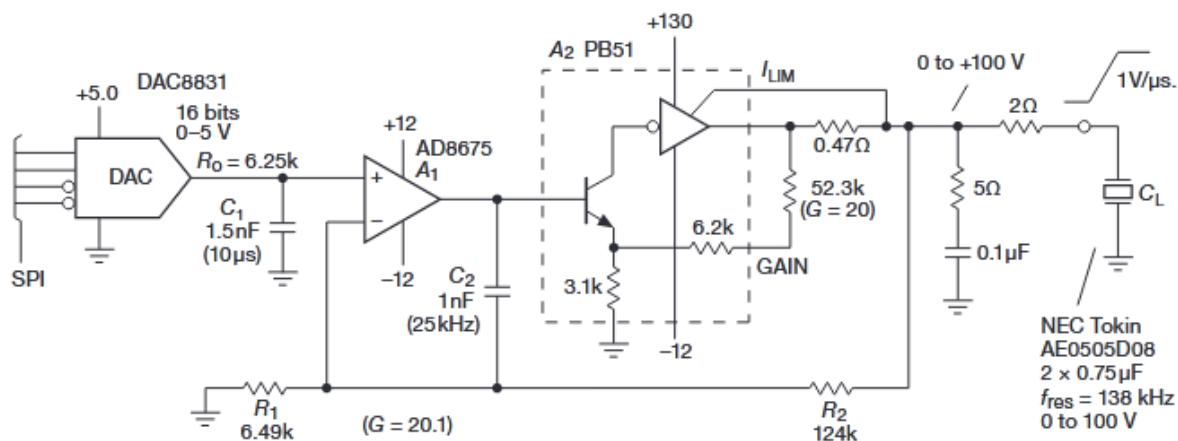


5.46-rasm. Noxiziqilikni o‘lchash sxemasi. Komponentlarning keltirilgan nominallari bilan op-ampning effektiv halqa kuchaytirish koeffitsienti x100 barobar kamayadi. Agar sxema chiqishi kabelga ulanadigan bo‘lsa ketma-ket rezistor ulang.

Yana bu kuchaytirgichning kirishiga beriladigan sinfaz kuchlanishlar qiymatlariga yoki kuchaytirgich kirishiga ulanadigan qurilmalar bo‘yicha cheklanishlar yo‘q. Ko‘rib chiqilgan kompozitsion

kuchaytirgich tahlil qilish uchun yaxshi bo'lsa ham, siz real kompozit kuchaytirgichlarning ko'p boshqa variantlarini ham topishingiz mumkin.

A. Sxema misoli: katta tokli pretsezion p'yezo pozitsioner. Kompozit kuchaytirgichning ishlashini ko'rsatish uchun bir juft ko'p qatlamli p'ezoelementlar asosida yaratilgan mikroskopning pretsezion pozitsiyalash qurilmasi misolini ko'rib chiqish mumkin. Bu qurilma tez va aniq ishlaydi – uning uchun biz tanlagan komponentlar, misol uchun, bir necha o'n kilogers chastota va bir necha o'n kilogramm yuklama bilan qurilma yaxshi ishlashini ta'minlaydi, ya'ni mikroskopni kerakli pozitsiyaga keltirish, o'zining cheklangan harakat ko'lamida (bunda $6\ \mu\text{m}$) tez va aniq (nanometr ko'lamida) bajariladi. Qurilmaning quyi yuklama qismi ham murakkab, katta sig'imli (bunda $0.75\ \mu\text{F}$) bo'lib, unga katta kuchlanish berish kerak (bunda to'liq shkala $100\ \text{V}$). 5.47-rasmda qurilmaning sxemasi keltirilgan. Bizga o'rtacha tezlikda ishlaydigan sxema kerak bo'ldi, aytaylik uning yuksalish tezligi $1\ \text{V}/\mu\text{s}$, buni ta'minlash uchun sig'imi $1.5\ \mu\text{F}$ bo'lgan p'yezoelementga $I = C dV/dt = 1.5\ \text{A}$ tok berish kerak bo'ldi. Bizdagi signal manbai 16-bitli DAC8831 raqam-analog konverteri bo'lib, uning chiqish kuchlanishining ko'lamini $+5\ \text{V}$ ($R-2R$ sxemadagi narvon, $R_{out} = 6.25\ \text{k}\Omega$) tezkor SPI interfeysi bilan. DACning $5\ \text{V}$ manbai chiqishidagi analogli kuchlarning eng kichik qiymati (LSB) $76\ \mu\text{V}$ bo'lishini ta'minlaydi. Uning $R_{out} = 6.25\ \text{k}\Omega$ chiqish qarshiligi uchun qoniqarli bo'lgan op-ampning kirish toki $12\ \text{nA}$ dan kichik bo'lishi kerak, shunda kuchaytirgichning yaratgan xatoligi LSBdan katta bo'lmasligi kerak. Op-ampning $1.5\ \mu\text{F}$ sig'imli yuklamaga beradigan chiqish kuchlanishi $+100\ \text{V}$ bo'lishi kerak. Demak, bizga baquvvat, $150\ \text{V}$, $1.5\ \text{A}$ lik op-amp kerak, uning kirishidagi siljitish kuchlanishi $75\ \mu\text{V}$ dan kichik bo'lishi va siljitish toki ham $10\ \text{nA}$ dan kam bo'lishi kerak. Barcha erni axtarib, bunday op-amp topa olmadik. SHunda biz, kuchaytirish koeffitsienti 20 bo'lgan, kompozit kuchaytirgich yaratish fikriga keldik. Bu kuchaytirgichning chastota ko'lamini $25\ \text{kHz}$ qilib belgiladik (bu p'ezoelementning mexanik rezonans chastotasining 20% ga teng). Kuchaytirgichning kirishi uchun biz 5.5-jadvaldan AD8675 op-ampni tanladik. Uning kirishidagi xatolik ($75\ \mu\text{V}$ va $2\ \text{nA}$ max) qoniqarli darajada kichik va chiqishi yuqori voltli $G = 20$ chiqish kaskadini drayverlashga etarli. Sxemaning chiqish kaskadiga biz Apex PB51 quvvat kuchaytirgichini ishlatdik, uning chiqish kuchlanishi $300\ \text{V}$ va toki $1.5\ \text{A}$ gacha bo'lishi mumkin (xavfsizlikni ta'minlash maqsadida, misol uchun chiqish kuchlanishini $130\ \text{V}$, tokini $100\ \text{ms}$ ishlash davrida $2\ \text{A}$ bo'lishini ta'minladik). Sxemaning maksimal kirish xatolilari $1.75\ \text{V}$ (!) va $75\ \mu\text{V}$ (!) bo'lgani sababli uni op-amp emas balki drayver deb atash to'g'ri bo'ladi! Uning kuchaytirish koeffitsienti ($G = 20$) tashqi rezistor, bu yerda $52.3\ \text{k}\Omega$ bilan o'rnatiladi.



5.47-rasm. Sig'imi $1.5\ \mu\text{F}$ bo'lgan p'yezoelementga ishlaydigan pretsezion kompozit kuchaytirgich: chiqishi $100\ \text{V}$ va $1.5\ \text{A}$, maksimal siljitish kuchlanishi $75\ \mu\text{V}$, maksimal kirish toki $2\ \text{nA}$, chastota ko'lamini $25\ \text{kHz}$.

P'yezoelementga $100\ \text{V}$ kuchlanish berilsa, $6\ \mu\text{m}$ ga siljiydi.

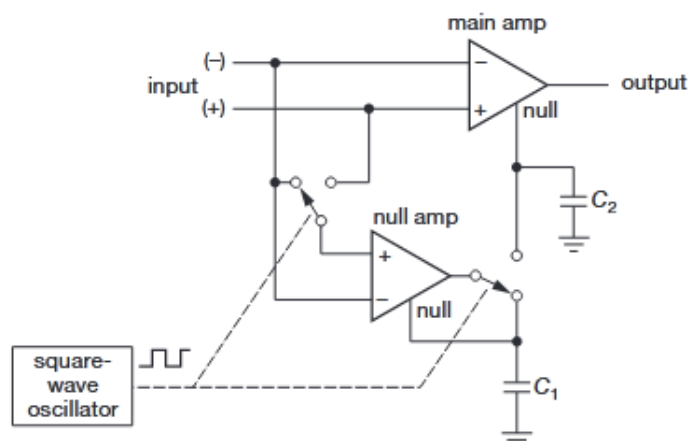
Kompozit kuchaytirgichning $G = 20$ umumiy kuchaytirish koeffitsienti R_1 R_2 feedback zanjiri bilan o'rnatiladi. Kompozit kuchaytirgichlarni kompensatsiya qilish umumiy sxemalari §4x.5da ko'-

rib chiqilgan. Bu yerda biz boshqa sxema ishlatganmiz, unda C_2 kondensatori A_1 op-amp kirishini A_2 kuchaytirgichining chiqishidan, 25 kHz dan yuqori chastotalarda, izolyasiya qiladi. Shuning uchun biz A_2 kuchaytirgichining, sig‘imli yuklama bilan kurashgan, katta chastotalarda chastota ko‘lamidan xavotir olmaymiz. Bu qurilma haqiqiy “mijozning” sxemasi bo‘ldi, bizga uning murakkab yuklamasi asosiy muammo bo‘ldi; kompozit kuchaytirgichni umuman olganda yagona umumiy feedback zanjiri uning to‘liq ishlash rejimida kuchaytirish koeffitsientini belgilaydi. Sxema ishlashini yaxshi tushinib olish uchun DAC chiqishidan, aytaylik, 2 V kuchlanish qadami kuchaytirgichning kirishiga berildi. Shunda A_1 kuchaytirgich chiqishida ham 2 V kuchlanish qadami hosil bo‘ladi (C_2 hisobiga sxema katta tezlikda ishlaydigan qaytargichdek bo‘ladi) va shu kuchlanish A_2 kuchaytirgichiga C_L yuklamaga tok berishga undaydi va uning chiqish kuchlanishi 40 Vga ko‘tariladi (shu sabab biz A_2 kuchaytirgichining $G=20$ bo‘lishini tanlagandik). A_2 shu holatga o‘tganida A_1 op-ampi uning kirishidagi sig‘imni aniq va pretsezion qiymatida turishini ta‘minlaydi. Yana sxemaga qo‘shimcha izohlar: DACning holat o‘zgarishlariga reaksiyasi C_1 kondensatori bilan 10 μ s vaqt konstantasigacha susaytiriladi – cheklangan chastota ko‘lamini hisobga olgan holda kuchaytirgichni siltashga hojat yo‘q. Kuchaytirgich chiqishiga ulangan ketma-ket RC zanjir, yuqori chastotalarda A_2 ning ochiq halqa kuchaytirish koeffitsientini kamaytirish va yo‘qotishlarni demferlash bilan, stabillikni ta‘minlab beradi. Bu usul audio kuchaytirgichlarda keng qo‘llaniladi. Bunday katta signal toklari bilan ishlaganda sig‘imi katta bo‘lgan (100 μ F atrofida, sxemada ko‘rsatilmagan) shuntlovchi kondensator kerak bo‘ladi. Kompozit kuchaytirgichlar misollarini §4x.5 va 5.58, 5.59, 5.61, 8.49, 8.50, 8.78, 8.80 va 13.48-rasmlarda ko‘rishingiz mumkin. “Uchtadan ikkitasi yomon emas” konsepsiyasi bo‘yicha kuchaytirgichga tashqi kuchaytirgich bloklarini qo‘shish usulini ishlatib yaratilgan sxemalar misollari (a) bipolyar op-amp kirishiga diskret JFET tranzistorli kaskad qo‘shish (misol uchun 5.58-rasm), (b) kuchaytirish koeffitsienti birga teng chiqish buferi (§5.8.4) va (c) kuchlanish ko‘lamini kengaytirish uchun kuchaytirilgan quvvat manbai yoki CMRR koeffitsientini kattalashtirish (misol uchun 5.79-rasm)⁴⁶.

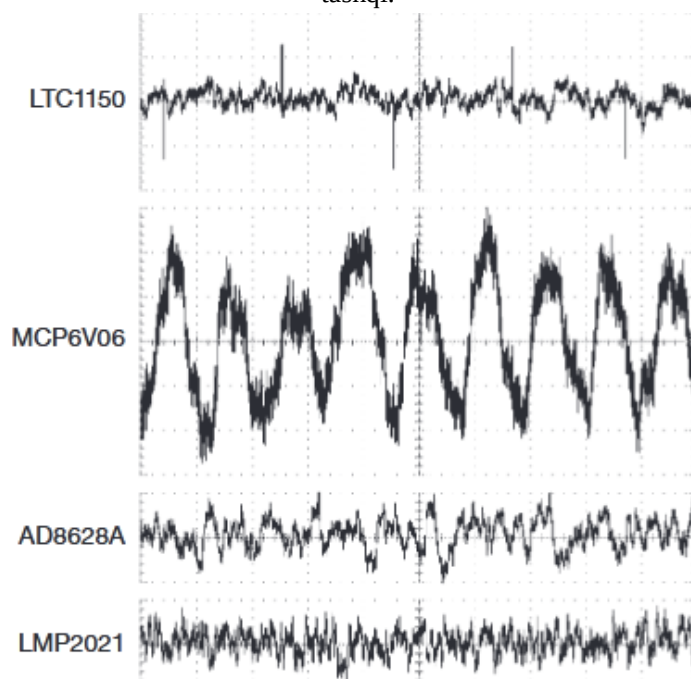
5.11 Auto-zero (chooper- stabilizatsiyali) kuchaytirgichlar

Eng yaxshi pretsezion op-amlar V_{OS} siljitish kuchlanishi parametri bo‘yicha “chooper-stabilizatsiyali” yoki “auto-zero” (“zero-drift”) deb nomlanadigan op-amlar bilan tenglasha olmaydi. Shu-nisi ajablanarliki, bu turdagi qiziqarli kuchaytirgichlar, siljitish kuchlanishi yoki dreyf ko‘rsatgichlari o‘rtamiyona bo‘lgan CMOSlar asosida yaratilgan. Bunda ishlatilgan hiyla chipga, MOS analogli kommutator va siljitish kuchlanishi xatoligini saqllovchi kondensator bilan birga, ikkinchi *nollovchi* op-amp o‘rnatilishi bilan bog‘liq. Bu kuchaytirgich sxemasi namunalaridan biri 5.48-rasmda keltirilgan. Asosiy op-amp universal kuchaytirgich sifatida ishlaydi. Nollovchi op-ampning vazifasi asosiy kuchaytirgich kirishidagi siljitish kuchlanishini nazorat qilib turish, kerak bo‘lganda kirishdagi siljitish kuchlanishini aniq nolga tushirish uchun muvofiq kichik signallarni korreksiya qilishdan iborat. Nollovchi kuchaytirgich o‘zining siljitish kuchlanishi xatoligi bo‘lgani sababli sxemaga nollovchi kuchaytirgich o‘zining siljitish kuchlanishini nolga tushirish alternativ operatsion sikli kiritilgan. Ikki kuchaytirgich ham uchinchi “nollovchi”, oddiy op-amlarda siljitish kuchlanishini trimmerlash terminaliga o‘xshash, kirish terminaliga ega.

⁴⁶ P‘yezo pozitsionerni pretsezion talablar bilan ishlatmoqchi bo‘lsangiz, sxema kuchlanish manbasidan quvvat olib ishlaydigan bo‘lsa, unda nochiziqlik va gisterezis hodisalari kuzatilishi mumkin. Drayverlovchi signal kuchlanish bo‘yicha emas zaryad miqdori bo‘yicha belgilansa, bu muammolar hal bo‘ladi, deb hisoblaniladi. Chiziqli p‘yezo siljitishni tezlatish muammosini hal qilish va pretsezion tok bilan drayverlash sxemalarini 3x-bobda ko‘rishingiz mumkin.



5.48-rasm. ICL7650 va ICL7652 auto-zero (chooper-stabilizatsiyalangan) op-ampllar. C_1 va C_2 kondensatorlar tashqi.



5.49-rasm. To'rt auto-zero op-amplarning chiqish signallarining ko'rinishlari, kuchaytirish koeffitsienti $G = 100$ o'rnatilgan, kirishi yerga $100\ \Omega$ rezistor orqali ulangan. Massstab: vertikal yo'nalishda: 2 mV/div , gorizonta yo'nalishda $100\ \mu\text{s/div}$.

Auto-zero sikli quyidagicha bo'ladi. (a) Nollovchi kuchaytirgich kirishi uzilib, ikki kirishi birga qisqa tutashtiriladi va chiqishi C_1 kondensatorga ulanadi, bu kondensator korreksiya signalini saqlash uchun ishlatiladi; shunda nollovchi kuchaytirgichning siljitish kuchlanishi nolga teng bo'ladi. (b) Endi nollovchi kuchaytirgich asosiy op-ampning kirishi bilan parallel ulanadi va uning chiqishi C_2 kondensatoriga ulanadi, bu kondensator asosiy kuchaytirgichning korreksiyalovchi signalini saqlaydi; shu holda asosiy kuchaytirgichning siljitish kuchlanishi nolga teng bo'ladi (nollovchi kuchaytirgichda kuchlanish dreyfi bo'lmaydi, deb taxmin qilamiz). Analogli MOS kommutatorlar ichki ossilyator tomonidan boshqariladi, uning ishlash chastotasi tipik $1 - 50\text{ kHz}$ bo'ladi.

5.11.1 Auto-zero op-ampning xususiyatlari

Auto-zero op-amp nimaga optimizatsiya qilingan bo'lsa shuni yaxshi bajaradi, ya'ni V_{OS} siljitish kuchlanishi qiymatini (va temperatura koeffitsientini) eng yaxshi pretsezion bipolyar op-amplarga nisbatan 5- 50 barobar yaxshilaydi (5.6-jadvalni ko'ring). Shu amal bilan birga op-ampning to'liq

tezligi va chastota ko‘lamini ham ta‘minlanadi⁴⁷. Past chastotalarda ularning ochiq halqa kuchaytirish koeffitsienti juda katta bo‘ladi (“kompozit kuchaytirgich arxitekturasini” tufayli tipik qiymatlari 130-150 dB bo‘ladi); va, eng muhimi, ular arzon, ayniqsa, pretsezion op-amplar narxi bilan solishtirganda. Barcha aytganlarimiz yaxshi xabarni tashkil qiladi. Noxush xabarlar ham bor – auto-zero kuchaytirgichning siz ko‘rib chiqishingiz zarur bo‘lgan bir necha kasalliklari ham bor. CMOS qurilmasi bo‘lgani sababli, ularning asosiy qismi cheklangan manba kuchlanishi bilan ishlaydi – odatda to‘liq manba kuchlanishi 6 V bo‘ladi, ularning oz qismi 15 V va yagona eski LTC1150 ± 15 V manba kuchlanishi bilan ishlaydi. Kamchiliklaridan muhimrog‘i boshqaruvchi sinxron soat signallari yaratgan shovqin bo‘ladi. Buning sababi analogli MOS kommutatorini zaryadlanishi (§3.4.2Eni ko‘ring) va chiqishida paydo bo‘ladigan kutilmagan spayklar bo‘ladi. Shu joyda spetsifikatsiyalar odamni $R_S = 100 \Omega$ ga to‘g‘ri kelgan, kirishga keltirilgan shovqin bilan adashtiradi va shu bilan birga spetsifikatsiyalar juda kichik chastotalar uchun keltiriladi. Misol uchun, kirishga keltirilgan shovqin kuchlanishi $0.3 \mu\text{Vpp}$ bo‘lishi mumkin (dcdan 1 Hzgacha, $R_S = 100 \Omega$). Shunday bo‘lsa ham, kirishdagi signal nolga teng bo‘lganida chiqish signali $5 \mu\text{s}$ -kenglikdagi 10 mVli ikki qutbli spayklar qatori shaklida bo‘lishi mumkin! Ichki kommutatsiyalar ham kirish tokining spayklari hosil bo‘lishiga sabab bo‘ladi, demak, R_S impedansi katta bo‘lgan signal manbai kirishda yaratilgan katta spayklarni hosil qiladi. 5.49 va 5.50-rasmlarda shu hodisalar ko‘rsatilgan, bu spayk kuchlanishlari R_S impedansi 100Ω va $1 \text{ M}\Omega$ bo‘lganida turli auto-zero op-amplarida kuchaytirish koeffitsienti 100^{48} bo‘lganida o‘lchangan. Bu universal auto-zero sxemasida yaratilgan op-amplardagi (5.48-rasm, LTC1150 va MCP6V06larda ishlatilgan⁴⁹) katta farqlanishlar, alternativ sxemalarda (AD8628 va LMP2021 op-amplardagi kabi) ishlatilgan shu effektni kamaytiruvchi usullarga nisbatan unumliroq bo‘ldi⁵⁰.

Datasheetlarda bunday farqlarni kuchlanish shovqinining chastotaga bog‘liqligini aks ettiruvchi xarakteristikalarda ko‘rsatadi⁵¹. 5.51-rasmda Analog Devices ishlab chiqargan auto-zero op-amplarining shovqin kuchlanishi spektrlari keltirilgan: AD8551da $\sim 4 \text{ kHz}$ belgilangan chastotada ishlaydigan takt ossillyatori ishlatilgan bo‘lsa, AD8571da keskin spektral chiziqlarni yo‘qotish uchun taktli ossillyator chastotasi o‘zgartiriladigan (keng spektrli) qilingan (bu takt signallari chastota bo‘yicha yaqin bo‘lgan signallar bilan keraksiz o‘zaro modulyasiya hosil qilishi mumkin). E’tibor bering, grafiklarda keltirilgan signal impedansi nolga teng manbadan olingan. Ishlab chiqaruvchi keltirgan xarakteristikalarini tekshirib ko‘rish uchun o‘zingiz o‘lchashlarni amalga oshirishingiz mumkin. Bir necha auto-zero kuchaytirgichlarining spektral shovqin xarakteristikalarini ko‘rib chiqdik, shunda ulardagi ossillyatorning takt chastotasi va uning garmonikalari hosil qilgan tor ko‘lamli shovqinlarga alohida ahamiyat berdik. Bu o‘lchashlar uchun biz $R_S = 0$ (e_n kirish kuchlanishi shovqinini qanchaligini bilish uchun) oldik va (i_n tok shovqinlarini aniqlash uchun) $R_S = \text{M}\Omega$ oldik.

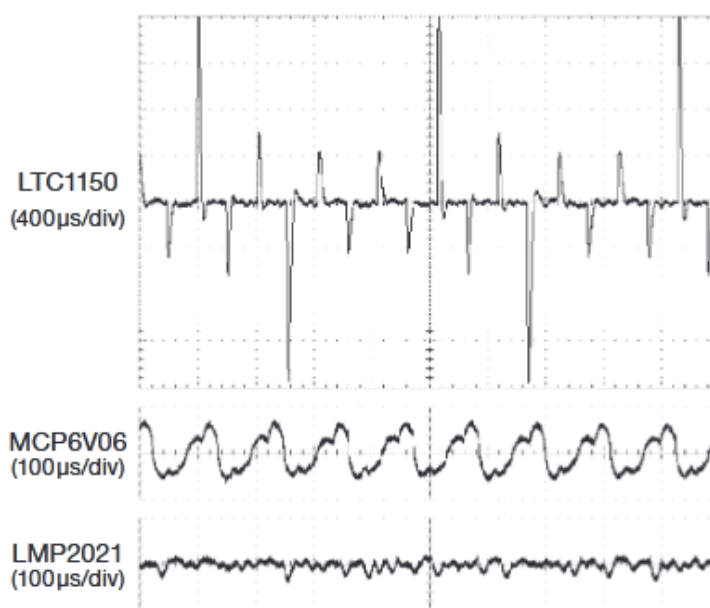
⁴⁷ “Chooper kuchaytirgich” deb ham ataladigan sinxron kuchaytirgichlarning avvalgi avlodlari bu kuchaytirgichlardan farq qiladi, ularning chastota ko‘lami chopping soat chastotasining bir qismigacha cheklangan.

⁴⁸ Oxirgi rasmda ko‘rsatilgan signallar LTC1150ning 8nApp tok spayklari, MCP6V06ning 1 nApp shovqin toklari (ajoyib xarakteristikalari $0.6 fA\sqrt{\text{Hz}}$, 10 Hz chastotada bo‘lsa ham) va LMP2021ning “daxshatli” 0.2 nApp tok spaykalari (uning keltirilgan tok shovqini $0.35 pA\sqrt{\text{Hz}}$).

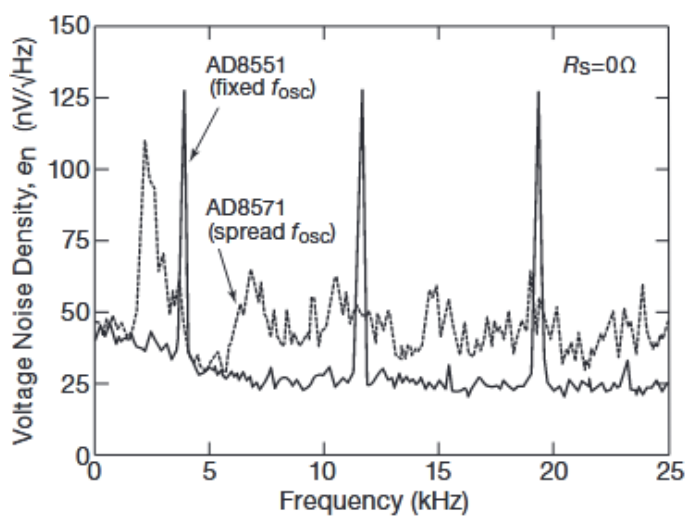
⁴⁹ Ba’zi bir eski, tashqi (korrektlovchi signal uchun) kondensator ishlatiladigan yuqori voltli turlari ham savdoda uchrashi mumkin.

⁵⁰ AD8628 Aning datasheetidan: “AD8628/AD8629/AD8630 oilasida, past chastotali shovqinlarni kamaytirish va auto-zero va chopping chastotalaridagi energiya sarfini kamaytirish, asosiy ishlatiladigan sxemalarda qo‘shimcha filtrlarni ishlatmasdan signal – shovqin nisbatini maksimallashtirish maqsadida auto-zero va chopping sxemalari patentlangan ping-pong usulida bajarilgan. Nisbatan katta bo‘lgan 15 kHz takt chastotasi keng va shovqinsiz chastota ko‘lamiga qo‘yiladigan filtrlash talablarini osonlashtiradi.”

⁵¹ Datasheetlarda keltirilgan shovqin toklarining kichik qiymatlari to‘g‘ri emas, ba’zi hollarda ularning real qiymatlaridan $\times 10$ dan $\times 100$ barobargacha kichik qilib ko‘rsatilgan. Buning sababi bu shovqin toklari kirishdagi dc qiymatiga keltirilgan qisqa shovqin sifatida hisoblanganligida; §5.10.8 va §8.9.1Fdagi bahsni ko‘ring.



5.50 –rasm. Uchta $G = 100$ auto-zero op-ampning chiqish signallarining ko‘rinishlari. Op-ampning kirishlari yerga $1\text{ M}\Omega$ rezistor orqali ulangan. Massstab: 100 mV/div .

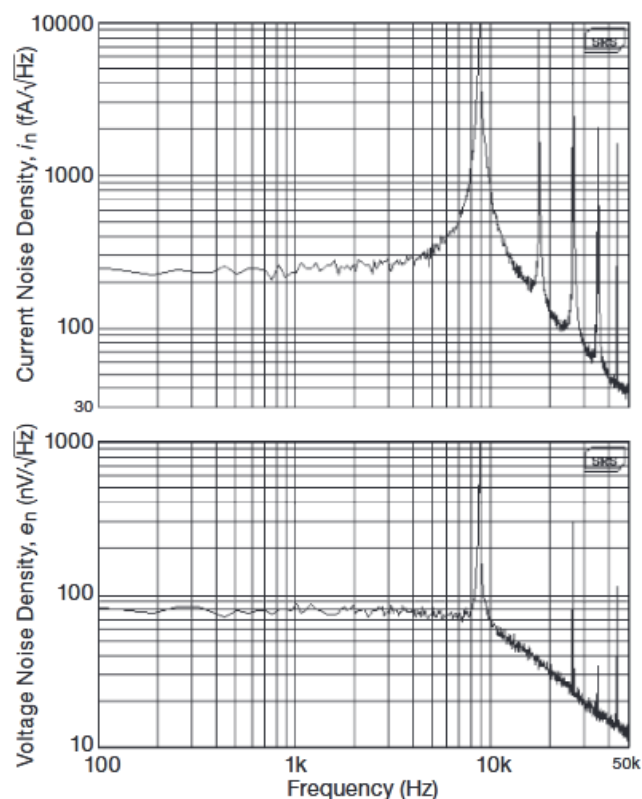


5.51- rasm. Bir juft auto-zero op-ampning datasheetlaridan olingan shovqin kuchlanishining spektrlari. AD8571 o‘zining ossillyatori chastotasini, keskin spektral cho‘qqilarni bostirish uchun, o‘zgartirgan.

Table 5.6 Chopper and Auto-zero Co-amps

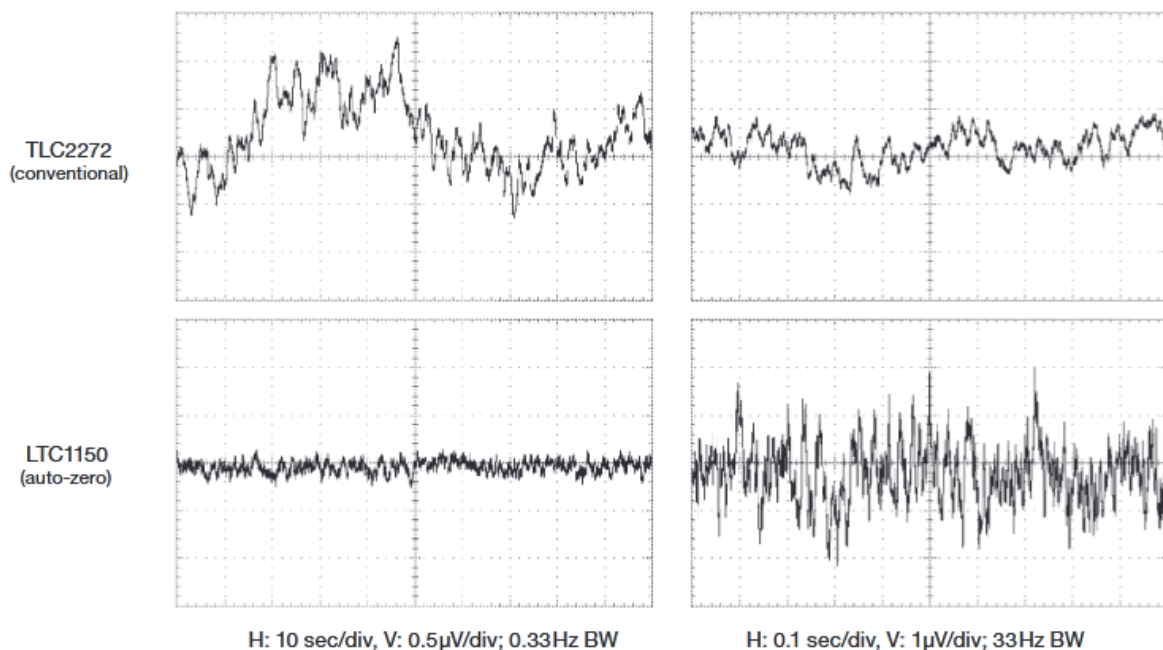
Part #	Q1	Supply (V)	I _Q (μA)	I _Q at 25°C				Offset Voltage				Noise				V _{ISO} (V)	CMRR (dB)	V _{CM} (V)	A _n (mV/√Hz)	f _n (Hz)	I _n (pA)	I _n (fA)	Noise (μV/√Hz)	Slew (V/μs)	typ	typ	Swing to Supply?		Cost (USD)	Comments
				typ	max	typ	max	typ	max	typ	max	typ	max	IN	OUT															
																											typ	max		
ADA4051-1	1,2	1.8-6	14	20	70	2	14	20	100	110	110	85	100	40	0.13	0.04	110	120	***	***	1.85	auto-zero, ~2-dual								
OPA333	1,2	1.8-7	17	70	250	3	10	20	50	104	111	55	100	>20	0.35	0.15	45	50	***	***	2.57	auto-cal, dual=2333								
ISL28133	1,2	1.85-6.5	14	30	900	3	8	20	75	118	111	55	79	8	0.4	0.1	55	?	***	***	1.59	dual=28233								
OPA330	1,2	1.8-7	21	200	500	8	50	20	250	100	111	55	100	>20	0.35	0.15	45	50	***	***	2.55	auto-cal, dual=2330								
MAX9617	1,2	1.8-6	59	10	140	0.8	10	5	120	122	0.42	42	100	50	1.5	0.7	-	?	***	***	1.80	RRIO, charge pump								
OPA378	1,2	2.2-6	125	150	550	20	50	100	250	100	0.4	20	200	15	0.5	0.4	9	4	***	***	2.15	auto-cal, 2378=dual								
LTC2054	1,2	2.7-5	140	1	150	0.5	3	20	30	120	1.5	55	-	-	0.5	0.5	-	4000	***	***	2.25	dual=2055								
AD8638	1,2	2.7-5	150	15	25	5	13	30	100	115	1.2	52 ^h	-	1.15	0.43	0.4	5	50	***	***	1.80	self-calibrating, dual=5								
MC96V08	1,2	1.8-6.5	200	1	-	-	3	-	50	140	1.7	52	10.5	1	1.2	0.5	300	100	***	***	1.42	low-cost, dual=6V07								
LTC1049	1	5-16	250	15	50	2	10	20	-	110	9	100	12	10	0.8	0.8	-	5000	***	***	2.85	mini-DIP pkg eval								
OPA335	1,2	1.8-7	255	70	200	1	5	20	50	110	1.4	55	30	10	2	1.5	5	50	***	***	2.55	auto-cal, dual=2335								
MAX4239	1	2.7-5	500	1	-	0.1	2	10	-	120	1.2	30	-	?	1	0.35	1000	3000	***	***	1.52	4239=decomp, Q=5								
OPA754	1,2	2.7-13	500	100	250	1	5	10	50	115	2.5	135	40	17	2	1	-	5	***	***	2.55	auto-cal, dual=2734								
AC0551	1,2,4	2.7-5	700	10	50	1	5	5	40	120	1	42	12	3.5	1.5	0.4	50	50	***	***	2.34	auto-zero								
AC0572	1,2,4	2.7-5	700	10	50	1	5	5	40	120	1.3	51	12	2.3	1.5	0.4	-	50	***	***	2.34	auto-zero								
LTC2350HV	1	2.7-11	750	25	75	0.5	3	-	30	115	1.5	-	-	?	3	2	-	2000	***	***	3.20	OK for 45V supplies								
AD8628	1,2,4	2.7-5	850	30	100	1	5	2	20	120	0.5	22	15	1.5	2.5	1	-	50	***	***	1.52	self-cal, dual, quads								
LMP2011	1,2,4	2.5-4.5	900	3	-	0.12	25	15	-	95	0.55	35 ^h	-	25	3	4	-	50	***	***	2.55	copper leadframe								
LTC4501A	1,2	4-6	1000	1	50	10	40	1000	-	90	1.5	12	0.5	name	4.7	2.5	2	0	***	***	2.88	self-zero at power up								
AD8638	1,2	5-16	1000	1.5	40	3	5	10,40	50	118	1.2	50	-	8	1.25	2.5	3	50	***	***	2.25	self-calibrating, dual=5								
LTC1050	1	4.75-16	1000	10	30	0.5	5	10	50	114	1.5	-	11.5	2.5	2.5	4	-	3000	***	***	2.55	favorite								
LMP2021	1,2	2.5-4.5	1100	25	100	0.4	5	49	200	105	0.2	11	350	30	5	2.5	-	50	***	***	3.30	EMI-rl, 2022=dupl								
MAX4239A ⁵	1	2.4-6	350	1	500	5	20	500	2000	84	0.2	14	0.5	name	1.7	0.3	1	0	***	***	1.75	comp low V _{OS} CMOS								
AC0570P ^{1,2,4}	1,2,4	2.7-5	1.7	0.2	1	20	50 ^h	1500	4000	80	2.4	7	2	name	24	12	0.5	0	***	***	1.52	comp CMOS								
LTC2050	1	5-64	7400	25nA	85nA	10	40	200	500	104	0.04	0.8	4750	name	75	15	-	0	***	***	5.31	comp low-noise BJT								
Notes: 1. See datasheet for full specifications. 2. See datasheet for full specifications. 3. See datasheet for full specifications.																														

Notes: (a) check datasheets for plots of I_{bias} vs common-mode input voltage, for comparison. (b) cross-over region. (c) at $V_{CE0.5V}$ and 0.1 Hz to 1 kHz. (d) at $V_{CE0.5V}$ and 0.1 V (with V_{BE} 0.5 V), but as much as 400 μ V near $V_{CE0.5V}$. (e) 1 mV/C at $V_{BE0.5V}$. (f) 150 mV/kHz jumps above 2 kHz. (g) near to rails w/o load. (h) current noise values indicated with gain factor should not be relied upon; measured values appear to be greater by factors of 100 or more; see discussion in Chapter 4.



5.52 –rasm. MCP6V06 auto-zero kuchaytirgichining o‘lchangan kuchlanish shovqini (quyidagi) va tok shovqini zichliklari (yuqoridagi). Kommutatsiyalar sababli hosil bo‘lgan 9 kHz chastotadagi shovqinlar (va garmonikalar) ko‘rinib turibdi.

5.52-rasmda auto-zero kuchaytirgichlari namunalari uchun o‘lchangan natijalar keltirilgan. Past chastotalarda e_n ning o‘lchangan qiymatlari datasheetlarda keltirilgan $82 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ qiymatiga yaqin keldi, ammo, yuqorida aytilganidek, tok shovqini zichligining o‘lchangan qiymatlari i_n spetsifikatsiyalarda keltirilgan $0.6 \text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$ qiymatlaridan ancha katta bo‘lib chiqdi, bizning o‘lchashlarimizda x400 barobarga katta bo‘ldi. Past chastotalarda ishlaydigan sxemalar chiqishida RC filtr o‘rnatib bir necha yuz gersli ko‘lamda chiqishdagi spayklarni yo‘qotishingiz mumkin. Bu spayk shaklidagi kirish toki shovqinlari kirish impedansi kichik bo‘lgan sxemalarda, ya’ni integral sxemalarda (misol uchun, ADClarda, §13.8.3ni ko‘ring) yoki chiqishidagi signalning o‘zgarish ko‘lami kichik bo‘lgan sxemalarda (misol uchun, chiqishida analogli o‘lchash vositasi o‘rnatilgan termojuftli sxemalarda) katta ahamiyatga ega emas. Aslida, agar sizga chiqishidagi signal o‘zgarishlari kichik bo‘lishi uchun juda kichik chastotalarga mo‘ljallangan past chastotali (1Hz dan past) filtr o‘rnatgan bo‘lsangiz, kam shovqinli universal op-amplardan ko‘ra chooper kuchaytirgichlarining shovqinlari kamroq bo‘ladi; 5.53 va 5.54-rasmlarni ko‘ring.



5.53-rasm. Juda past chastotalarda universal op-amplarga nisbatan chooper-stabilizatsiyalangan op-amplarning shovqinlari kam bo‘ladi, ammo chastota ko‘lami x100 barobar keng bo‘lgan hollarda shovqinlar kattaroq bo‘lishini ko‘rishingiz mumkin. Yana 5.54-rasmni ham ko‘ring.

Buni boshqacha qilib aytganda, auto-zero kuchaytirgichlarda chastota ko‘lami keng bo‘lgan kuchlanish shovqinlari ko‘p bo‘ladi ($\sim 50 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 1 kHz chastotada, yaxshi kam shovqinli op-amp-larda bo‘lsa bu shovqinlar bir necha $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ni hosil qiladi xolos), ammo universal op-amplarning $\sim 1/f$ (“flicker shovqiniga”) o‘xshamagan holda ulardagi shovqin zichligi juda past chastotalarda konstanta qiymatida bo‘ladi (8-bobni ko‘ring). Misol uchun, kam shovqinli universal bipolyar op-amplardan LT1007ning shovqini 1 kHzda $e_n = 2.5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ bo‘ladi, ammo uning shovqinlar quvvati zichligi uning “burchak chastotasi” bo‘lgan 2 Hz chastotasida $1/f$ tezlikda o‘sadi va 0.001 Hz chastotada $e_n \sim 100 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ gacha bo‘lishi mumkin. Buni AD8551 auto-zero op-ampining $e_n = 42 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ bilan solishtiring: oxirgining minutli shkaladagi vaqt davomidagi fluktuatsiyalari (o‘zgarishlari) ancha kam bo‘ladi. AD8551 ning datasheetida keltirilgan peak-to-peak shovqin kuchlanishlari “0 Hz – 1 Hz” chastotalar ko‘lamida 0.32 μV (typ) bo‘lsa ham, universal op-amplardan biri ham o‘zidagi dreyfni cheksiz vaqtga bir qiymatda ushlab tura olmaydi! Auto-zero kuchaytirgichlar bilan bog‘liq bo‘lgan oxirgi muammo o‘ta yuklangandan keyingi qayta tiklanishi bo‘ladi. Bunda nima bo‘ladi: o‘zining kirish kuchlanishlar farqini nolga tushirishga intilganida, auto-zero kuchaytirgichida ayon bo‘lmagan umumiy feedback bor bo‘lishi taxmin etiladi. Kuchaytirgich chiqishi to‘yingan holatga o‘tganida (yoki tashqi feedbackni ta‘minlovchi zanjir bo‘lmagan holda) kirish kuchlanishlarining farqi katta bo‘ladi, ya‘ni differensial signal kuchlanishi katta bo‘ladi va shu kuchlanish nollovchi kuchaytirgich uchun siljitish xatoligidek qabul qilinadi; shu sabab kuchaytirgich muvofiq katta kuchlanish yaratib korrektlovchi kondensatorni, nollovchi kuchaytirgich to‘yingan holatiga o‘tishidan avval, katta kuchlanishga zaryadlaydi. Shunda chiqishning qayta tiklanish vaqti t_r bir necha millisekundlargacha cho‘zilib ketadi. Bu kamchilikni “tuzatish” yo‘llaridan biri chiqish to‘yingan holatiga yaqinlashgan vaqtini belgilab, uni oldini olish uchun kirishni cheklash bo‘ladi. Chopper kuchaytirgichlarda ham (oddiy op-amplarda ham) to‘yingan holatiga o‘tishini oldini olishingiz mumkin, buning uchun ikki tomonlama stabilizatsiya kuchlanishiga ega zenerlardan (ketma-ket ulangan ikkita zener) ko‘prik sxemali feedback zanjiri bilan chiqish kuchlanishi manba kuchlanishi emas, balki zener kuchlanishi qiymatida cheklanadi; bunday sxema invertlovchi kuchaytirgichda yaxshi ishlay-

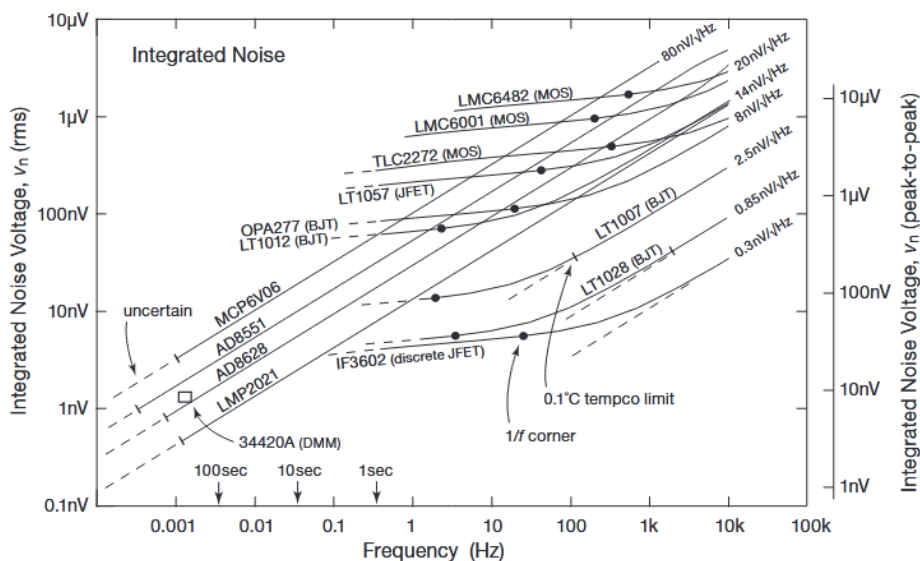
di. Alternativa sifatida, siz bu muammoni tiklanish vaqti tez bo'lgan kuchaytirgichni tanlab hal qilishingiz mumkin, misol uchun, ORA378 yoki ORA734 larni tanlashingiz mumkin (ularning qayta tiklanish vaqtlari muvofiq $t_r = 4\mu s$ va $8\mu s$ ga teng).

5.11.2 Auto-zero op-amplari qaysi hollarda ishlatilishi mumkin?

• Transducerdan olingan signalni kichik tezlikda va katta aniqlikda o'lchash kerak bo'lganida: vazn o'lchashlarida, termojuftlar signalini kuchaytirishda, tok shuntlarida • Kuchlanish qiymatini aniq o'rnatish kerak bo'lganida, misol uchun sxemada ishlatiladigan referens kuchlanishini o'rnatganda • Kichik kuchlanish va kichik I_B tokiga ega CMOS op-amplarining "normal chastota ko'lamida" ishlaydigan sxemalarida ko'lam shovqinlarini kamaytirish uchun siljitish kuchlanishi kam bo'lishi kerak ($\ll 1 mV$) bo'lganida va pretsezion CMOS op-amp ishlatishni xush ko'rmaganingizda.

5.11.3 Auto-zero op-amplarini tanlash

5.6-jadvalda keng ishlatilib kelinadigan auto-zero op-amplarning ro'yxati va solishtirish uchun bir necha universal op-amplar ham keltirilgan. Auto-zero op-amplari ishlatilishi birinchi bor zarur bo'lganida shu jadvalga murojat qilish yaxshi natija berishi mumkin. Bu jadvaldan kuchaytirgichlarning ba'zi ko'rsatgichlari va ajoyib xususiyatlari to'g'risida ma'lumot olishingiz mumkin. Quyida buni boshlashingiz uchun izohlar keltirilgan.



5.54-rasm. Kuchaytirgichning chastota ko'lamida mavjud bo'lgan integrallangan RMS kuchlanishining chastotaga bog'liqligi. Auto-zero kuchaytirgichlarining "nol-dreyfli" aspektida integrallangan shovqin kuchlanishi v_n past chastotalarda past chastotali ko'lamning kvadrat ildiziga proporsional ravishda kamayadi.

Aksincha, universal op-amplarda o'sib bo'rayotgan $e_n = 1/\sqrt{f}$ shovqin zichligi integrallangan shovqin kuchlanishi v_n grafigining $1/f$ burchak chastotasida yassi tekislik yaratishi, hisob yo'li bilan chizilgan, grafiklarda ko'rinib turibdi. (Chegarasiz integral yoyilib ketgani sababli biz integrallash chegarasi sifatida 0.01 Hz chastotani tanladik. Bu grafiklardan siz qaysi chastota ko'lamida auto-zero op-amplar yutgani va yutkazganini ko'rishingiz va tanlagan kuchaytirgichlarni solishtirishingiz mumkin. Sizga boshqa op-

amplarning e_n kuchlanishi va $1/f$ burchak chastotasi ma'lum bo'lsa, ular uchun ham muvofiq grafiklar chizishingiz mumkin. §8.13.4ni ko'ring). 5.37-rasmda spektral shovqin zichligi grafiklarini va 8.63-rasmda boshqa op-amplarning muvofiq grafiklarini ko'rishingiz mumkin.

Manba kuchlanishi. Yagona op-ampdan tashqari boshqalari 5.5 – 6 V manba kuchlanishidan ishlaydigan kichik kuchlanishli va ular ichidan ko'pchiligi 2 Vgacha kichik manba kuchlanishi bilan

ishlaydigan op-ampllar guruhini tashkil qiladi. Ulardan beshtasi ± 5 V manba kuchlanishi bilan ishlaydi. Manba tokining ko'lamini 15 μ A dan 1.1 mA gacha. Jadvalda op-ampllar manbadan oladigan toki bo'yicha tartiblangan.

Kirish toki. Auto-zero kuchaytirgichlar CMOS bo'lgani tufayli kirish toklarining tipik qiymatlari pikoamperlarda bo'ladi. Biz o'ylashimizcha, kirish toklari, boshqa CMOS op-amplarga o'xshab, bir necha pikoamper ko'lamida bo'lishi kerak. Bir necha op-ampllar uchun haqiqatan ham shunday (misol uchun, MAX4238, MSR6V06 va LTC2054), ammo qolganlarining kirish toklari, kirishdagi kommutatorning zaryadli bog'langanligi sababli, so'zsiz ancha katta, 0.5 nA gacha, bo'ladi. Ko'p universal JFET op-ampllar, yuqori temperaturalardan tashqari, yaxshiroq ishlasa ham odatda shu sharoitlarda auto-zero op-ampllar ancha yaxshi bo'ladi. Misol uchun, LMP2021 auto-zero op-ampning I_B toki 125°C da 75 rA dan kichik bo'lganida (barcha sinfaz kuchlanishlar uchun), ORA124 (0.5 nA) va JFET LF412 (10 nA) bilan solishtirilganida ancha kichik bo'ladi. Auto-zero op-amplarning kirish toklari universal CMOS op-amplarchilik (ulardagi toklar femtoamperlarda bo'ladi) kichik bo'lmaydi, ammo jadvaldagi LT1028 va LT1007 kabi pretsezion bipolyar op-amplarga nisbatan ancha yaxshi bo'ladi⁵².

Siljitish kuchlanishi. Shu ko'rsatgichi bo'yicha auto-zero kuchaytirgichlar chindan ham yarqirab turadi, ularning maksimal siljitish kuchlanishlarining tipik ko'lamini 0.1 – 5 μ V (va maksimal qiymatlari 2 μ V – 25 μ V bo'ladi, pretsezion sxemalar yaratishda siz odatda asosan shu "maksimal" ko'rsatgichlarga ahamiyat berasiz). Ana shu ko'rsatgichi bo'yicha ikkita universal (auto-zero emas) op-amp shunga yaqinlashadi (CMOS MAX4236A da – 20 μ V, va bipolyar LT1012 A va LT1007 larda – 25 μ V), ammo ular temperatura koeffitsienti bo'yicha ajoyib auto-zero op-amplarga (5 – 20 nV/°C ko'lamida) yaqinlasha olmaydi, ularning bu sifati siljitish kuchlanishini uzliksiz nolga tushirish hisobiga erishilgan. Universal op-ampllar ishlashiga $1/f$ shovqinlari katta ta'sir ko'rsatadi, natijada ularning ishlash ko'lamining poyi 10 -100 nV ko'lamida bo'ladi; 5.54-rasmni va uning sharhini ko'ring. Auto-zero kuchaytirgichlar siljitish kuchlanishining temperatura koeffitsienti 4 – 400 nV/°C ko'lamida dreyflaydi. Bu ko'rsatgichning spetsifikatsiyada keltirilgan maksimal ko'lamini 250 nV/°C gacha (va undan ham katta, ko'p hollarda maksimal qiymati ko'rsatilmaydi) bo'ladi. Bu kategoriyada AD8628 va LMP2021 eng yaxshi hisoblanadi. Ammo bu op-ampllar manbadan 1 mA atrofidagi tok iste'mol qiladi va natijada MAX9617 ning 60 μ A (5 nV/°C temperatura koeffitsienti) iste'mol tokiga nisbatan ko'proq qiziydi. Ishlab chiqaruvchilar temperatura sinovlarini o'tkazmaydi, demak bu ko'rsatgichlarga ko'pda ishonib bo'lmaydi. Op-amplarning bunday ishlashiga ishonsa bo'ladimi? nV/°C temperatura koeffitsienti bunday katta bo'lganida sizni tashqi kontaktlardagi termojuftlik effekti tashvishlantiradi, bu effekt chipning ichida ham hosil bo'lishi mumkin; EYUKning tipik qiymatlari 5 - 40 nV/°C bo'lishi mumkin, bu qiymatlar auto-zero op-amplarning spetsifikatsiyasida keltirilgan temperatura koeffitsientlaridan 1000x barobar katta!

Kuchlanish shovqini. Auto-zero op-ampllar, o'zining CMOS kirishlari va qo'shilgan kommutatsion elementlar sababli, universal op-amplarga nisbatan kattaroq keng ko'lamli shovqin yaratadi. Kuchlanish shovqinining zichligi e_n 1 kHz chastotada (etalon chastota) $50 - 100 \text{ nV}\sqrt{\text{Hz}}$ qiymati ko'p CMOS op-amplarga va barcha bipolyar op-amplarga xos bo'ladi. Ammo universal op-amplardan farqli bo'lib, shovqin zichligi past chastotalarda o'smaydi, natijada, past chastotali integrallangan

⁵² Ba'zi bir op-ampllar uchun signal manbaining katta impedansi sababli hosil bo'lgan siljitish toki kirish sig'imi funksiyasi bo'lib, keskin ko'payib ketishi mumkin deb ogohlantirish berilgan! Misol uchun, LMP2021 ning $R_S = 1 \text{ G}\Omega$ signal manbai qarshiligidagi kirish toki, kirishdagi shuntlovchi sig'im C_S 2 dan 500 rF gacha bo'lganida, – 25 dan + 25 rA gacha o'zgaradi. Shunga e'tibor berilgani, bunday kirish toklari katta signal manbai qarshiliklarida katta siljitish kuchlanishi yaratadi: 25 rA tok 1 G Ω impedansda 25 mV kuchlanish yaratadi. Datasheetda ko'rsatilgan grafikda $C_S = 22 \text{ pF}$ bo'lganida nolni kesib o'tishi ko'rsatilgan. Boshqa ishlab chiqaruvchilarning op-amplari ham shunday effekt ko'rsatadi. R_F impedansi katta bo'lgan transimpedance kuchaytirgichlarda feedback zanjiridagi C_F kondensatori siljitish toki xatoligini ancha kamaytiradi.

shovqin kuchlanishi (ularni fluktuatsiya yoki dreyf deb o'ylashingiz mumkin) eng yaxshi kam shovqinli op-amplardan ko'ra ancha yaxshi (5.53 va 5.54-rasmlarni ko'ring). Taxminan, integrallangan shovqin kuchlanishi $1/\sqrt{t}$ dek (yoki past chastota ko'lamining kvadrat ildiziga proporsional) kamayadi. e_n ga qo'shimcha bo'lib, jadvallarda 0.1 – 10 Hz peak-peak kuchlanish shovqini (v_n) kabi foydali parametrlar keltirilgan. AD8628, MAX9617 va ORA378⁵³ 0.5 μ V va 0.4 μ Vpp shovqin kuchlanishi bilan yaxshi ishlaydi, ammo LMP2021 e_n 11nV $\sqrt{\text{Hz}}$ va 0.26 μ Vpp qiymatli v_n bilan birinchilikni olgan. Bu op-amp SOT23 korpusida ishlab chiqariladi. Shu joyda ogohlantirishga e'tibor bering: juda kichik chastotalar tomoniga ekstrapolyasiya qilganimiz natijasida (ya'ni, uzoq muddatli dreyfni ko'rganimizda) boshqa dreyf manbalariga (misol uchun, diffuzion aralashmalar) nisbatan bu turdagi shovqinlar asosiy bo'lib qoladi; Bob Peasening "What's All This Long-Term Stability Stuff, Anyhow?" maqolasini o'qing (Electronic Design, 20 July 2010).

Shovqin toki. Shovqin toki zichligi i_n kam deganda qisqa impulsli shovqin qiymatida bo'lishi kerak ($i_n = \sqrt{2qI_B}$ shaklida keltiriladi, $q = 1.6 \times 10^{-19}\text{C}$; demak $I_B = 10\text{ pA}$ siljitish toki uchun 1.8 fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ bo'ladi) I_B kirish tokining bir necha fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ga to'g'ri keladi. Amalda, bu op-amp-larning ko'p qismi uchun bu ko'rsatgichning qiymati ancha 10 – 100 barobarga katta bo'ladi. Tokning shovqini, kuchlanish shovqini kompensatsiya qilinganlarning birinchisi bo'lgan LMP2021 da qisqa impulsli shovqindan 125x barobar katta bo'ladi. Bu parametri bo'yicha yaxshi hisoblangan op-amplar (misol uchun, kirishdagi shovqin tokining qiymati taxminan hisoblanib, aniqlangan qisqa impulsli shovqin qiymatiga teng bo'lgan⁵⁴) ro'yxatiga AD8572, AD8551 va LTC1050ni kiritish mumkin. Tok shovqini kompensatsiya qilinganlarning ichida birinchilik MCP6V06 da, uning shovqin toki 0.6 fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$. Ana shu shovqin toki 1G Ω rezistorda 10 Hzli chastota ko'lamida 2 μ V kuchlanish tushuvini hosil qiladi va op-ampning 1.7 μ V kuchlanish shovqiniga v_n deyarli teng. TLC4501A op-ampi ham shunga o'xshash, chunki unda auto-zero amali bir marta, manba ulanganda bajariladi. Ammo, bilamizki TLC4501A op-ampi MCP6V06dan farq qilishi shundaki, u katta chastotalarda yaxshi ishlaydi va, auto-zero ossilyatori hamda kommutatorlari bo'lmagani tufayli, chastota ko'lamini kengroq. Ammo uzoq muddat ishlaganida 1/f shovqinlari va ko'p sonli dreyf manbalari o'zini ko'rsata boshlaydi.

Sadoqatli o'quvchi e'tiboriga, agar siz jadvaldagi yettita e'tiborga loyiq bo'lgan AD8538 va LMP2011 kabi op-amplarni tanlasangiz, ularning tok shovqinini ko'rsatuvchi spetsifikatsiya va grafiklarni topa olmaysiz. Buning uchun balki sudga murojaat qilishingizga to'g'ri kelar.

Yuksalish tezligi va o'rnatilish vaqti. Jadvalda ro'yxati keltirilgan op-amplar yuksalish tezligining ko'lamini 0.04 dan 2.5V/ μ s gacha va chastota ko'lamini 0.13dan 4.7 MHz gacha. Tezkor op-amplar oddiy op-amplar ko'rpasida ishlatiladi. Bu op-amplarda o'rnatilish vaqti t_s yuksalish tezligidan ahamiyatliroq bo'ladi. Ammo bu qoidadan chekinishlar ham bo'ladi, misol uchun MCP6V06⁵⁵ va MAX4238, bularning o'rnatilish vaqti raqobatchi op-amplarga nisbatan o'n yoki yuz barobar uzunroq. Bu ko'rsatgich op-amplarning qayta tiklanish vaqtini belgilaydi – tiklanish vaqti millisekundlarda bo'lgan op-amplarning o'rnatilish vaqti juda katta bo'ladi (MAX4238), yoki ular to'g'risida hech narsa keltirilmagan (boshqa beshta op-amp).

Kirish kuchlanishi ko'lamini. Auto-zero op-amplar asosiy qismining kirish kuchlanishi musbat manba kuchlanishigacha o'zgarmaydi (ularning barchasida chiqish signal rail-to-rail o'zgarsa ham). MCP6V06, OPA333, ISL28133, MAX9617 va Analog Devices op-amplarining kirish kuchlanishi

⁵³ Phil Hobbsning yaxshi ko'rgan gapi "ORA378 haqiqatan ham kommutatsion shovqinlar yaratmaydigan ajoyib, dreyfi nolga teng bo'lgan chooper-CAZ mutatsiyasi bo'lib, DC da 35 nV [ildiz ostidagi gersga bo'lingan] konstanta shovqinga ega, men uni chuqurlikda ishlatiladigan etalon diodli lazerda ishlatdim, bu ajoyib narsa."

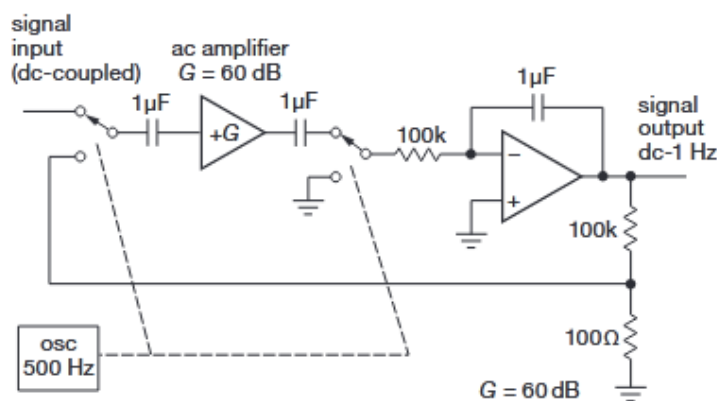
⁵⁴ 10 Hz da, bundan katta chastotalarni kim biladi?!

⁵⁵ Bu komponentning shartli belgilanishi bizga o'tgan davrlarni eslatdi, o'sha vaqtlardagi vakuumli lampalarning belgilanishi shunga o'xshash bo'lar edi.

to'liq rail-to-rail o'zgarishi mumkin, shunda ularning V_{OS} va CMRR ko'rsatkichlari yomonlashmaydi. MAX9617ning bunday ko'rsatkich bilan ishlashi ichki zaryad pompali manba hisobiga bo'ladi. V_{OS} ko'rsatkichi cheklangan kirish kuchlanishlari ko'lam uchun keltirilgan bo'lishi mumkin – ko'plarining cheklanishi V_+ tomonga, boshqalari manba kuchlanishining yarmigacha cheklangan bo'lishi mumkin. *Spetsifikatsiyalarning mayda harflar bilan yozilgan ko'rsatmalarini o'qishda hushyor bo'ling!* Misol uchun, ORA335 datasheetida " $(V_-) - 0.1V < V_{cm} < (V_+) - 1.5V$ " va 130dB CMRR, " $V_{cm} = V_S/2$ " va $1\mu V$ siljitish kuchlanishi, deb yozib qo'yilgan. **Korpus** Linear Technology ishlab chiqargan (eski) op-amplari oson maketlash uchun DIP-8 korpusda chiqarilgan. Boshqa hollarda siz SOIC-to-DIP yoki SOT23-to-DIP adapterlarini ishlatishingiz mumkin (Aries yoki Bellin Dynamic Systems takliflarini ko'rib chiqing).

5.11.4 Auto-zero op-amplari to'plami

A. O'zgaruvchan tok "chopper-kuchaytirgichi" Auto-zero chopper kuchaytirgichlarga ishingiz tushganida boshqa "chopper" usulida ishlaydigan, chastota ko'lam kichik bo'lgan eski chopper kuchaytirgichlar bilan adashtirmang, bu kuchaytirgichlarda kichik dc signal aniq chastotadagi as-signalga konversiya qilinadi, as kuchaytirich bilan kuchaytiriladi va yakunida signalni modulyatsiya qilgan chastotadagi signal bilan ko'paytirilib, demodulyatsiya qilinadi (5.55-rasm). Bu sxema biz ko'rib chiqqan keng chastota ko'lamli auto-zero usulida ishlaydigan kuchaytirgichdan to'liqligicha farq qiladi, ularda, signal chastotasi bir necha yuz gers takt chastotasiga tenglashganda, kuchaytirgich signal manbaidan uziladi. Buni siz signal rekorderlarida va boshqa past chastotali qurilmalarda ko'rgan bo'lishingiz mumkin.



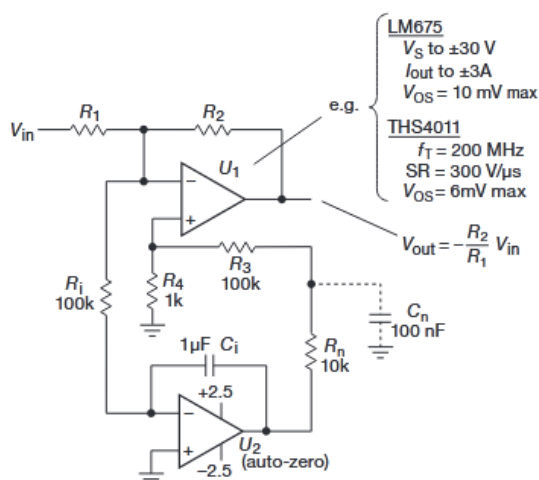
5.55-rasm. Dc signalni konversiya qilib kuchaytirish sxemasi.

B. Temperatura sababli hosil bo'ladigan siljitish kuchlanishlari thermal offsets. Siz sub-mikrovoltli siljitish kuchlanishlari mavjud bo'lgan dc kuchaytirgichini yaratganingizda teperatura ta'sirida hosil bo'ladigan siljish kuchlanishlaridan xabardor bo'lishingiz kerak. Bu kuchlanishlar bir xil bo'lmagan metallar kontaktida hosil bo'ladigan EYUK shaklida ko'rinadi. Bunday kontaktlarning bir jufti har xil temperaturada bo'lsa Seebeck effekti tufayli "termo EYUK" hosil bo'ladi. Amalda siz turli metall qoplamali simlarni kontaktga keltirasiz; temperatura gradienti, yoki temperaturaning o'z-gina dreyfi osonlikcha bir necha mikrovoltli termo kuchlanishni yaratadi. Turli ishlab chiqaruvchilarning bir turdagi simlarining kontakti ham $0.2\mu V/^{\circ}C$ termo EYUK hosil qilishi mumkin va bu kuchlanish auto-zero op-amplariidagi tipik kuchlanish dreyfidan 10 dan 100 barobargacha katta bo'ladi, 5.6-jadvalni ko'ring. Termo EYUK ta'sirini kamaytirish uchun barcha kontaktlar simmetrik bo'lishi kerak, shunda dreyf va gradientlar bo'lmaydi. Parazitik termojuftlar hosil bo'lishi va Peltier effekti ta'sirini oldini olish uchun quyida termoelektrik juftlarda hosil bo'ladigan kuchlanishlar qiymatlari keltirilgan (Agilent AN 1389-1dan olingan):

Copper-to-	Approx $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Copper	<0.3
Cd-Sn solder	0.2
Sn-Pb solder	5
Gold	0.5
Silver	0.5
Brass	3
Be-Cu	5
Aluminum	5
Kovar	42
Silicon	500
Copper oxide	1000

C. O‘zini kalibrldigan op-amplarni quvvat manbasiga ulash. Texas Instruments auto-zero kuchaytirgichlarda takt generatori yaratgan shovqinlarni kamaytirish uchun nolga o‘rnatishni faqat bir marta amalga oshirish yo‘lini taklif etgan. Ularning TLC4501 oila “o‘zini kalibrldash” (Self-Cal®) pretsezion CMOS rail-to-rail chiqishli operatsion kuchaytirgichi, quvvat manbai ulanganida, auto-zero amalini bir marta bajaradi va shu holatdagi siljitish kuchlanishi qiymatini o‘zining chip ichidagi DAC konverteri bilan korreksiya qilib turadi. Bu usulning yaxshi tomoni kommutatsion shovqinlar bo‘lmashligida va juda yaxshi qiymatlardagi siljitish kuchlanishlarida ($10 \mu\text{V}$ typ, $40 \mu\text{V}$ max), shu parametri bo‘yicha CMOS op-amplarga yaqinlashgan. Usulning kamchiligi, siz kutganingizdek, siljitish kuchlanishining temperatura ta‘siridagi dreyfi yaxshi emas (siz “shu sinfdagi eng yomon” deyishingiz mumkin), uning $\pm 1000 \text{ nV}/^\circ\text{C}$ temperatura koeffitsienti asli auto-zero op-ampining $\sim 20 \text{ nV}/^\circ\text{C}$ dan ancha katta ekanligi ko‘rinib turibdi (5.6-jadvalni ko‘ring).

D. Chopper bo‘lmagan raqobatchi Bu auto-zero va chopper kuchaytirgichlarning $\sim 1 \mu\text{V}$ (typ) siljitish kuchlanishlarini yenga olmaysiz, ammo pretsezion op-amplarni ishlab chiqarishda aniq trimmerlash mumkin. LT1007 va LT1012 kabi bipolyar op-amplarning siljitish kuchlanishi shu usul bilan $10 \mu\text{V}$ (typ) gacha tushirilgan, ajoyib CMOS MAX4236A op-ampining siljitish kuchlanishi $5 \mu\text{V}$ typ (va $20 \mu\text{V}$ max). Shunday bo‘lsa ham, ishlab chiqarishda trimmerlangan bu op-amplar chin auto-zero op-amplar yaqiniga kela olmaydi: bipolyar turlari siljitish kuchlanishining dreyfi $\pm 200 \text{ nV}/^\circ\text{C}$ (typ), CMOS op-amplarniki $\pm 600 \text{ nV}/^\circ\text{C}$, chin auto-zero op-ampiniki bo‘lsa $\sim 20 \text{ nV}/^\circ\text{C}$, solishtirib ko‘rishingiz mumkin.



5.56-rasm. Tashqi auto-zero lash. U_1 op-amrning katta siljitish tokidan ehtiyot bo‘ling.

E. Tashqi auto-zero Auto-zero op-ampini siz universal op-amp siljitish kuchlanishini tashqi tomondan trimmerlash uchun ishlatishingiz mumkin. Bu usul katta kuchlanishli, katta quvvatli yoki

katta tezlikda ishlaydigan op-ampllar bilan ishlatilishi yaxshi natija beradi, chunki ularning kirishni siljitish kuchlanishlari juda katta. 5.56-rasmda ko'rsatilgan sxema, ko'rsatilganidek, invertlovchi ulanishda yaxshi ishlaydi. U_2 auto-zero op-ampi (kichik kuchlanishlarda ishlaydi) integrator sxemasida yig'ilgan bo'lib, oddiy U_1 op-ampining invertlovchi kirishidagi xatolik kuchlanishini nazorat qilib turadi. Integrator chiqishidagi kuchlanish bo'luvchi bilan 100ga bo'linib U_1 op-ampining noinvert kirishidagi kuchlanishini ta'minlab turadi. Sxemadagi komponentlar nominallari bilan integratorning chiqish kuchlanishi $dV/dt = -\Delta V/R_i C_i$ ga muvofiq bo'ladi; shunda $10 \mu V$ xatolik kuchlanishi integrator chiqishida $-100 \mu V/s$ va korreksiya uchun U_1 op-ampining noinvert kirishida $-1 \mu V/s$ beradi. Sxemaning uzoq muddat ishlashi konstantasi ham yaxshi (op-ampning siljitish kuchlanishi juda sekin o'zgaradi) va kerakli (halqa ossillyasiyalarini oldini oladi). Sxemada korreksiya ko'lam $R_3 R_4$ bilan o'rnatiladi, shunda integrator chiqishidagi $\pm 1V$ kuchlanish $\pm 10 mV$ korreksiya kuchlanishini beradi. LM675 yaxshi katta quvvatli op-amp bo'lib (chiqish toki 3 A, quvvat manbai kuchlanishlari $\pm 30 V$, yaxshi ichki va temperatura himoyasi bor), ammo siljitish kuchlanishining maksimal qiymati $\pm 10 mV$. Auto-zero shu qiymatni 1000 barobarga kamaytiradi. THS4011 tezkor op-amp ($f_T = 200 MHz$, $SR = 300 V/\mu s$), maksimal siljitish kuchlanishi $\pm 6 mV$. Auto-zero chiqishidagi qo'shimcha shovqin filtri $R_n C_n$ korreksiya halqasida (sustkor) kommutatsion shovqinlarni bostirish uchun ishlatilishi mumkin. Bu usul kichik signallar bilan ishlaydigan kam shovqin THS4011 ($7.5 nV/\sqrt{Hz}$) kabi op-ampllar bilan ishlaganda qo'llaniladi. Bu usulni siz 5.41-rasmdagi integrallash sxemasining diskret komponentlardagi ko'rinishiga o'xshatishingiz mumkin.

F. Auto-zero instrumental kuchaytirgichlar. §5.13da biz *instrumental kuchaytirgichlar* to'g'risida bahs yuritgan edik, ular differensial kirishli kuchaytirgich bo'lib, kirish impedanslari juda katta ($10 M\Omega - 10 G\Omega$), kuchaytirish koeffitsienti keng miqyosda ($G_V = 1 - 1000$ ichki va tashqi rezistorlar bilan o'rnatiladi) va katta kuchaytirish koeffitsientlarida juda katta CMRR koeffitsientiga ega ($110 - 140 dB$, $G_V = 100$ bo'lganida). Ular asosan oddiy sxema (auto-zero emas) asosida yaratiladi; ammo ba'zilar CMOS auto-zeroni eslatib turadi, ularning siljitish kuchlanishi va dreyfi juda kichik (muvofiq $10 \mu V$ va $20 nV/^\circ C$ max). 5.8-jadvalda instrumental kuchaytirgichlarning yaxshi namunalarini keltirilgan, ularning ichida AD8553, AD8230, AD8293, INA333, LTC2053 va MAX4209 kabi auto-zero turlari ham bor. Bu kuchaytirgichlar bilan kichik dreyfli op-ampllar ichida raqobat qila oladigan oddiy instrumental kuchaytirgichlardan LTC1167/8 ($40 \mu V$, $50 nV/^\circ C$) AD8221 ($25 \mu V$, $300 nV/^\circ C$ max) ham jadvalda o'rin topgan.

G. Uni o'zingiz yarating. Agar sxemalarning ichigacha kirmoqchi bo'lsangiz, LTC1043 "Precision Instrumentation Switched Capacitor Building Block"ni ko'rib chiqing. U sizga o'zingizning differensial kuchaytirgichingizni yaratishga imkon beradi. Ko'p usullaridan biri bo'lgan bu usulda kommutatsiya qilinadigan kondensatorli filtrlar, ossillyatorlar, modulyatorlar, bloklanadigan kuchaytirgichlar, sample-and-hold, chastota-kuchlanish konversiyasi, "yerdan uzilgan kondensatorli" kuchlanish inversiyasi, ko'paytirish va bo'lish amallarini bajarish ham keltirilgan. Datasheetlar yaxshi manba bo'lishi mumkin.

5.12 Ustalar yaratgan sxemalar: Agilent yaratgan, o'lchash aniqligi yuqori bo'lgan, raqamli multimetr

Odatda biz "Ustalar yaratgan sxemalar"ruknda keltiradigan sxema namunalaridan bu mavzu biroz farq qiladi. Buni siz sxema yaratilishidagi *master class* deb qabul qilishingiz mumkin. Yaxshi loyiha asosida yaratilgan qurilmaning ichini ochib ko'rib, ko'p narsani o'rganishingiz mumkin. Bunday ajoyib qurilmalar namunasi sifatida Agilentning 34401 (6.5-raqamli) va 34420 (7.5-raqamli) statsionar raqamli multimetrlarini ko'rsatish mumkin. 13-bobda (§13.8.6) biz, ularda ishlatilgan, "multislope ADC" turdagi analog-raqam konverterlari to'g'risida bahs yuritamiz. Bu yerda esa, pre-

tsezion analogli sxemalar to'g'risida gap yuritganimizda, biz multimetrlarning servis yo'riqnomalarida⁵⁶ keltirilgan sxemalari asosida ustalar yaratgan interfeys kirish sxemalarini ko'rib chiqamiz. Keling, haqiqiy professionallar qanday ishlashini ko'rib chiqaylik.

5.12.1 Buning iloji yo'q!

Birinchi ko'rishda bu masalani yechish, quyidagi sabablarga ko'ra, iloji yo'qdek tuyuladi.

Aniqlik. Bizga aniqlik va chiziqlilik miqyosi milliondan bir bo'lak qiymatlarida bo'lishi kerak. Shunda o'lchash vositasining to'liq shkala ko'lami voltning bo'laklari qiymatigacha bo'lishi shart (34401A uchun 100 mV, 34420A uchun 1 mV). Bunday aniqlik nanovoltlar ko'lamigacha tushadi. **Kam shovqin.** Shovqin ko'lami raqamli shkalaning eng kichik xonasi miqyosida bo'ladigan bo'lsa aniqlik tushunchasi befoyda bo'lib qoladi. Multimetrning eng sezgir ko'lami uchun kirish kuchlanishi shovqini nanovolt miqyosida bo'lishi kerak.

Kirish impedansi katta. Kuchlanish o'lchanadigan sxemalarni ortiqcha yuklamasligini ta'minlash uchun voltmetrning kirish impedansi juda katta bo'lishi shart. Demak, ppm miqyosida bajariladigan o'lchashlar uchun voltmetrning R_{in} kirish impedansi sxemadagi tipik impedanslaridan million barobar katta bo'lishi kerak. Buning uchun siz gigaohm qiymatlarigacha ko'tarilishingizga to'g'ri keladi, shunda voltmetrning kirish toklari pikoamper ko'lamida bo'ladi. Bu yuksak talablar quyidagi qiyinchiliklarni yaratadi: gigaohmlar va pikoamperlar uchun FETlar kerak. Oddiy FET-kirishli op-amp'lar nisbatan katta bo'lgan siljitish kuchlanishi, dreyfi va kuchlanish shovqini sababli bu talablarni qoniqtira olmaydi. AZ op-amp'lar (5.6-jadvalda ko'rishingiz mumkin) ancha katta aniqlikka ega, ammo ular ortiqcha tok shovqinlariga chalingan bo'ladi. Diskret JFETlarga kelsak, (katta maydoni tufayli juda kam kuchlanish shovqiniga ega bo'lishi mumkin, $1nV/\sqrt{Hz}$ dan ham kichik) ular o'zining mavhum $I_D = f(V_{GS})$ xarakteristikasi bilan mikrovoltlar ko'lamida befoyda bo'lib ko'rinadi. Shu bilan bahs tugadi.

5.12.2 Noto'g'ri – ammo iloji bor!

Ammo bu ishni bajarsa bo'ladi. Shuni tushunish kerakki, raqamli asbob (ichki mikroprotsessor miyasi bilan) siljitish kuchlanishini doim kalibrlab turishi mumkin ("nolni" o'lchash funksiyasi bilan) va mavjud xatolikni masshtablash imkoni ham bor ("to'liq o'lchash ko'lamini" belgilovchi o'lchashlar bilan), demak siljitish kuchlanishining borligi emas, balki uning o'lchash jarayonidagi stabiligi ahamiyatli bo'ladi⁵⁷. Ana shu holat diskret juft JFETlarni ishlatishga imkon beradi, ularning JFET – enhancement op-amp sxemalari o'zini kichik e_n shovqin kuchlanishi va kichik I_B siljitish toklari bilan ajralib turadi. Shu yo'l bilan yaxshi chiziqlilikka erishish uchun katta halqa kuchaytirish koeffitsientini o'rnatishingiz ham mumkin, buning ahamiyati, ayniqsa, o'ta sezgir ko'lamda katta bo'ladi, bu ko'lamlarda kuchaytirish koeffitsienti 1000 yoki 10000 bo'lishi kerak bo'ladi. Shu bilan bizning hikoya yakuniga yetgani yo'q. Sizga, sinfaz kuchlanishlar katta qiymatlarda bo'lgan ko'lamda (± 10 V) o'lchash aniqligini o'rnatish uchun ishlatiladigan sozlash zanjiriga pretsezion rezistor kerak bo'ladi va, o'lchash vositasining umumiy aniqligini o'rnatish uchun yana kuchlanish referensi, ya'ni qiymati aniq standart bo'lgan kuchlanish manbai ham kerak bo'ladi.

⁵⁶ Yaxshiyam, eski zamonlarda ishlab chiqaruvchilar mag'rurlanib sxemalarini nashr qilishgan. Shu kunlarda buni kam uchratish mumkin, misol uchun, Agilent 34410A (34401A o'rniga ishlab chiqarilmoqda) ning servis hujjatlarida sxemalar umuman keltirilmagan. Baxtimizga ba'zi ishlab chiqaruvchilar (misol uchun, Stanford Research Systems) o'zlarining sxema ixtirolarini nashr qilishni davom etmoqda, sxemalar bilan komponentlar spetsifikatsiyalari ham keltiriladi

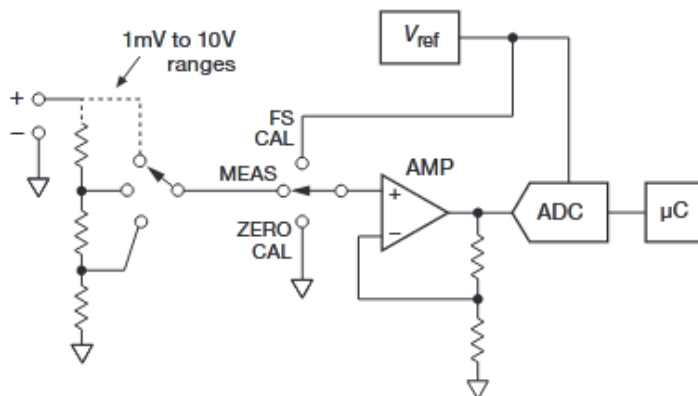
⁵⁷ O'lchash aniqligini oshirish uchun o'lchash amallari ko'p marotaba qaytarilib (34420Ada 2 minut davomida o'lchangan qiymatlarning o'rtacha qiymati aniqlanadi), o'lchashdagi cheklanishlar olib tashlanadi.

5.12.3 Blok diagramma: oddiy ko‘rinishi

Asboblarning juda samarali ishlashini ta‘minlash uchun ichki boshqaruv (ichki mikrokontrol-ler) imkoniyalaridan foydalaniladi, shunda asbobning arxitekturasini nihoyatda oddiy bo‘ladi. Asosiy sxema (5.57-rasm) oddiylikning o‘zginasidir: uning tarkibida yagona, biz bilgan noinvertlovchi op-amp sxemasida yig‘ilgan, (-) kirishi yerdan uzilgan, kuchaytirgich mavjud. Bu asbobda mikro-kontroller boshqaruvchi boss: uning kodi bilan yuqori aniqlikda ishlaydigan ADC (§13.8.6) boshqariladi va qimmat bo‘lmagan komponentlardan tashkil topgan sxemaning aniq ishlashini ta‘minlash uchun uzliksiz kalibrlab turadi. Keling, shu raqamli multimetr sxemasi ichiga sho‘ng‘ib uni qanday ishlashini ko‘rib chiqamiz.

5.12.4 34401 A 6.5-raqamli multimetrning kirish qurilmalari

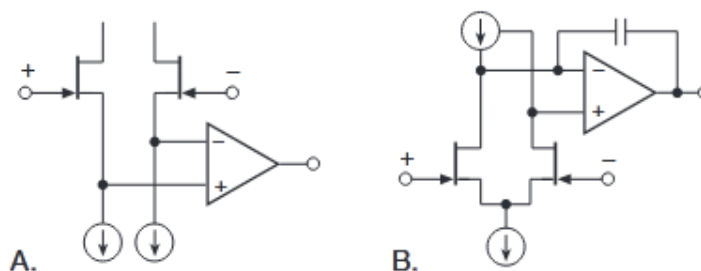
34401 A ning debyutini 1991-yilda ko‘rdik, T&M (test and measurement) sinash va o‘lchash-lar bilan faoliyat yuritadigan jamoasi uchun bu ajoyib tuhfa bo‘ldi (farqlash imkoni 6.5-raqam, bir sekund davomida 1000 o‘lchash, o‘lchash aniqligi 20 ppm), narxi ham hamyonbop (~1k\$). Kirish kuchaytirgichi (uning kirishida himoyalovchi zanjir va 100 V hamda 1000 V ko‘lamlariga⁵⁸ attenuuatorlar o‘rnatilgan) 100 mV ko‘lami uchun x 100, 1 V ko‘lamda x10, 10 V ko‘lamda x1 kuchaytirish koefitsientlarini ta‘minlab beradi; $R_{in} = 10\text{ G}\Omega$; kirishdagi kuchlanish 100 V va 1000 V ko‘lamlarida bo‘lgani attenuuator ishgah tushadi, uning kirish qarshiligi $R_{in} = 10\text{ M}\Omega$.



5.57-rasm. Agilent raqamli multimetri: o‘ta soddalashtirilgan blok diagramma ko‘rinishida.

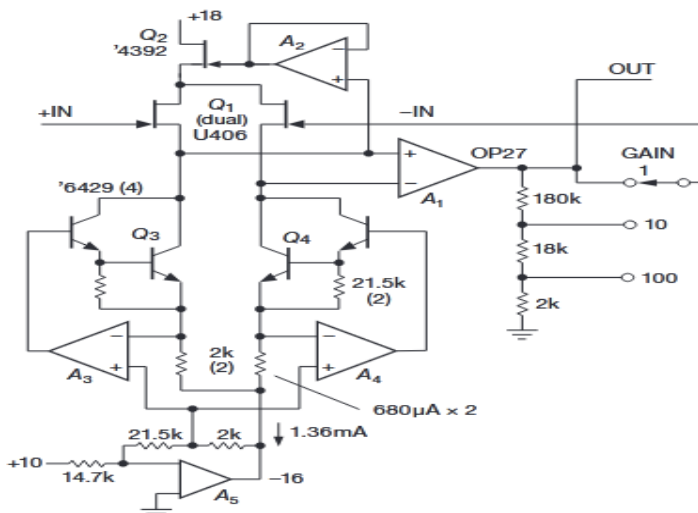
Multimetr kuchaytirgichining asosiy strukturasi kam shovqinli pretsezion op-ampdan (OP-27) tashkil topgan, uning kirishiga 5.58A-rasmda ko‘rsatilganidek JFET source qaytargichlar jufti ulan-gan. (5.58B-rasmda ko‘rsatilgan sxemada qaytargichlar o‘rniga differensial kuchaytirgich o‘rnatilgan va bu sxema 34420A multimetrida ishlatilib, uning sezgirliigi katta bo‘lgan 1 mV va 10 mV o‘lchash ko‘lamlari uchun, qo‘shimcha halqa kuchaytirish koefitsienti va kichik kuchlanish shovqinlarini ta‘minlagan). Bipolyar kirishli op-amlar kattaroq stabillikni (120 dB) ($0.2\text{ }\mu\text{V}/^\circ\text{C}$) va kamroq shovqin bo‘lishini ($3\text{ nV}\sqrt{\text{Hz}}$) ta‘minlaydi, ammo bu yutuq qabul qilib bo‘lmaydigan kirish toki $\pm 15\text{ nA}$, shunga muvofiq bo‘lgan kirish tokining shovqini ($1.7\text{ rA}\sqrt{\text{Hz}}$) ham bor. JFET qaytargichi, siljitish kuchlanishining ($40\text{ }\mu\text{V}/^\circ\text{C}$!) stabillicigi hisobiga, kirish toki va shovqini masalasini hal qiladi va sal-moqli miqdordagi kuchlanish shovqinini ($10\text{ nV}\sqrt{\text{Hz}}$) qo‘shadi. Kompromis yaxshi emas, ammo bu asbob uchun yetarli darajada yaxshi. (Aniqrog‘i yuqoriroq bo‘lgan 34420A uchun, ko‘rib turganimiz-dek, bu qoniqarli emas).

⁵⁸ Barchasi 20% “ortiqcha ko‘lamga” ega, misol uchun, “10 V” ko‘lamida $\pm 12\text{ V}$



5.58-rasm. Agilent multimetrlari uchun asosiy JFET-enhancement op-amp sxemalari: A. 34401Ada ishlatilgan source qaytargichi; B. 34420Ada ishlatilgan umumiy sourceli differensial kuchaytirgich.

Kuchaytirgichning to'liq sxemasi 5.59-rasmda keltirilgan. Birinchidan, JFET juftining kompensatsion feedbackli drain kuchlanishi manbaiga ahamiyat bering: Q_2 tranzistori Q_1 tranzistorlarining konstanta drain –source kuchlanishini ta'minlab beradi (bu kuchlanish Q_2 tranzistorining ishchi tokini belgilaydigan V_{GS} kuchlanishiga teng, bu kuchlanishning konstanta qiymati Q_1 tranzistorlarining source terminalidagi ko'rinishi murakkab bo'lgan tok bilan ta'minlanadi). Bu ancha katta tok, chunki Q_1 JFET jufti nima bo'lsa ham pretsezion (agar ishonsangiz $V_{OS(max)} = 40\text{ mV}?!)$, demak bu o'rtamiyona siljitish kuchlanishining kirish signali ta'siridagi o'zgarishi (va muvofiq V_{DA} kuchlanishining o'zgarishi) natijada aniqlik bo'yicha kutganlarni puchga chiqaradi. Drainlar kompensatsion feedback bilan ta'minlangani tranzistorlarning sourcelariga ham o'tadi, shunda tranzistorlar kirish signali o'zgarganini sezmaydi; ular sezilmaydi, demak, hech narsani buzmaydi. Yana, bunga qo'shimcha bo'lib, kichik qiymatlardagi ishchi kuchlanish (1 – 2 V) gatelar ixrojni kichik qiymatlarda bo'lishini ta'minlaydi va kirishdagi kuchlanish o'zining to'liq ko'lamida $\pm 15\text{ V}$ o'zgarganida ham o'zgarmaydi. Aql mahsulini ko'ring!⁵⁹

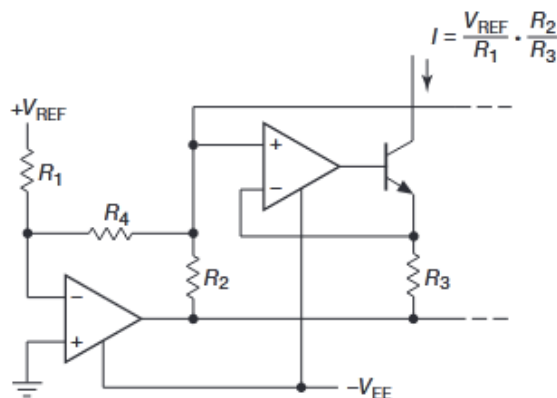


5.59-rasm. Agilent 34401A multimetrlining, o'lchash aniqligi $0.1\text{ }\mu\text{V}$ bo'lgan, kirish kuchaytirgichi. Kuchaytirgichning kirishi bitta bo'lib, kirishiga berilgan kuchlanishlarni umumiy terminalga nisbatan kuchaytiradi va o'lchaydi.

Sxemaning kuchlanish bo'yicha kuchaytirish ko'effitsientini aniq o'rnatish analogli kommutatorlar bilan kommutatsiya qilinadigan, o'zaro moslashtirilgan rezistorlar zanjiri bilan amalga oshiriladi, bu komponentlar yagona, kuchaytirish ko'effitsientini o'rnatish uchun ishlatiladigan, integral sxemaga joylashtirilgan.

⁵⁹ 0.7 mA tokida Q_1 tranzistorining V_{GS} kuchlanishi 1.4 mA tokidagi Q_2 tranzistorning V_{GS} kuchlanishidan kichik bo'lishi kerak, Q_1 tranzistorlarining V_{GS} ishchi kuchlanishlari farqi hisobiga. Demak, Agilent bu talabga muvofiq tranzistorlarning kirish nazoratini o'tkazadi, deb taxmin qilsa bo'ladi.

Tranzistorlar source terminallari potensialini manfiy tomon tushirish uchun manfiy tok manbai (sink) jufti ishlatilgan. Bu tok manbaiga $+10\text{ V}$ referens kuchlanish berilgan, ana shu kuchlanish ADCda quyi yo‘nalish yaratish uchun ham ishlatiladi (§13.8.6ni ko‘ring). Sxema ishlashini yaxshiroq tushunish uchun 5.60-rasmda keltirilgan soddalashtirilgan sxema ishini ko‘rib chiqish foydali. Unda tok manbalaridan faqat bittasi ko‘rsatilgan va Darlington tranzistori yagona npn tranzistor bilan almashtirilgan. Sxemaning chap tomonidagi op-amp V_{REF} kuchlanishidan R_2 rezistorida $V_{REF}R_2/R_1$ kuchlanish tushuvini hosil qiladi; bu kuchlanish, sxemada ko‘rsatilganidek, muvofiq tok manbaining tok qiymatini belgilaydi. O‘zining multimetrida Agilent R_2 va R_3 moslashtirilgan rezistorlar juftini ishlatgan (har bir source uchun bitta rezistor). Qo‘shimcha R_4 rezistori emitter kuchlanishini $V_E = -V_{REF}R_2/R_1$ ga manfiy tomon tushiradi va shu bilan kirish kuchlanishlarining $\pm 15\text{ V}$ o‘zgarish ko‘lamiga muvofiqligini ta‘minlaydi ($\pm 12\text{ V}$ ishchi ko‘lam plyus 3 V pulsatsiya va shovqinlarni joylashtirish uchun). 5.59-rasmdagi sxemada keltirilgan rezistorlar qarshiliklarini o‘rnatsangiz muvofiqlik quyi tomonga -14 V (emitterdagi kuchlanish -14.6 V) kengayadi va shu individual manbanning manfiy tomonga oqadigan toki $680\text{ }\mu\text{A}$ bo‘ladi. Loyihachi Darlington tranzistorlarini ishlatib baza tokining xatoligini kichik qilib ushlab turadi (qo‘pol qiymati $I_C/4500$, tranzistorning betta koefitsienti 200 deb olingan).

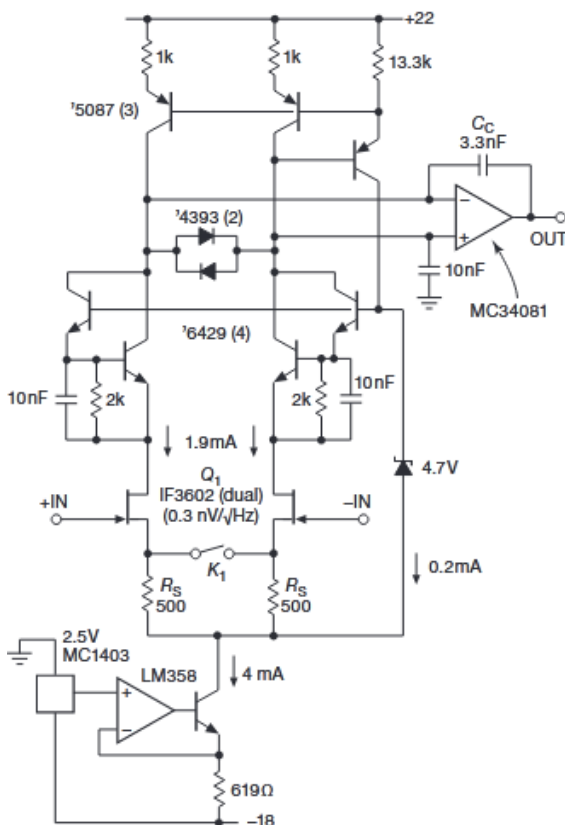


5.60-rasm. Agilent 34401Aning referens tok manbai

5.12.5 34420A 7.5-raqamli multimetrning kirish sxemasi

6.5-raqamli 34401A multimetrni ko‘rib chiqish bilan o‘zimizni tayyorladik, endi keling uning ukasi bo‘lgan 34420A 7.5-raqamli multimetr bilan tanishaylik. Bu multimetr o‘zining kattaroq aniqligi va sezgirligi (to‘liq shkala 1 mV) bilan ajralib turadi, uning aniqligi, stabiligi va kirish sxemalarining kam shovqinliligiga ancha katta mehnat sarflangan. Uning eng sezgir o‘lchash ko‘lamida kirish kuchaytirgichining kuchaytirish koefitsienti 10000 (ADCning $\pm 10\text{ V}$ li ko‘lami uchun kirishdagi kuchlanish $\pm 1\text{ mV}$ bo‘lsa bo‘ladi). Bu sezgirlik, aniqlik va chiziqlilikni ta‘minlash uchun ochiq halqa kuchaytirish koefitsienti ancha katta bo‘lishi talab etiladi. Yuqori sezgirlik va farqlash imkonini ta‘minlash uchun shovqin darajasiga ham katta talab qo‘yiladi; misol uchun, spetsifikatsiyaning “DC Voltage Noise” bandida ko‘rsatilgan shovqin ko‘lami (2-minut davomida o‘rta qiymati aniqlangan) 10 mV o‘lchash ko‘lamida 1.5 nV(rms) , bu 0.15 ppm ga teng bo‘ladi. Shu talablarga muvofiq bo‘lgan multimetr yaratish uchun loyihachilar 5.58B-rasmdagi sxemani tanlashdi, unda JFET jufti umumiy source differensial kuchaytirgich sxemasini tashkil qilgan, uning kuchaytirish koefitsienti katta va shovqinlari kamaytirilgan. Kuchaytirgichning to‘liq sxemasi 5.61-rasmda keltirilgan. Yana bir marta, JFETlarning ishchi toklari konstanta qiymatiga ega (har birining toki 2 mA), drainlar feedback bilan kompensatsiyalangan (kuchlanish $V_Z - 2V_{BE} - 1\text{ V}$ qiymatida ushlab turiladi, ya‘ni $V_{DS} \approx 2.5\text{ V}$). Ular tanlagan JFETlar katta geometrik o‘lchamlarga ega va shu bilan shovqin kuchlanishlari ancha kamaytirilgan (hayratga soladigan kichik shovqin kuchlanishi $e_n =$

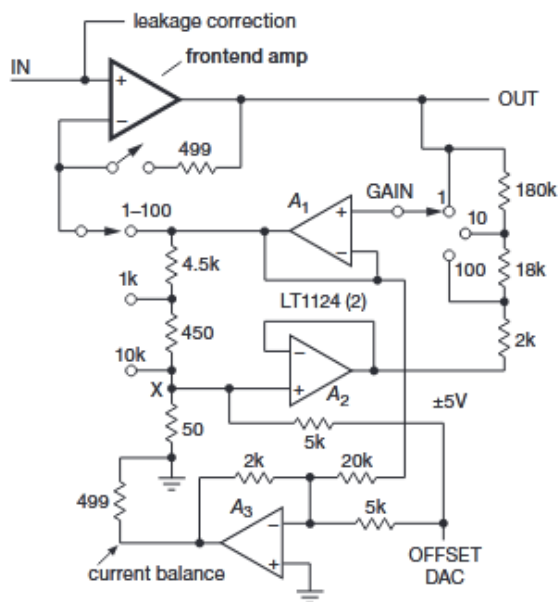
$0.4 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 10 Hz chastotada). Bu JFETlar nihoyatda katta: $I_{DSS} = 50 \text{ mA min}, 1000 \text{ mA max}$ (bu parametrning ko‘lamiga tegishlimi?!), kirish sig‘imi 500 pF atrofida va siljitish kuchlanishining qiymati $\pm 100 \text{ mV}$ (temperatura koeffitsienti keltirilmagan). Oxirgi keltirilgan parametr nanovoltlarni o‘lchashda ancha qiyinchiliklar tug‘dirishi mumkin! (Bu siljitish kuchlanishining o‘lchangan qiymatini uzluksiz trimmerlash vositasini ko‘rib chiqamiz). Bular hayvonga o‘xshaydi, ammo tinch. Bu sxemalarga, kuchaytirish koeffitsienti, chastota ko‘lami va shovqinlar masalalarini ko‘rib chiqishda yana qaytamiz. Avval umumiy halqa kuchaytirish koeffitsientini o‘rnatilishini ko‘rib chiqaylik.



5.61-rasm. Agilent 34420A multimetrining kirish kuchaytirgichi, o‘lchashdagi farqlash imkoni 0.1 nV, $G = 10000$ (5.62-rasmda kuchaytirish koeffitsientini kommutatsiya qilish sxemasi berilgan).

A. Ikki kaskadli kuchaytirish koeffitsientini o‘rnatish halqasi. 5.61-rasmda keltirilgan sxema kuchaytirgichning o‘zi bo‘lib, 5.62-rasmdagi sxemaning feedback va trimmerlash sxemasiga o‘rnatiladi. Kuchaytirish koeffitsientini o‘zgartirish amali ikki pog‘onada, katta stabillikka ega pretsezion attenuatorlar bilan, bajariladi (bu iste’molchining modullari). Attenuator A_1 pretsezion kuchaytirgich bilan izolyasiyalangan, uning siljitish kuchlanishi, o‘lchash jarayonining bir qismi sifatida, uzluksiz o‘lchanib, natijadan ayirilib turiladi (ikkita, kuchaytirish koeffitsienti $G = 1$ bo‘lgan kuchaytirgich chiqishi bilan solishtiriladi). A_2 kuchaytirgichining siljitish kuchlanishi ham uning chiqishida o‘lchanishi mumkin, shunda siljitish kuchlanishi DACi nolga o‘rnatilib, kuchaytirgichning kuchaytirish koeffitsienti $\times 100$ ga o‘rnatiladi.

“Siljitish kuchlanishining DACi” (“offset DAC”) xonadagi katta filni yo‘qotish uchun ishlatiladi (JFET juftining siljitish kuchlanishi $\sim 50 \text{ mV}$ ko‘lamida bo‘lishi mumkin). Buning uchun, offset DAC yaratgan kuchlanish ($\pm 5 \text{ V}$ ko‘lamida) “X” bilan belgilangan tugunning potensialini $\pm 50 \text{ mV}$ ga siljitadi. A_2 qaytargichi bu siljitish kuchlanishi nusxasini o‘ng tomondagi kuchlanish bo‘luvchisining quyi uchiga beradi va birinchi pog‘ona kuchlanish bo‘luvchisining effektiv yerga nisbatan o‘rnatilgan nuqtasini yaratadi. Ana shu joyda nozik masala bor: bunday pretsezionlikka ega bo‘lgan



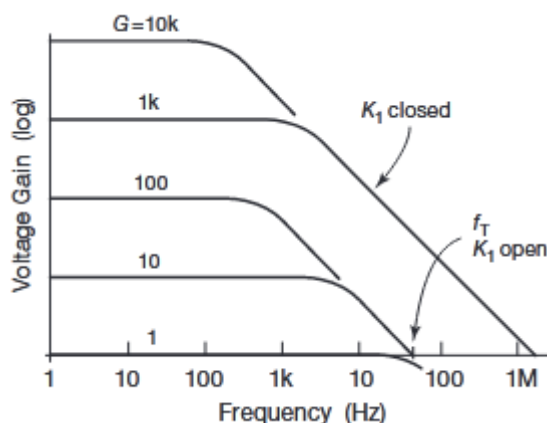
5.62-rasm. Agilent 34420A o'lchash ko'lamini kommutatsiyasida ishlatilgan feedback sxemasi, bu sxema asosiy kuchaytirgichning (5.61-rasmdagi) feedback zanjirini tashkil qiladi. Ixroj toklarini korreksiya qilish sxemalari bilan §13.3.3 va 13.15-rasmda tanishishingiz mumkin.

sxemada (1mV ko'lamda LSB quyi raqam xonasining vazni 1 nV bo'ladi) siz odatda hisobga olmaydigan narsa – misol uchun, yerga ulash o'tkazgichdagi kuchlanish tushuvi. DACdan sxemaga yoki sxemadan unga 1 mAgacha bo'lgan tok oqishi mumkin ($5k\Omega$ qarshilikda 5 V kuchlanish berib), bu tok, agar o'tkazgich qarshiligi, aytaylik, $1 m\Omega$ bo'lsa, yer potensialini 100 nVga ko'tarib qo'yishi mumkin. Shu sabab loyihachilar A_3 kuchaytirgichini qo'shishgan, uning chiqishi balans tokini ana shu tugunda teskari tomon oqishga majbur qiladi; agar toklar o'zaro 1%ga muvofiqlangan bo'lsa, xatolik 1 nV qiymatigacha tushadi. Bunday holat shu bilan bog'liq bo'lgan boshqa masalani ko'taradi: nanovolt darajasidagi stabillik to'g'risida gap ketganda, A_1 chiqishidagi kuchlanishning dreyfi to'g'risida tashvishlanishimiz kerak emasmi? Albatta, kerak, ammo kuchaytirish koeffitsientini o'rnatish attenuuatorini ikkiga bo'lish amali bu dreyfni chap tomondagi attenuuator bilan kamaytiradi, misol uchun eng sezgir o'lchash ko'lamida x100 barobarga.

B. JFETlarning nazorati va ta'minoti Diskret tranzistorlarda signal shaklini kam buzadigan va pretsezion sxema yaratilganda muhim qoidaga rioya qilish kerak bo'ladi: ishlatilgan sxema kirishdagi signal o'zgarsa ham tranzistorlarning ishlash rejimi (V_{ds} va I_d) o'zgarmasligi kerak. Bu ikkita kuchaytirgich loyihasida ham bu qoidaga rioya qilingan, ammo uni amalga oshirish yo'llari har xil bo'lsa ham, yaxshi natijalarga erishilgan. Ikki kuchaytirgich sxemalarida ham JFETlar kichik drain-source kuchlanishlarda ishlatilgan va shu bilan gate ixroji kamaytirilib, shu tok bilan uning harorati o'zgarishlari minimizatsiya qilingan (§3.2.8ni ko'ring). Ana shu qoida (ikkinchi sxemada) MS34081 JFET op-ampining kirish kuchlanishlari uchun ham qo'llanildi, ularning ikkisining kirish kuchlanishi $2V_{BE} + 1.9 V$ qiymatiga 22 V manba kuchlanishidan kichik qilib o'rnatildi. Shunga o'xshab tok oynagi tranzistorlaridagi kuchlanish tushuvlari, kirishdagi signal kuchlanishi to'liq ko'lam – 15dan +15 V gacha o'zgariganida ham, o'zgarmaydi. Faqat C_C feedback kondensatorida kuchlanish o'zgarishlarini ko'rish mumkin. Va nihoyat, Q_1 JFET tranzistori kichik V_{DG} kuchlanish bilan ishlasa ham gate ixroj toklari masalasini unutmaslik kerak. Agilent kirishni siljituvchi toklarni korreksiya qiladigan 8-bitli DAC sxemasini qo'shib, muammoni hal qilgan. Bu qiziqarli sxema ishlashini biz §13.3.3da ko'rib chiqamiz.

C. Kuchaytirgichning kuchaytirish koeffitsienti: x1 dan x10000, stabiligi 0.1 ppm Yana kuchaytirgichga qaytib kelsak (5.61-rasm), unda mavjud bo'lgan nozik jihatlarini tushunib olishimiz

mumkin. 1 mV o'lchash ko'lami uchun yopiq halqa kuchaytirish ko'effitsienti $\times 10000$ bo'lishi talab etiladi. JFET tranzistorlarda yaratilgan differensial kuchaytirgichning kuchaytirish ko'effitsienti op-amplar ichida oldingi saflarda; dcdagi kuchaytirish ko'effitsientini hisoblab aniqlash oson bo'lmasa ham (uning qiymati tok oynagining impedansi va yuklama qarshiligiga bog'liq), biz uning kuchaytirish ko'effitsienti bilan chastota ko'laminig ko'paytmasini f_T baholab olishimiz mumkin, shunda C_C kompensatsion kondensatori differensial kuchaytirish ko'effitsienti $G = g_m X_C / 2$ ga muvofiq pasayib boradi, bunda g_m har bir JFET tranzistorining ishchi tokidagi transconductance ko'rsatgichi (K_1 relesi 1 mV va 10 mV o'lchash ko'lamlarida ulangan holatida bo'lib 500Ω source rezistori qarshiligi olib qo'yiladi). f_T chastotada kuchaytirgichning umumiy kuchaytirish ko'effitsienti birga teng bo'ladi, ya'ni $f_T = g_m / 4\pi C_C$. g_m qiymatini baholashda biz bu JFET tranzistorlari ostona osti toklar ko'lami-da ishlashini hisobga olishimiz kerak (ularning I_{DSS} tokining tipik qiymati 300 mA), bu rejimda FETlar bipolyar tranzistorlardek ishlaydi (I_D toki V_{GS} kuchlanishiga eksponensial bog'liqlikka ega; 3.15-rasmni ko'ring), ularning transconductance ko'rsatgichi drain tokiga proporsional bo'ladi, ularning g_m ko'rsatgichi shu tokda ishlaydigan bipolyar tranzistorning shu ko'rsatgichidan biroz kichik bo'ladi. IF3602 JFET drain toki $I_D = 2mA$ bo'lgan deb olsak, $g_m \approx 60 mS$ bo'ladi, bipolyar tranzistorlarda bo'lsa $g_m = 40I_S mS$, demak $f_T = 1.5 MHz$. Hisobni teskari tomon amalga oshirsak, ochiq halqa kuchaytirish ko'effitsienti 1 Hz chastotada 10^6 atrofida bo'ladi, buni 5.63-rasmda ko'rishingiz mumkin. Past chastotalarda source rezistori bo'lmaydi va shu bilan stabillik ta'minlanadi. Kuchaytirish ko'effitsientining so'nishini hisoblash oson, chunki differensial transconductance ko'rsatgichi $1/2R_S$ (1 mS) bo'yicha kamayadi, demak $f_T = 50 kHz$.



5.63-rasm. 5.61-rasmdagi kuchaytirgichning differensial kuchaytirish ko'effitsienti.

D. Kuchaytirgichning subnanovolt ko'lamdagi shovqinlari. Yakunida, muhim shovqin masalasini ko'rib chiqaylik. Nanovoltlar ko'lami to'g'risida gapirganingizda, katta mavzuga kiramiz; shovqin muammolarini kamaytirish uchun loyihachilar, xarakteristikalarini idealdan past bo'lgan, geometrik o'lchamlari katta bo'lgan JFETlarni tanlaydi (siljitish kuchlanishi, kirish sig'imi). Kuchaytirgichning sezgirligi eng yuqori bo'lgan joyda shovqinlarning ahamiyati ortadi: o'lchash ko'lami 1mV (1.2 mV, o'lchash ko'lami 20%ga keng bo'ladi) bo'lganida 6.5-raqamli o'lchamning eng kichik qiymati 1 nV bo'ladi. Shovqin yaratuvchi manbalar ko'p bo'ladi. JFET tranzistorining ulushi 3 Hz chastotada 1 nVrms bo'ladi 1 Hz chastota ko'lamida ($e_n = 0.4 nV/\sqrt{Hz}$ shovqin kuchlanishi har bir tranzistorda, yo'q qilib bo'lmaydigan shovqinni hisobga olish uchun bu qiymat 1.4ga ko'paytiriladi). O'lchash fluktuatsiyalarini o'rganish uchun 5.54-rasmga nazar soling, unda biz turli op-amplarning kuchlanish shovqinlarini keltirganmiz, ular universal va chopper turlari uchun keltirilgan. Integrallangan rms kuchlanish shovqini grafiklari kuchaytirish ko'effitsienti birga tushgan chastotagacha davom ettirilgan ($x - o'q$), bunga komponentlar yaratgan $1/f$ shovqinlari ham qo'shilgan. Grafiklardan

IF3602 eng kam shovqin op-amp ekanligini ko'rishimiz mumkin. Integrallash vaqtini 100 PLC (powerline cycles) yoki 1.67 s, 7.5-raqamli o'lcham uchun bu interval 0.6 Hz chegara chastotasiga va 3 nV rms shovqinga to'g'ri keladi. Agar shunday o'lchash siklidan 64 tasining o'rtacha qiymatini ikki minut davr davomida aniqlasak, rms fluktuatsiyalar x8 barobarga, ya'ni 0.4 nVgacha kamaytirilishi mumkin. Agilent o'zining datasheetida 1.3 nV qiymatini keltirgan, shunda balki kam uchraydigan o'zgarishlar va xatoliklarni hisobga olgan bo'lsa kerak. Differensial kaskad tok manbaidagi shovqinlarni yaxshi bostirgani tufayli ularning ahamiyati katta emas; bu juda yaxshi xususiyat, chunki bu sxemada shovqin kuchlanishi referensi (standarti) ishlatilgan! (MS1403 avval yaratilgan chastota ko'lami tor shovqin generatori bo'lib, shovqin kuchlanishlari qiymatlari keltirilmagan)⁶⁰. 34420A da ishlash tezligi 20 PLC (Programming Logic Controller) yoki 1.5 rd/s o'lchash/sekundigacha oshsa raqamlashtirish imkoni 7.5 dan 6.5 gacha tushadi, 25rd/s da 5.5ga, 250 rd/sda 4.5gacha tushadi, shu sababli kuchaytirgichning yuqori chastotali shovqinlari qayd etilmagan.

E. Spetsifikatsiya chegaralaridan chiqish. Bir narsaning imkon chegarasidan chiqmoqchi bo'lsangiz bu ishni iloji yo'q ekanligini ko'rasiz va buning sababchisi komponentlarning yomon holatdagi spetsifikatsiyasi bo'ladi. Bunda, misol uchun sxemaning nozik joyida ishlaydigan JFET tranzistorlar juftining yomon holdagi gate ixroj toklari 500 rA (25°Cda) qiymatigacha ko'tarilib ketadi, ammo uning spetsifikatsiyasida keltirilgan maksimal kirish toki 50 rA deb yozib qo'yilgan. Nima qilish kerak? Agar siz asosiy ishlab chiqaruvchi bo'lsangiz sizga komplektatsiya mahsulotlarini yetkazib beradigan mijozlaringizdan o'z mahsulotini talablari qatiqroq bo'lgan spetsifikatsiya asosida sinashni doim iltimos qilasiz. Aksincha shu sinovlarni o'zingiz o'tkazishingiz mumkin. Shuni bilingki, odatda bu jarayon uzluksiz davom etishiga kafolat yo'q va sizga yuborilgan komponentlarning ko'rsatgichlari yozib qo'yilganidan hech qachon yaxshiroq bo'lmaydi va, eng yomoni, sizga kerak bo'lgan komponentlar ishlab chiqarishdan to'liq olib qo'yilgan bo'lishi mumkin! Agar siz ishlab chiqarmoqchi bo'lgan asbobingiz uzoq muddat xaridorgir bo'lib qolishini istasangiz, yagona imkoniyat, sizga kerak bo'lgan eng nozik komponentning umringizga yetadigan zaxirasini yaratib qo'yish bo'ladi.

5.13 Ayiruvchi, differensial va instrumental kuchaytirgichlar: kirish

Sarlavhada keltirilgan kuchaytirgichlar nomlari ular dc kuchaytirgichlar bo'lib, kirishlariga differensial signal berilishi (V_{in+} va V_{in-} bilan nomlaylik) va chiqishi yagona yoki differensial juft signal bo'lib: $V_{out} = G_V \Delta V_{in} = G_V (V_{in+} - V_{in-})$ qiymatiga aniq proporsional bo'lishini bildiradi. Ularning shuhrat qozonishiga asosiy da'vosi sinfaz signallarni rejeksiya qilish koeffitsienti juda katta bo'lishi hamda betakror aniqligi va kuchaytirish koeffitsientining stabilligi bilan belgilangan. Ularni ta'riflanganda sxema loyihachilari ana shu sifatlarini nazarda tutishadi.

Ayiruvchi kuchaytirgich (difference amplifier) kirishi differensial chiqishi yagona; op-amp plyus ikki juft moslashtirilgan rezistorlar (§4.2.4dagi 4.9 va 5.65-rasmlarni ko'ring): CMRR 90 – 100 dB; aniq ammo kichik kuchaytirish koeffitsienti ($G_V = 0.1 - 10$); 25 – 100 k kirish impedansi kichik impedansli signal manbai bilan drayverlashga mo'ljallangan; kirish kuchlanishining o'zgarish ko'lami manba qiymatlarigacha bo'lishi joiz.

Instrumental kuchaytirgich kirishlari differensial, chiqishi yagona; kirish impedansi juda katta (10 MΩ - 10 GΩ), kuchaytirish koeffitsienti keng ko'lamli ($G_V = 1 - 1000$), CMRR koeffitsienti, juda katta kuchaytirish koeffitsientlarida, juda katta ($G_V = 100$ bo'lganida 110 – 140

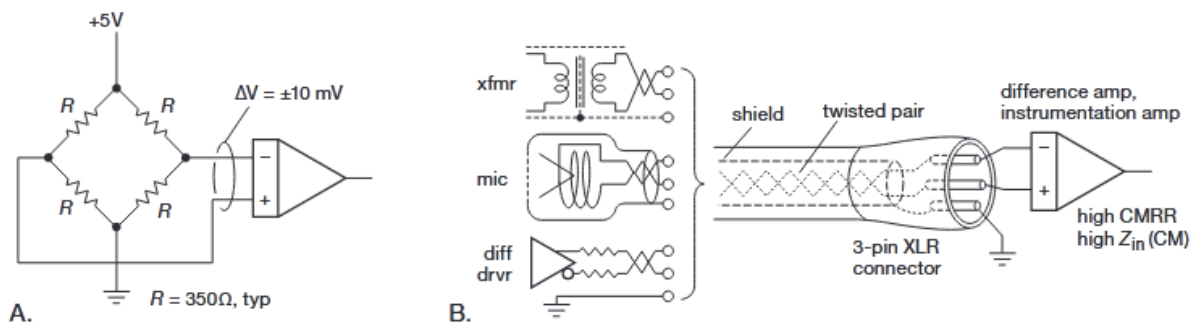
⁶⁰ Yagona chiqishli kuchaytirgich uchun biz tok manbaining shovqini $i_n e_n(amp) g_m$ qiymatidan kichik bo'lishini istardik. Tok manbai referensidagi joiz kuchlanish shovqini qiymatini belgilash uchun biz $e_{n(ref)}/e_{n(amp)} = g_m R_s$ tenglamasini ishlatishimiz mumkin. Bu sxema uchun bu nisbat 37 ga teng, demak JFETning 0.3 nV/√Hz shovqin kuchlanishi bilan faqat 11 nV/√Hz shovqin ulushini solishtirishga loyiq. MS1403 standart shovqin manbai bundan 20x barobar yomon. Agilent injenerlari ikki JFETlarning 1%li tok oynagi rezistorlari bilan moslashtirgan shovqin toklari 5% dan ham yaxshiroq so'ndiriladi deb o'ylashgani ayon. 10 Hzdan yuqori bo'lgan chastotalarda 10 nF sig'imli kondensator bu amalni yo'qqa chiqaradi.

dB); §5.15dagi misol uchun 5.77-rasm. **Differensial kuchaytirgich** differensial yoki yagona kirish, differensial chiqish; asosan kichik kuchlanishlarda ishlaydi, o'rnatilishi tezkor, chastota ko'lamiga keng; juftlangan kabelli yuklamaga va tezkor differensial kirishli ADClarga ishlashda ideal; §5.17da misol uchun 5.95-rasm.

Bu kuchaytirgichlar aslida differensial tabiatga ega signallarni sinfaz signallardan yoki sinfaz shovqinlar ichidan ajratib olib, tiklash uchun ishlatiladi. 5.64-rasmda keltirilgan kuchaytirgichlarning har biridan misollar ko'rsatilgan. Birinchi misoldagi tenzometrik elementlarni biz yuqorida (§5.4) ko'rgan edik, mexanik bosimni sezuvchi tenzometrik elementlar (tenzorezistorlar) o'lchash ko'prigi sxemasida yig'ilgan. Shu sezgir elementlar o'rnatilgan material mexanik ezilsa (cho'zilsa) tenzorezistorlarning qarshiligi o'zgaradi; shunda dc kuchlanish bilan manbalangan o'lchash ko'prigining o'lchash diagonalida kuchlanishlar farqi hosil bo'ladi. Barcha tenzorezistorlarning qarshiligi o'zaro teng, odatda $350\ \Omega$ bo'ladi, ammo bu qarshiliklar mexanik ta'sir natijasida o'zgaradi. O'lchash ko'prigining to'liq shkala bo'yicha sezgirligi bir voltga $\pm 2\text{mV}$, demak ko'prik manbai 5 V bo'lsa, $\pm 10\text{ mV}$ ga teng bo'lar ekan. Bu juda kichik differensial signal $+ 2.5\text{ V}$ dc kuchlanish ustiga joylashgan. Demak, differensial kirishli kuchaytirgichning CMRR koeffitsienti juda yaxshi bo'lishi kerak, ya'ni u $\sim 2.5\text{ V}$ kirish kuchlanishidan umumiy sinfaz qismini rejeksiya qilib, faqat uning o'zgarishlarini kuchaytirishi kerak. Misol uchun, aytaylik o'lchash xatoligi to'liq shkala bo'yicha $0,1\%$ bo'lishini istaymiz. Bu 2500 mV ustidagi $\pm 0,02\text{ mV}$ ga teng bo'ladi, demak kuchaytirgichning CMRR koeffitsienti $62500 : 1$ yoki 96 dB bo'lishi talab etiladi. Bu kerak bo'lgan CMRR koeffitsientining o'ta baholab yuborilgan qiymati bo'ladi: amaliyotda siz "nolni kalibraysiz", demak ko'prik sxemasining $+ 5\text{ V}$ kuchlanishini rejeksiya qilib, o'zgarishlarini ajratib olish uchun CMRR 60 dB bo'lishi yetarli⁶¹. Ikkinchi misol professional audiodan olingan (5.64B-rasm), bu sohada siz anchagina murakkab muammolarga duch kelishingiz mumkin. Misol uchun, konsertni yozib olishda sizning mikrofoningiz baland shipga osib qo'yilgan bo'lishi mumkin, uni kuchaytirgich bilan ulash uchun 100 metr yoki undan ham uzun bo'lgan kabel ishlatilgan. Cho'qqi qiymati volt atrofida bo'lgan signal musiqaning sokin damlarida millivoltlarga tushib qolishi mumkin. Shunda siz signal yo'lidagi shovqinlar zalvarini 40 dB da bo'lishini ta'minlashingiz kerak, chunki inson qulog'i tashqi shovqinlarga juda sezgir bo'ladi. Detsibellarni qo'shsak shovqinlarni ($< 10\ \mu\text{V}$) bostirish uchun bizga $100000 : 1$ CMRR kerak bo'ladi! Buning iloji bo'lmasa kerak, degan hayolga kelasiz; ammo tovush yozish sohasida ishlaydigan injenerlar bu ishni audiosignalni balanslangan differensial juft (standart signal impedansi $150\ \Omega$ yoki $600\ \Omega$) kabel orqali uzatish bilan osonlikcha amalga oshirdilar. Buning uchun ular yaxshi ekranlangan juft simli 3-pinli XLR konnektorga ulangan kabelni ishlatishdi (unga yana ko'p talablar qo'yish mumkin – usti metall bilan qoplangan, mexanik zarbalarga chidamli va x.k.). Signal to'liq balanslanganligini ta'minlash uchun ular sifatli signal transformatorlari yoki yaxshi loyihalangan differensial chiqishli drayver (uzatish tomonida) va qabul qilish tomoniga boshqa transformator yoki yaxshi loyihalangan differensial kirishli kuchaytirgich o'rnatishdi. O'quvchida noto'g'ri tasavvur qoldirmaslik maqsadida shuni aytishimiz kerakki, differensial kirishli kuchaytirgichlar signalning o'zi aslida differensial bo'lmagan hollarda ham foydasi bor. Yuqorida keltirilgan ikki misol qiymati kichik bo'lgan toklarni katta aniqlikda sezish (5.68a-rasm) va signalni bir qurilmadan ikkinchisiga yuborishda ishlatiladigan differensial kirishli kuchaytirgichlarini (5.67-rasm) tashkil qiladi. Oxirgi misolda, kuchlanishlar farqini kuchaytiruvchi ayiruvchi kuchaytirgichning REF terminali borligi signalni ikki, yer zanjirlari bir xil bo'lmagan, qurilma oraliq'ida uzatishda yer zanjirini ishlatmaslikka imkon beradi. Yaxshi instrumental kuchaytirgichlarni yaratishda ishlatilgan usullar, yoki umuman olganda, katta kuchaytirish koeffitsientiga ega differensial kuchaytirgich yaratishda ishlatilgan usullar

⁶¹ Biz tenzorezistorlarni analog –raqam konverterlari bilan birga quyida §13.9.11 (13.67-rasm) ko'rib chiqamiz. Shunga o'xshash o'lchash ko'prigi sxemasi platinali termorezistorlar (RTD) bilan ham ishlatiladi. Bunday temperatura detektorlari mikrokontroller asosida yaratilgan temperatura kontrollerlarida ishlatiladi, ularni §15.6da ko'rishingiz mumkin.

pretsezion kuchaytirgichlar yaratish usullari bilan bir xil. Siljitish toki, siljitish kuchlanishi va CMRR xatoligi juda muhim parametrlar hisoblanadi. Keling gapni, ahamiyati katta bo'lmagan sxemalarda ishlatiladigan ayiruvchi kuchaytirgichni loyihalashdan boshlab, katta talablarga javob bera oladigan instrumental kuchaytirgich sxemalarini loyihalashgacha ko'tarilamiz.



5.64-rasm. Chin differensial signalni kuchaytirish uchun yaxshi CMRR koeffitsienti talab etiladi. (a) Tenzometrik detektor. (b) Audio signalni balanslangan juft kabeli orqali uzatish.

5.14 Ayiruvchi kuchaytirgich

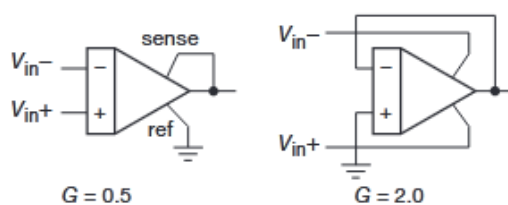
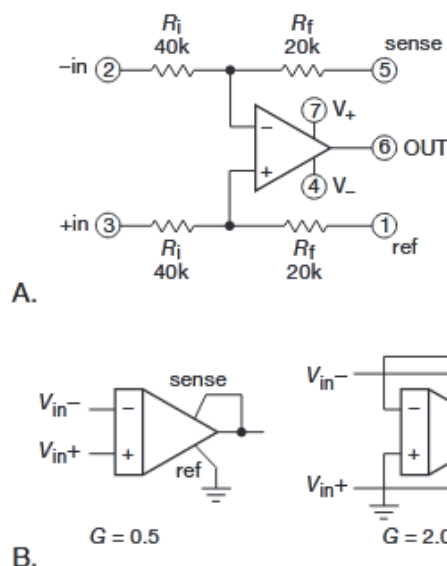
Keling birinchi bo'lib ayiruvchi kuchaytirgichni ko'rib chiqaylik: uning asosiy ishlash prinsipi, amaliy sxemalarda ishlatilishi, uning ishchi parametrlarini chuqurroq ko'rib chiqish va yakunida uning asosida yaratilgan aqlli sxema namunalari ko'rib chiqiladi.

5.14.1 Asosiy sxemaning ishlashi

Klassik ayiruvchi kuchaytirgich (5.65-rasm) asosini op-amp va ikkita R_f va R_i o'zaro moslashtirilgan rezistorlar tashkil qiladi, kuchaytirgichning differensial kuchaytirish koeffitsientini quyidagicha ifodalasa bo'ladi:

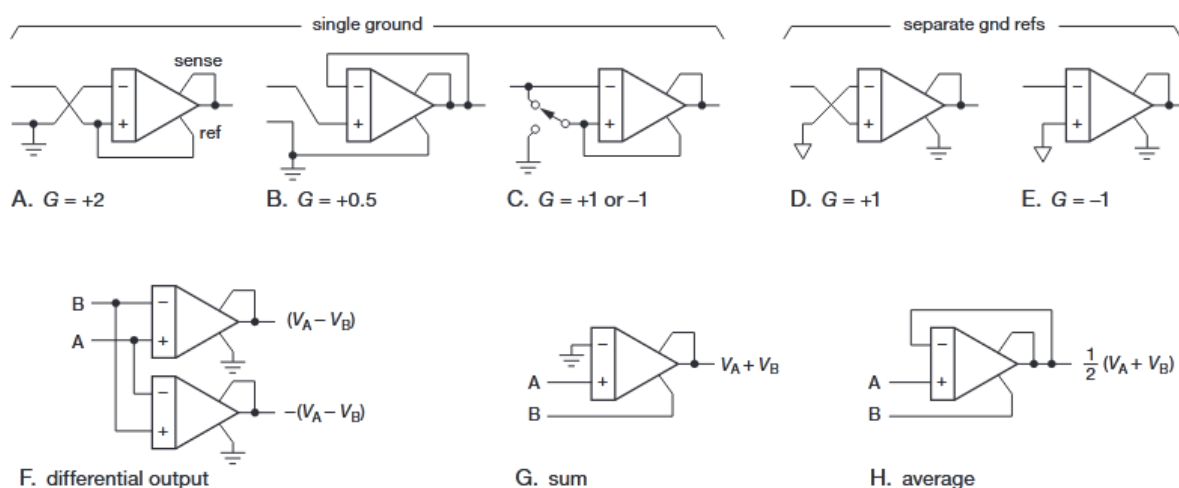
$$G_{diff} \equiv \frac{V_{out}}{V_{in+} - V_{in-}} = R_f / R_i,$$

Op-ampni ideal deb olsak sinfaz signalini rejeksiya qilish koeffitsienti R_f / R_i nisbati moslashtirilganligi bilan chegaralanadi; misol uchun, aniqlik ko'rsatgichi 1% bo'lgan rezistorlar ishlatilsa, siz kutgan CMRR koeffitsienti past chastotalarda $\sim 40dB$ bo'ladi (bu chastota ko'lamida op-amp o'zining CMRR koeffitsienti juda katta bo'ladi va sig'imli nobalanslikning ta'siri arzimagan bo'ladi). Bunday holat o'rtacha CMRR talab bo'lgan sxemalar uchun qoniqarli bo'ladi, misol uchun, tokning quyi tomonini sezish kerak bo'lganida. Kuchaytirgich ishlashini mukammallashtirish uchun rezistorlardan biri trimmerlanadigan bo'lishi yoki aniqligi yuqori bo'lgan rezistorlar (misol uchun, keng ishlatiladigan 0.1% turlari, ularni tipik narxi \$0.10 - \$0.20 100 donasi yoki qimmat bo'lmagan Susumu RG-seriyali aniqligi 0.05% va temperatura koeffitsienti 10 ppm/°C, narxi \$1) ishlatilishi kerak bo'ladi; yoki yaxshiroq yo'l – o'zaro moslashtirilgan rezistorlar juftini ishlatish bo'ladi (misol uchun, juda qimmat bo'lmagan Vishay MPM-seriyali rezistor juftlari, aniqligi 0.01% va o'zaro temperatura koeffitsienti 2 ppm/°C yoki aniqligi o'xshash bo'lgan LT5400 turdagi moslashtirilgan ikki juft rezistorlar, temperatura koeffitsienti 1 ppm/°C max ishlatilishi mumkin). Ammo bo'yo'nalishga ko'p oshiqmang... shu kunlarda ishlab chiqaruvchilar, yaxshi ishlaydigan, to'liqligicha integral sxema bo'lgan, ayiruvchi kuchaytirgichlarni bozorga chiqargan, ularning narxlari siz o'zingizning sxemangizni yaratishga sarflagan mablag'dan ancha kichik. Ularning ro'yxatini biz 5.7-jadvalda keltirdik. "Normal" ulanish sxemasida kuchaytirgichning SENCE terminali chiqish bilan ulanadi, REF terminali bo'lsa sxemaning eriga ulanadi. Ammo ularning ulanishini 5.65 B-rasmdagidek, teskari qilishingiz ham mumkin. Bu integral ayiruvchi kuchaytirgich ishlashini yaxshi tasavvur qilish uchun AD8278B integral sxemasining eng yomon holdagi spetsifikatsiyasini ko'rib



5.65-rasm. Klassik ayiruvchi kuchaytirgich, undagi rezistorlar qarshiliklari AD8228/9 dan olingan ($G = 0.5$ yoki 2).

chiqish foydali bo‘ladi: uning kuchaytirish ko‘effitsientining aniqligi $\pm 0.02\%$ ($G = 0.5$ va $G = 2$ uchun); kuchaytirish ko‘effitsientining temperatura ko‘effitsienti $1 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$; siljitish kuchlanishi va uning temperatura ko‘effitsienti muvofiq $100 \mu\text{V}$ va $1 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$; va CMRR ko‘effitsienti 80 dB . Narxi \$3 atrofida.



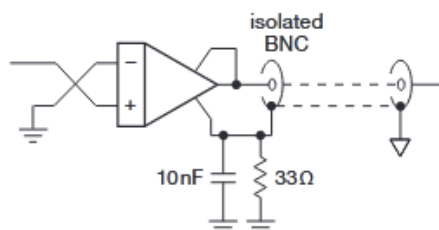
5.66-rasm. Ayiruvchi kuchaytirgichning turli ulanish usullari. (D) va (E) sxemalarda yerning shartli belgilari har xil bo‘lganiga ahamiyat bering.

5.14.2 Amaliy sxemalar

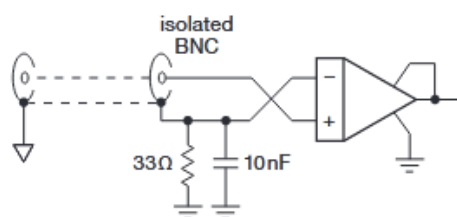
A. Yagona kirishli sxema. Qiymati aniq va stabil bo‘lgan kuchaytirish ko‘effitsientini ta’minlash uchun ayiruvchi kuchaytirgichni ishlatish yaxshi natija beradi. 5.66-rasmda bir necha oddiy sxemalar keltirilgan. Kuchaytirgich kirishlarining differensial tabiati ayiruvchi kuchaytirgich (D) va (E) sxemalarda “yo‘qotilgani” yo‘q, chunki erkin REF terminalining potentsiali tufayli kirish va chiqishning yer potentsiali o‘zaro farq qiladi. Boshqacha qilib aytganda, chiqish kuchlanishining yerga nisbatan o‘lchangan qiymati kirish kuchlanishining yerga nisbatan o‘lchangan qiymatidan ± 1.0 barobar aniq farq qiladi.

B. Yer zanjirini izolyasiyalash. Yer zanjirini izolyasiya qilmoqchi bo‘lsangiz, ayiruvchi kuchaytirgichning ana shu sifatidan foydalansa bo‘ladi, 5.67-rasm. Birinchi sxemada drayver tomoni chiqishni kirish tomoni potentsialiga nisbatan uzilgan holatda ishlashiga imkon beradi. Qarshiligi kichik bo‘lgan rezistor va shuntlovchi kondensator kirishga signal berilganida kichik kuchlanishlar

farqini hosil qilishga imkon beradi. Ikki tomon ham xursand. Ikkinchi sxemada biz kuchaytirgichning kirish tomonini chiqish tomoni ta'siridan uzib qo'yishga imkon beramiz. Bu sxemalar signal kabelidagi yomon yer muammolarini hal qilishga imkon beradi; ammo ular audio va video signallarni professional uzatishdagi to'liq izolyasiyalangan va/yoki balanslangan sxemani o'rnini bosmaydi.

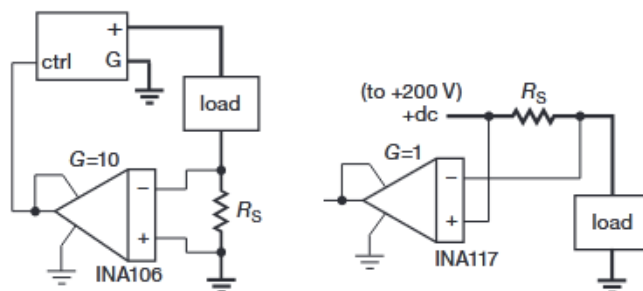


A. floating driver



B. floating receiver

5.67-rasm. REF terminali, tarmoq chastotasi asboblarga ta'sir ko'rsatmasligini ta'minlashda, yordam beradi.



A. low-side

B. high-side

5.68-rasm. O'lchash va nazorat qilish uchun tok qiymatini sezish. Tok oqimining bosh tomonida sezish (A) uchun CMRR to'g'risida o'ylamasa ham bo'ladi, ammo tok oqimining quyi tomonda sezishda keltirilgan ayiruvchi kuchaytirgich katta kuchlanishli va katta tokli manbalarda anchagina xatolik kiritishi mumkin (unda R_S rezistoridagi kichik kuchlanish tushuvi yetarli bo'ladi).

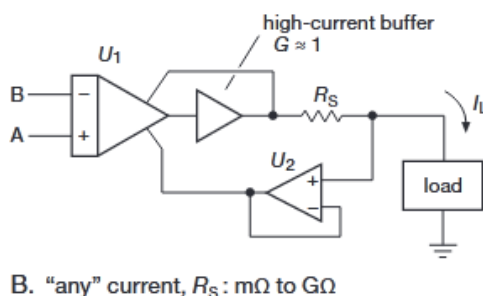
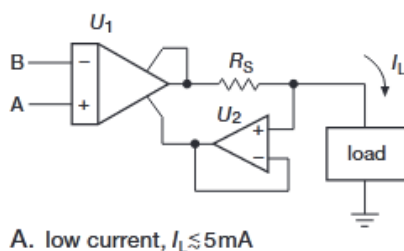
C. Tokni sezish 5.68-rasmda ayiruvchi kuchaytirgich tok qiymatini, uning oqish yo'nalishining quyi va yuqori tomonida, sezib konstanta tokini boshqarish yoki yuklama tokini aniq nazorat qilishni osonlashtirish uchun ishlatilgan. Birinchi ko'rishda, sezgir rezistor yerga ulangan bo'lgani uchun, ayiruvchi kuchaytirgichni tokning boshlanish qismida ishlatish befoyda deb ko'rinadi. Ammo faraz qiling biz katta, aytaylik 10 A gacha bo'lgan, toklar bilan ishlashimizga to'g'ri keldi. Shunda tok qiymatini sezish uchun ishlatiladigan rezistor qarshiligi 0.01Ω bo'lsa unda dissipatsiya bo'ladigan quvvat 1 W ga teng bo'ladi. Rezistorning bir tomoni yerga ulangan bo'lsa ham yagona kirishli kuchaytirgichni ishlatish to'g'ri bo'lmaydi, chunki milliomlar bilan o'lchanadigan ulanish qarshiligi 10 % o'lchash xatoligini kiritadi! Differensial kirishli kuchaytirgich rezistorni 4-simli "Kelvin ulanishi" uchun yaxshi yechim bo'ladi. Shunda ayiruvchi kuchaytirgichning CMRR koeffitsienti katta bo'lishi shart emas, chunki sezgir rezistorning quyi uchi yerdan uzoqda emas. Ana shu talab quyi tomon ulanish sxemasi uchun to'g'ri kelmaydi (5.68B-rasm), bunda sinfaz

kuchlanishning qiymati differensial kuchlanishdan ancha katta. Bu joyda biz katta kuchlanishlarda ishlaydigan ayiruvchi kuchaytirgichni ishlatdik, unda sinfaz kuchlanishning joiz qiymati ± 200 V (uning ichki sxemasi kirishida 20:1 nisbatdagi rezistiv kuchlanish bo'luvchisi ishlatilgan, §5.14.3ni ko'ring). Keling endi raqamlarga murojaat qilaylik: kirishga beriladigan dc kuchlanish 0 dan 200 V gacha bo'lishi mumkin; demak CMRR koeffitsientining minimal qiymati 86 dB (1:20000) bo'lgani kirishdagi differensial signal ko'lami 100 mV bo'lishini ko'rsatadi. Bu yomonmi? Garov o'ynashingiz mumkin! Tok qiymatini sezishda 1% aniqlikni ta'minlash uchun R_S rezistorida to'liq tokdagi kuchlanish tushuvi 1 V bo'lishi kerak. Bu juda katta "kuchlanish yuklamasi" rezistorda 10 A tok oqqanida 100 W dissipatsiya quvvatini yaratadi. Shu sabab bu sxema kichik tokli katta 200 V kuchlanishli manbalar uchun mo'ljallangan; ammo bunday tokning quyi qismida o'lchash uchun yaxshiroq yo'l ham bor, misol uchun, kuchaytirgichni yerdan uzib, chiqishini tok yoki (opto izolyator orqali) raqamlangan qiymat shaklida yerga tushirish.

D. Tok manbalari 5.69-rasmda ayiruvchi kuchaytirgichni qanday ulab, uning kirishidagi (differensial) signal kuchaytirgich chiqishiga ketma-ket ulangan R_S rezistoridagi kuchlanish tushuvini boshqarishini ta'minlash sxemasi; boshqa so'zlar bilan aytganda tok manbai sxemasi keltirilgan. Xohlasangiz, yakka kirishli boshqaruvni amalga oshirishingiz mumkin. Chiqish tokining qutbligi har xil bo'lishi mumkin va bu sxema chiqishi yerga yoki boshqa bir potensialga ulanganini sezmaydi. U_2 op-ampli qaytargich yuklama tokining minimal qiymatidan kichik bo'lgan kirishni siljitish toki va minimal yuklama tokidagi R_S rezistoridagi kuchlanish tushuvidan kichik bo'lgan siljitish kuchlanishini yaratish uchun o'rnatilgan. Loyihalash ishini siz yuklama tokining maksimal qiymati $I_{L(max)} \sim 1$ V kuchlanish tushuvi hosil qiladigan R_S rezistori qarshiligini tanlashdan boshlashingiz mumkin, yoki katta $I_{L(max)}$ yuklama tokidagi kichikroq kuchlanish tushuvini yoki kichik manba kuchlanishini tanlab $R_S I_{L(min)}$ kuchlanishi kam deganda 100 μ V yoki shunga yaqin bo'lishini ta'minlashdan boshlashingiz mumkin. Katta dinamik ko'lam uchun, aytaylik $I_{L(max)}/I_{L(min)} \geq 10^4$ uchun sizgi siljitish kuchlanishi kichik bo'lgan U_1 va U_2 kuchaytirgichlar kerak bo'ladi; ularni 5.2, 5.3, 5.5 va 5.6-jadvalardan tanlab olishingiz mumkin. 5.69A-rasmdagi sxema kichik toklar uchun yaxshi. Yuklama toki ~ 5 mAdan katta bo'lgan hollarda quvvat buferini ishlatish (5.69B-rasm); bunda siz, kuchaytirish koeffitsienti birga teng, chastota ko'lami keng (stabillik uchun) LT1010 kabi integral bufferini ishlatishingiz mumkin yoki (sizga faqat bir qutbli chiqish toki kerak bo'lsa) MOSFET yoki bipolyar tranzistorli qaytargich ishlatishingiz mumkin. Eng yaxshi yechim 3-terminalli boshqariladigan kuchlanish regulyatorini (aytayli LM317ni) "quvvat bufferi" sifatida ishlatishingiz mumkin, shunda siz uning ichki temperatura va ortiqcha tokdan himoya qilish imkonlaridan ham foydalanasiz. Bu regulyatorni ishlatganingizda uni ADJ terminali orqali boshqarasiz, shunda OUT chiqishidagi kuchlanish kirishining "izidan" borib faqat 1.25 Vga katta bo'ladi (shuni lider kuchlanish deb nomlasa bo'ladimi?) Odatdagidek, feedback siljitish kuchlanishini nazorat qiladi. Biz INA 106 yoki INA143 kabi kuchaytirish koeffitsienti $G = 10$ bo'lgan ayiruvchi kuchaytirgichni ishlatishni yaxshi ko'ramiz va uni $G = 0.1$ ga qayta kommutatsiya qilamiz, shunda sence terminalidagi kuchlanish boshqaruvchi kuchlanishning o'ndan bir qismini tashkil qiladi va muvofiqlangan chiqish ko'lamida ko'p iste'mol qilmaydi. Umuman olganda, chiqishi op-ampdan olinadigan boshqa tok manbalariga o'xshamagan holda bu tok manbai katta chastotalarda ishlaydigan kuchlanish manbaiga ko'proq o'xshaydi, unda op-ampning kompensatsiyasi va yuksalish tezligi dominanta bo'lib qoladi (§§4.2.5 va 4.4.4 larni ko'ring)⁶². Bundan ham yuqori chastotalarda yaxshi ishlaydigan aktiv tok manbaini instrumental kuchaytirgich asosida yaratsa bo'ladi, shunda uning chiqish terminalidagi katta impedans §5.16.9 dagi 5.87-rasmda ko'rsatilganidek o'rnatiladi.

⁶² Siz effektiv tok manbaining chiqish sig'imini $C_{eff} = I_{out}/S$ tenglamadan aniqlab (bunda S chiqishdagi yuksalish tezligi bo'ladi), sxemaning kamchiligini ifodalashingiz mumkin.

E. Katta quvvatli chiziqli drayverlar. Professional differensial analogli audio signal nominal qarshiligi $600\ \Omega$ bo'lgan ko'priksimon yuklamaga yuklangan balanslangan liniya orqali uzatiladi. Signal quvvati ancha katta bo'ladi: professional audio qurilmalarda $1.23\ \text{V}_{\text{rms}}$ ⁶³ ga teng bo'lgan "0dB" standarti ishlatiladi va odatda siz chegaralanmagan 16 dB dan 20 dB qo'shimcha quvvatni ko'rishingiz mumkin. Shunda +20 dB kuchlanish $12.3\ \text{V}_{\text{rms}}$ ga teng bo'ladi yoki differensial amplitudada ifodalanganda $17.4\ \text{V}$ ($34.8\ \text{V}_{\text{pp}}$) bo'ladi. Bunday katta signallar liniyalik drayverlarga jiddiy ahamiyat berishni talab etadi va bu talab programma materialining kam shovqin va signal shakli sifati o'rtasidagi kompromisning o'zi bo'lmasligi kerak. 5.70-rasmda, kuchaytirish koeffitsientlari birga teng bo'lgan ikkita differensial kuchaytirgich asosida yaratilgan umumiy kuchaytirish koeffitsienti $G = 2$ bo'lgan, ajoyib sxema keltirilgan. Sxemada ishlatilgan chastota ko'lamiga keng bo'lgan op-ampslarning chiqish toklari salmoqli darajada katta bo'lib, umumiy kuchaytirish koeffitsienti (differensial chiqish kuchlanishi bo'lingan yagona kirishidagi kuchlanish qiymatiga) $\times 2$.

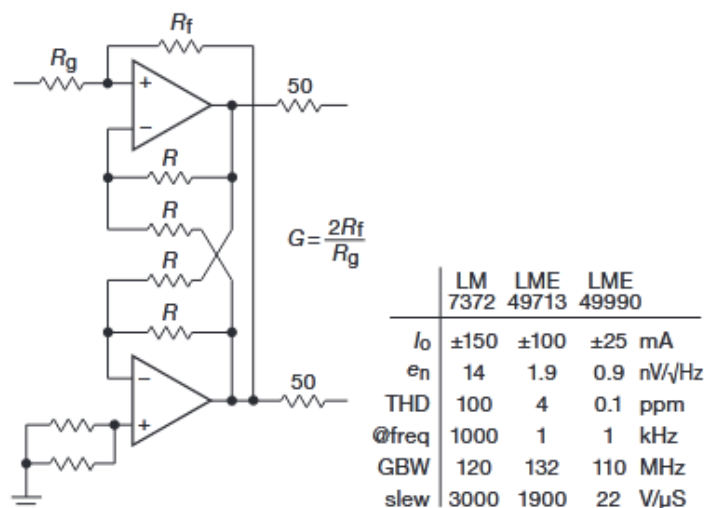


5.69-rasm. Pretsezion tok manbasi: $I_L = G_{\text{diff}}(V_A - V_B)/R_S$. (Ikki qutblilik) (A) sxemaning chiqish toki U_1 ning $I_{\text{out(max)}}$ qiymatida cheklangan. Kuchaytirish koeffitsienti birga teng bo'lgan quvvat bufferi (integral chastota ko'lamiga keng buffer yoki tranzistorli qaytargich) qo'shilgan sxema (B) chiqish toki katta bo'lishini ta'minlaydi (agar R_S $0.2\ \Omega$ dan kichik bo'lsa U_2 qaytargichi olib qo'yilishi mumkin). Bu sxemaning yuklama holati bilan ishi bo'lmaydi.

Sxema yonida keltirilgan op-ampslar $\pm 18\ \text{V}$ manbadan quvvat oladi, shunda ularning chiqish kuchlanishlari $\pm 15\ \text{V}$ yoki undan kattaroq ko'lamda o'zgarishi mumkin (juft op-ampslarning har bir liniyasida) (bu, professional audio qurilmalardagi $20\ \text{dB} \pm 9\ \text{V}$ ga to'g'ri keladigan quvvat zaxirasidan ancha katta). Tanlash uchun keltirilgan uchta op-ampning chastota ko'lamiga deyarli bir xil ($\sim 100\ \text{MHz}$) bo'lsa ham, har xil sxemalarda ishlashga mo'ljallangan. LM7372 $10\ \text{MHz}$ dan yuqori chastotalarda yaxshi ishlagani uchun video va radiouzatish qurilmalarida ishlashga mo'ljallangan, LME49xxx bo'lsa audio chastota ko'lamida ishlashga optimizatsiya qilingan va $20\ \text{kHz}$ dan yuqori chastotalarda ham ko'rsatgichlari yomon emas. Siz, umumiy garmonik signallar shakli buzilishi koeffitsienti $0.1\ \text{ppm}$ ($-140\ \text{dB}$) bo'lgan kuchaytirgichni ko'rmagan bo'lsangiz kerak, bunga juda ki-

⁶³ Audiosignallar quvvatini o'lchash uchun ishlatiladigan asosiy birlik "0dBu" bo'ladi va $600\ \Omega$ yuklamadagi $1\ \text{mW}$ quvvatga tenglanib, rms kuchlanish birliklarida ifodalanadi, uni $0.775\ \text{V}_{\text{rms}}$ dek ta'sir ko'rsatadi. Professional audioda ishlatiladigan $0\ \text{dB}$ quvvat $+4\ \text{dBu}$ ga, ya'ni $1.23\ \text{V}_{\text{rms}}$ ga to'g'ri keladi; uyda ishlatiladigan audio bunchalik quvvatli bo'lmaydi, uning quvvat o'lchamlari $-10\ \text{dBu}$ yoki $0.25\ \text{V}_{\text{rms}}$ bo'ladi.

chik bo'lgan shovqinlar ham ($1.4 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 10 Hzda)⁶⁴ ham qo'shib qo'yish kerak. Qiziqarli alternativa sifatida DRV 134 va LME49724 larni ko'rsatish mumkin, ularda to'liqlicha differensial chiqishli yagona integral sxemada o'zaro o'xshash funksiyalar badjarilish imkoni bor. Oxirgi keltirilgan integral sxema to'liq differensial sxemalari namunasi bo'lib, kirishlari ham differensial; kirishlaridan biri yerga ulanib yagona chiqishli signal manbai bilan ishlashi mumkin. Bularni biz §5.17da ko'rib chiqamiz.



5.70-rasm. Professional audioda ishlatiladigan katta quvvatli liniyaning differensial drayveri.

F. Buralgan (twisted) juft simli kabeldan keng ko'lamli signallarni uzatish. Buralgan juft tarmog'i kabeli ("Cat-5e", va boshqalar) odatda mahalliy tarmoqlarda raqamli signallarni uzatish uchun ishlatiladi (local area networks – LAN –kabellar), ammo bu kabellarni analogli signallarni uzatish uchun ham ishlatish bo'ladi. Juda keng tarqalgan Cat-5e va Cat-6e kabellarida to'rtta ekranlanmagan juft simlar bo'ladi (demak "UTP"- unshielded twisted pair), ular o'rtasida o'zaro elektromagnit yo'l bilan signal o'tishini kamaytirish uchun buralish har bir juftda har xil buralish qadami bilan bajarilgan. Shunday bo'lsa ham, kabel juft simlaridagi signallar biridan biriga va tashqi muhitga o'tmay iloji yo'q. Shunda sizga differensial drayver kerak bo'ladi (§5.17), uni, kabelning uzoq uchiga o'rnatilgan, ayiruvchi kuchaytirgich bilan birga ishlatishingiz kerak bo'ladi. Bir dyumdan uzun kabel orqali chastotasi keng ko'lamli bo'lgan signalni uzatish uchun kabelning juft simi o'zining xarakteristik impedansiga yuklangan bo'lishi kerak, uning qiymati 100Ω bo'ladi (N-ilovani ko'ring). 5.71-rasmda ayiruvchi kuchaytirgichni har bir signal uchun analogli "liniya receiver"i sifatida ishlatilgani ko'rsatilgan (keyinroq kabelning drayverlovchi tomonini ham ko'rsatamiz, §5.17.2da). Bu sxemani biz AD8130ning datasheetidan olganmiz. Bu sxema uzunligi 300 m bo'lgan kabeldan kelgan signalni "cho'qqiga yetkazish"(peaking)da, ya'ni qabul qilishda, yuqori chastotalardagi signalning kabelning o'zida atenuatsiya bo'lgan (yo'qolgan) qiymatini kompensatsiya qilish uchun ishlatiladi. Kuchaytirgichning past chastotalardagi kuchaytirish koeffitsienti $G = 3$, $R_4 C_1$ zanjiri 1.6 MHz chastotadagi xarakteristikani osilib qolishga bo'lgan reaksiyasini kuchaytiradi (shu chastotada C_1 kondensatorining reaktivligi R_3 qarshiligiga teng bo'ladi). Shu oddiy "equalizer" kiritilgani natijasida chastota xarakteristikani yassiligi $\pm 1\text{dB}$ notekislik bilan 9 MHz gacha davom etadi. Past chastotalardagi $G = 3$ kuchaytirish koeffitsienti (a) R_1 rezistori bilan juft kabel simlarining o'zaro parallel ulangandagi $50,5 \Omega$ qarshiligi (faktor 1.5) yaratgan kuchlanish bo'luvchisidagi signalning

⁶⁴ Signal manbai impedansini siz iloji boricha kichik qiymatlarda bo'lishini ta'minlashingiz kerak, shunda e_n shovqin kuchlanishlari ortib ketmaydi; oddiy 100Ω lik rezistorning o'zi sxemada yaratishi mumkin bo'lgan kuchlanish shovqini $1.3 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ bo'ladi.8-bobda ko'ring.

yo'qolishini kompensatsiya qilish uchun va (b) "uchi yuklangan" videokabelga yetarli quvvatda signal berish uchun chiqish signalini ikki barobar kuchaytirish uchun kerak (N-ilovani ko'ring).

5.14.3 Ishlash parametrlari.

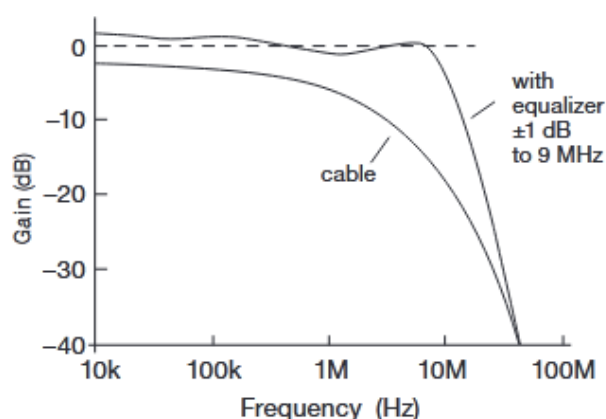
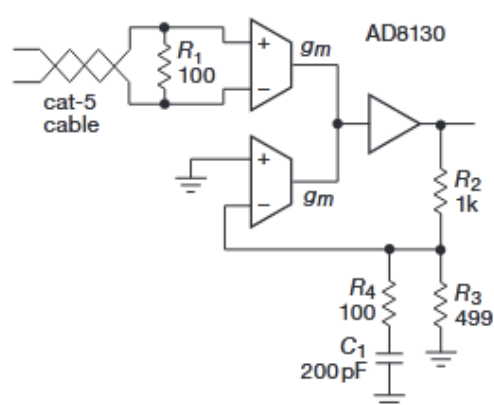
Yuqoridagi boblarda biz quyidagi muhim masalalarni ko'rib chiqqan edik: kirish impedansi (differensial va sinfaz signallar uchun) va, kuchaytirgich signalni cheklangan impedansga ega manbadan olganidagi, uning kuchaytirish koeffitsientiga ko'rsatgan ta'siri yoki, balanslanmagan impedansli signal manbaidan ishlaganida, uning CMRR koeffitsientiga ta'siri; kirishdagi sinfaz signallar ko'lami; kuchaytirgichning chastota ko'lami va uning CMRR koeffitsientiga ta'siri.

A. Kirish impedansi. 5.65-rasmdagi sxemadan ayiruvchi kuchaytirgichning kirish impedansi R_i (yoki uning ko'paytirilgan qiymati) bo'lsa kerak, degan fikrga kelish mumkin va kuchaytirgichga signal beradigan manbaning R_s (Thevenin) impedansi bizning mezonimizga ko'ra $R_s \leq 10R_i$ bo'ladigan bo'lsa, juda yaxshi deb o'ylashimiz mumkin. Ammo bunday emas! Bu kuchaytirgichlar o'zlarining pretsezion qiymatlardagi kuchaytirish koeffitsientlari bilan mashhur (5.7-jadvalda keltirilgan namunalari kuchaytirish koeffitsientlarining xatoligi 0.1% yoki undan ham kam) va shu yuksak aniqlik faqat R_s impedansi R_i qarshiligidan, kam deganda faktorga, kichik bo'lgan hollar uchun to'g'ri bo'ladi xolos. Signal manbai impedansi bilan R_i rezistori ketma-ket ulanganligi sababli kuchaytirish koeffitsienti $R_i/(R_i+R_s)$ barobar kamayadi. Kuchaytirish koeffitsientining kamayishi ikki muammoning kichigi bo'ladi. Datasheetni e'tibor bilan o'qigan bo'lsangiz, unda CMRR koeffitsientining eng yaxshi qiymati (albatta, bu ularning shon-sharafga bo'lgan eng katta da'vosi) doim $R_s = 0 \Omega$ uchun keltiriladi! Agar siz kuchaytirgichning ikki kirishiga ulangan signal manbaining impedansi bir xil bo'lishini ta'minlasangiz. CMRR koeffitsienti yetarli darajada katta bo'ladi deb kutishingiz mumkin, chunki shunda qarshiliklarning nisbati moslashtirilgan bo'ladi. Siz shunday bo'ladi. deb o'ylashingiz mumkin, ammo adashgan bo'lasiz: signal manbaining impedansi moslashtirilgan bo'lsa ham, qancha katta bo'lsa CMRR koeffitsienti shuncha yomonlashadi. Nega shunday bo'ladi? Ishlab chiqarish jarayonida kuchaytirgichning ichki rezistorlari lazer bilan trimmerlanadi va R_F/R_I yuqoridagi rezistorlar nisbati muvofiq quyidagi rezistorlar nisbatiga aniq to'g'rilanadi. Rezistorlar qarshiligi qiymatlaridan qat'iy nazar faqat ularning nisbatlari tenglashtiriladi; ikkita kirishdagi R_I rezistorlar qarshiliklari o'zaro farq qilishi mumkin. Shunda siz R_s impedanslar⁶⁵. Umumiy rezistor qarshiligining masshtabi datasheetda keltirilgan nominal qiymatiga faqat $\pm 20\%$ ga yaqin bo'ladi: rezistor qarshiligining mutlaq qiymati hisobga olinmasdan faqat qarshiliklar nisbati o'rnatiladi.

Ko'p hollarda buning iloji bo'lmaydi, albatta. Kirish impedansini ko'tarish uchun nima qilish kerak? Birinchidan barcha rezistorlar qarshiliklarini yagona faktorga ko'paytirib kattalashtirish kerak bo'ladi. Bu amalning bir necha kamchiliklari bor va ulardan eng jiddiyi (a) Johnson shovqinining ulushi ($e_n = 0.13\sqrt{RnV}/\sqrt{Hz}$, $\sim 1 M\Omega$ rezistor qarshiligida $130nV/\sqrt{Hz}$ qiymatigacha kattalashib ketadi; 8-bobni ko'ring), va (b) yoyilgan sig'implar keng chastota ko'lamida to'laydigan jarimalari. Ikkinchi yo'l kirishlarga bir juft pretsezion op-amp qaytargich o'rnatish bo'ladi. Bular yaxshiku, ammo ulardan ham yaxshi yo'l "uch op-ampli instrumental kuchaytirgich" sxemasini ishlatish bo'ladi, unda kirish kaskadidagi differensial kuchaytirgich kaskadining CMRR koeffitsienti va katta impedansi ayiruvchi kuchaytirgichga signal beradi. Biroz keyinroq biz bu ajoyib kuchaytirgichlarni ko'rib chiqamiz.

⁶⁵ moslashtirilgan manbadan signal beradigan bo'lsangiz, CMRR kamaygani hisobiga feedbacklar ham moslashmagan bo'ladi. Quyi chiziq: kirishlarga signalni op-amp chiqishidan yoki R_s qarshiligi juda kichik bo'lgan manbadan bering (misol uchun, qarshiligi kichik tokni sezish rezistoridan).

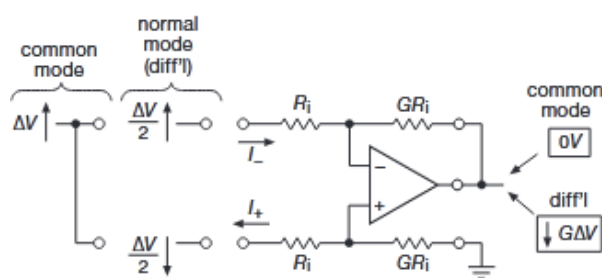
Birinchi qo'yilgan savolga qaytsak, aslida "kirish impedansi" o'zi nima? Javobi ham bir xil



emas – 5.72-rasmga nazar soling. Sinfaz kirish impedansi deganda biz ikki kirishga bir vaqtda signal

5.71-rasm. Buralgan juft orqali kelgan analogli signalning receiveri. $C_1 R_4$ zanjiri chastota xarakteristikani yuqori chastotalarda ko'tarib berib, 300 m uzunlikdagi Cat-5 kabelidagi so'ngan signalni kompensatsiya qilib beradi. 5.101-rasmni ko'ring.

berilganida hosil bo'ladigan qo'shimcha impedansni nazarda tutamiz⁶⁶. Kirishlarga sinfaz (ya'ni qiymati teng) kuchlanish berilganida, chiqish kuchlanishi aniq qiymatda bo'lgani sababli, ikki impedans o'zaro teng bo'ladi (yuqorida ko'rsatilgan arizimas moslashmaganliklardan tashqari).



$$\text{common mode: } Z_{in}(\text{each}) = (G + 1)R_i$$

$$Z_{in}(\text{combined}) = \frac{1}{2}(G + 1)R_i$$

$$\text{differential mode: } Z_{in}(-) = \frac{\Delta V}{\Delta I} = 2 \frac{G + 1}{2G + 1} R_i$$

$$Z_{in}(+) = \frac{\Delta V}{\Delta I_+} = \frac{G + 1}{2} R_i$$

$$^*Z_{in} = \frac{\Delta V}{\Delta(I_- - I_+)} = \frac{G + 1}{G} R_i$$

5.72-rasm. Ayiruvchi kuchaytirgichning har xil kirish impedansi.

Differential kirish impedansining ta'rif uzunroq. Har bir kirishning impedansi (ikkinchisi yerga ulangan holda aniqlanadi), ularning farqi R_{in} qiymati sifatida ifodalanadi: invertlovchi kirish virtual erga R_i orqali ulanadi, shunda uning $R_{in} = R_i$, noinvertlovchi kirishining impedansi shunda $R_{in} = R_i + R_f$ ga teng bo'ladi. $G = 10$ ayiruvchi kuchaytirgich misoli uchun impedanslar farqi 11ga teng bo'ladi. Bu yaxshi natija bo'ldi, ayniqsa siz ayiruvchi kuchaytirgichni 5.66 D va E rasmlarda keltirilgan yagona kirishli sxemalarda ishlatmoqchi bo'lsangiz. Shunda purist e'tiroz bildirib, siz kirish impedansini notog'ri aniqladingiz, deb aytishi mumkin: yakka kirishli kuchaytirgich kirishining o'zgarishi chin differensial kirish kuchlanishi plyus shu kuchlanishning yarmiga teng

⁶⁶ Ba'zi bir ishlab chiqaruvchilar bu qiymatning yarmini keltiradilar, ya'ni ikki kirish impedansi birlashtirilgan holda ko'rsatiladi; datasheetlar sizga bu nima ekanligini ko'rsatib beradi.

bo‘lgan siljitish kuchlanishi yig‘indisiga teng bo‘ladi. Bu insonning e‘tirozini qoniqtirish maqsadida biz 5.72-rasmda keltirilgan, ”chin” (simmetrik) differensial kirishlar asosida yozilgan, tenglamalarni

Table 5.7 Selected Difference Amplifiers

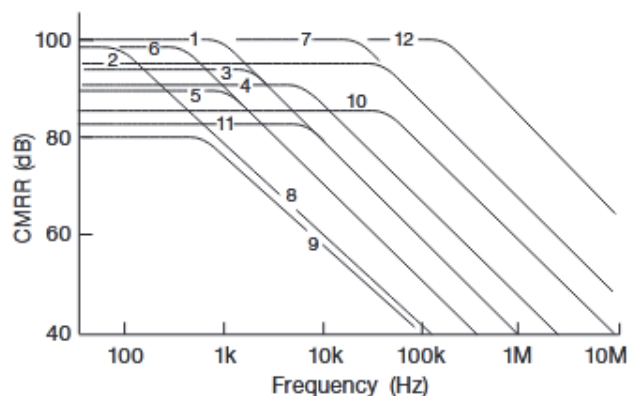
Part #	Config	Gain	ΔG max (%)	V_{CM}^a $\pm$ max (V _{pp})	Offset Voltage		CMRR		Curve	Noise ^{k,t}				BW -3dB (MHz)	Settle 0.01% (μ s)	Filter?	Supply			$\frac{A}{V}$	Comments
					typ	max	typ	min		Diff ^l Z _{in} (k Ω)	V _n (pp) dc ^b (μ V)	e _n ^r (nV/ $\sqrt{Hz}$)	Range (V)				I _s (mA)	Cost (\$US)			
INA105K	A	1.0	0.025	20	50	500	100	72	1	50	2.4	60	1	5	-	10-36	1.5	8.88	● legacy		
AMP03G	A	1.0	0.008	20	25	750	95	75	1	50	2	20 ^c	3	1	-	10-36	2.5	5.86	●		
INA134	A	1.0	0.075	26	75	250	90	74	4	50	7 ^d	52	3.1	3	-	8-36	2.4	2.36	● audio, < 5ppm dist		
INA154	A	1.0	0.1	25	75	1500	90	74	4	50	2.6	52	3.1	3	-	8-36	2.4	2.36	- low cost		
INA132P	A	1.0	0.075	28	75	250	90	76	5	80	1.6	65 ^c	0.3	88	-	2.7-36	0.16	4.62	●		
AD8271B	A ^m	0.5,2	0.02	>18	300	600	92	80	10	20	1.5	38	15	0.55	-	5-36	2.6	3.50	- G _{diff} = 0.5,1,2		
AD8273	A	0.5,2	0.05	>18	200	1400	86	77	7	24	7 ^d	52	20	0.75	-	5-36	2.5	3.13	- dual audio, 6ppm dist		
THAT1206	F	0.50	0.5	26	-	10mV	90	70	-	48	-	28 ⁿ	34	-	-	24-40	4.7	4.75	● Z _{CM} =10M, <6ppm dist		
AD8278B	A	0.5,2	0.02	>18	50	100	100	80	1	80	1.4	47	1	9	-	2-36	0.2	2.72	- G _{diff} = 0.5,2; dual '79		
INA106	A	10	0.025	11	50	200	100	86	1	20	1	30	5	10	-	10-36	1.5	11.00	● 0.10, legacy		
INA143U	A	10	0.1	15	100	500	96	86	4 ^h	20	1	30	0.15	9	-	4.5-36	1.0	3.36	- 0.10, dual=INA2143		
LT1991A	A ^m	1,4,10	0.06	27	15	50	100	77	8 ^h	90	0.25	46	0.11 ^f	48	f	2.7-40	0.10	2.50	- 3,9,12, includes filter		
LT1996A	A ^m	9-117	0.07	27 ^q	15	50	100	80	-	33 ^q	0.25	18	0.04	85	f	2.7-40	0.10	5.72	- 9,27,81, includes filter		
LT1995	A ^m	1-7	0.2	31 ^q	600	4000	87	75	-	4 ^q	-	14	32	0.1	-	2.7-40	7	3.78	- 1,2,4,6		
INA146	B	0.1 ^o	0.1	100	1000	5000	80	70	11	200	10	550	0.55	80	●	4.5-36	0.57	4.25	● high-voltage inputs		
INA117P	C	1.0	0.02	200	120	1000	94	86	8	800	25	550	0.2	10	-	10-36	1.5	5.54	● high-voltage inputs		
AD629B	C	1.0	0.03	270	100	500	96	86	6	800	15	550	0.5	15	-	5-36	1.2	7.21	● high-voltage inputs		
INA149	C	1.0	0.02	275	350	1100	100	90	1	800	20	550	0.5	7	-	4-40	0.8	6.00	- high-voltage inputs		
AD8479	C	1.0	0.01	600	500	1000	96	90	u	2000	30	1600	0.13	11	-	5-36	0.55	9.66	● highest CM voltage		
AD628A	C	ext	0.1	120	-	1500	-	75		220	15	300	0.6	40	●	4.5-36	1.2	3.36	- HV inputs, filter+gain		
<i>low-voltage</i>																					
AD8275B	D	0.2	0.024	27	150	500	96	80	2	108	1 ^{c,e}	40 ^e	15	0.45	-	3.3-15	1.9	4.23	- 5, with V _{ref} /2 offset		
AD830	E ^g	1-10	0.6	24	1500	3000	100	90	12	370	-	27	85	0.025	p	8-36	14	4.86	- G=1+R ₂ /R ₁ , V _{in} < 2V		
AD8129	E ^g	10-100	0.6	20	200	800	105	92	12	1000	-	4.6	200	0.02	p	4.5-25	10	2.90	- G=1+R ₂ /R ₁ , V _{in} < 2V		
AD8130	E ^g	1-20	0.6	20	400	1800	105	90	12	6000	-	12.3	250	0.02	p	4.5-25	11	2.90	- G=1+R ₂ /R ₁ , V _{in} < 2V		
EL5172	E ^g	1-20	1.5	20	7mV	25mV	95	75	-	300	-	26	250	0.01	p	4.7-12	5.6	1.27	- G=1+R ₂ /R ₁ , V _{in} < 4V		
INA152EA	A	1.0	0.1	18	250	1500	94	80	3	40	2.4	87	0.8	25	-	2.7-20	0.5	3.60	- 0.5,1,2, RRIO		
MAX4198	A	1.0	0.1	0.5	30	500	90	74	9 ^h	50	7.8	58	0.175	34	-	2.7-7	0.05	2.38	-		

Notes: (a) maximum common-mode voltage. (b) 0.01-10Hz or 0.1-10Hz. (c) at 100Hz. (d) 20 to 20kHz. (e) RTO (referred to output). (f) includes 4pF filter caps. (g) circuit E from Fig. 5.89. (h) CMRR curve flattens at BW frequency. (k) RTI (referred to input) unless noted. (m) multiple resistors. (n) noise = -107dBu, 20kHz BW. (o) includes extra opamp filter stage. (p) for G>1. (q) depends on gain. (r) at 1kHz. (t) typical. (u) between 5 & 6.

ko‘rsatishimiz mumkin. Shu yo‘l bilan aniqlangan bo‘lsa ham, ikki kirishning kirish impedanslari bir xil bo‘lmadi. Shundan biz differensial kirish impedansini, ko‘rsatilgan kirish toklarining o‘zgarishlariga asoslanib belgilaymiz. Datasheetlarda ana shu qiymat ta’riflarsiz keltiriladi, xushyor bo‘ling! Oxirgi nazar: kuchaytirish ko‘effitsienti 10dan katta bo‘lgan ayiruvchi kuchaytirgich uchratmaysiz, chunki bunday holda R_i va muvofiq differensial kirish impedansi eplab bo‘lmaydigan darajada kichik bo‘lib qoladi. Misol uchun, $G = 1000$ bo‘lgan ayiruvchi kuchaytirgichga siz $R_i = 100 \Omega$ va $R_f = 100 k$ o‘rnatishingiz kerak bo‘ladi. Yaxshi, balki sizni $\sim 100 \Omega$ kirish impedansi qoniqtirar; ammo bunda siz CMRR ko‘effitsientining kamayib ketishini oldini olish uchun kuchaytirgichni signal manbasining 0.001Ω impedansi bilan moslashtirishingiz kerak bo‘ladi. Buni tashlab yuboring: kuchaytirish ko‘effitsienti katta bo‘lgan differensial kirishli sxema uchun siz ayiruvchi kuchaytirgich o‘rniga *instrumental* kuchaytirgichni ishlatib (\$5.15).

B. Kirishga beriladigan sinfaz kuchlanishlar ko‘lami. R_i va R_f rezistorlari birgalikda hosil qilgan kuchlanish bo‘luvchisi standart ayiruvchi kuchaytirgich kirishiga manba kuchlanishlaridan katta bo‘lgan kirish signallarini berish imkonini beradi: op-amp kirishidagi ichki himoyalovchi diodlar kuchaytirgich kirishiga beriladigan signal ko‘lamini $\pm V_s(G + 1)/G$ bo‘lishi imkonini beradi, bunda $\pm V_s$ manba kuchlanishlari (buning sababini aniqlang). Misol uchun, AD8278ning $R_i = 40 k$ va $R_f = 20 k$ bo‘lgani tufayli uning kuchaytirish ko‘effitsienti $G = 0.5$ (“normal”) va $G = 2$ (revers) bo‘lishi mumkin. Shulardan kirishga beriladigan joiz sinfaz kuchlanishlar ko‘lami aniqlanadi: $G = 0.5$ bo‘lganda $-3(V_s + 0.1)$ dan $+3(V_s - 1.5)$ gacha (manba kuchlanishlari $\pm 15 V$ bo‘lganida joiz sinfaz kuchlanishlar ko‘lami $\pm 40 V$ bo‘lishi mumkin, chindan ham juda foydali ko‘rsatgich bo‘ldi!) va $G =$

2da: $-1.5(V_S + 0.1)$ dan $+1.5(V_S - 1.5)$ gacha (ya'ni ± 15 V manba kuchlanishlarida sinfaz kuchlanishlar ko'lamini ± 20 V). Ammo spetsifikatsiyalarni erinmasdan ko'rib chiqing, barcha ayiruvchi kuchaytirgichlarda ham shunday bo'lavermaydi. 5.7-jadvalda ro'yxati keltirilgan bir necha ayiruvchi kuchaytirgichlar bundan ham yaxshi bo'ladi; misol uchun, INA117 ning kirishidagi joiz sinfaz kuchlanishlar ko'lamini, differensial kuchaytirish koeffitsienti birga o'rnatilganida, ± 200 V bo'ladi. Shunday katta ko'lamga ega bo'lishi uchun uning kirishiga $200 : 1$ kuchlanish bo'luvchisi o'rnatilgan. Shunda ichki op-ampning sinfaz signallar ko'lamini ± 10 V bo'lsa, ayiruvchi kuchaytirgich kirishiga ± 200 V signal berish mumkin (sxema 5.75S-rasmda keltirilgan). Bunday katta ko'lamdagi sinfaz signallar bilan ishlaganda kuchaytirgichning siljitish kuchlanishi va shovqinlari ancha kattalashadi: ularning tipik qiymatlari muvofiq $120 \mu\text{V}$ va $550n\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$, AMR03ning muvofiq parametrlari $25 \mu\text{V}$ va $20n\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$.⁶⁷ Muhim jihat: kirish kuchlanishlari katta bo'lgan ayiruvchi kuchaytirgichlarni ishlatganingizda CMRR yaxshi bo'lmagani sababli hosil bo'lgan katta ekvivalent kirish xatoliklari bo'lishini unutmang. Misol uchun, AD629B ning spetsifikatsiyasida CMRRning tipik qiymati 96 dB, ammo uning eng yomon qiymati 86 dB (minimum), sinfaz kirish 200 V kuchlanishining kirishga nisbatan olingan differensial xatoligi 10 mV, 0.5 mV siljitish kuchlanishini to'liq cho'ktirib yuborgan. Boshqacha qilib aytganda, qiymati cheklangan CMRR koeffitsienti sababli hosil bo'lgan xatolik $|V_{CM}| > 10$ V kirish kuchlanishi uchun keltirilgan V_{OS} siljitish kuchlanishidan katta bo'ladi. Signal chastotalarida situatsiya bundan ham yomon, katta tok liniyalarini monitorlash uchun ishlatilgan ayiruvchi kuchaytirgich holi qanday bo'lishini tasavvur qilishingiz mumkin. 60 Hz chastotada INA 117 kuchaytirgichning CMRR koeffitsienti 66 dB (min) gacha tushib ketadi (AD629B ning dcdagi CMRRga o'xshash). Shunda 160 V cho'qqi qiymat quvvat liniyasi signali 80 mV kirish xatoligini yaratadi. Idealda, siz katta quvvatli liniyalardagi tokni 400 V kuchlanishda monitor qilmoqchisiz. Bu ishni bajarish uchun yaxshiroq yo'llar mavjud; qiziqsangiz §13.11.1ni ko'ring.



5.73-rasm. Ayiruvchi kuchaytirgichning sinfaz signal rejeksiyasi koeffitsientining chastotaga bog'liqligi. 5.7-jadval ("Curve" ustuni).

C. Chastota ko'lamini. Ayiruvchi kuchaytirgichlar, chastota bo'yicha bizga ma'lum bo'lgan $1/f$ tezlikda so'nadigan ochiq halqa kuchaytirish koeffitsienti kompensatsiya qilingan op-amplar asosida yaratiladi. Barcha op-amp sxemalarida bo'lganidek halqa kuchaytirish koeffitsienti ayiruvchi kuchaytirgichning yaxshi ishlashini ta'minlashi, hamda uning katta chastotalardagi kuchaytirish koeffitsientining so'nishi (chiziqliligi, kuchaytirish koeffitsientining konstataligi, kichik chiqish impedansi va h.k.) ta'minlash bilan birga CMRR koeffitsientining kamayishiga ham sababchi bo'ladi. 5.73-rasmda ayiruvchi kuchaytirgichning shu xususiyati aks ettirilgan. Kuchaytirgichning yopiq halqa chastota ko'lamini qancha katta bo'lsa (ya'ni f_T chastotasi katta bo'lgan op-amplarda) CMRR koeff-

⁶⁷ V_{CM} kuchlanishini katta qilishni ikkinchi op-amp ishlatib amalga oshirsa bo'ladi; kitobning oldingi nashridagi 7.27-rasmni ko'ring. Bu usul ishlatilgan ayiruvchi kuchaytirgichlardan xabarimiz yo'q.

fitsienti katta chastotalarda ham katta bo'lad. Ba'zi kuchaytirgichlar dc atrofida yaxshi ishlaydi ammo katta chastotalarda ishlashi sustlashadi, misol uchun INA105, AD829 va LT1991, boshqalari bo'lsa dcda unchalik yaxshi bo'lmasa ham katta chastotalarda yaxshi ishlaydi, ularga AD8271 va MAX4198lar misol bo'lishi mumkin. Ular ichidan bir nechta dc dan yuqori chastotalargacha yaxshi ishlashini namoyish qiladi, ulardan AD8273⁶⁸ va biz hush ko'rgan AD8275 ni ko'rsatish mumkin. Transconductance ko'rsatgichi balanslangan AD8129 juda yaxshi ishlaydi, ammo kirish kuchlanishlari kichik bo'lgani va katta kuchaytirish ko'effitsienti bilan cheklangan. Bu informatsiya datasheetlarda keltirilmagan; ularni solishtirish uchun ishlash grafiklarini ko'rib chiqish kerak bo'ladi. Sxemalarda mavjud bo'lgan mavhum induktivlik va assimetrik sig'imli yuklamalar katta chastotalarda sinfaz signal rejeksiyasiga ta'sir ko'rsatishi mumkin. Katta chastotalarda yaxshi CMRR ko'effitsientiga erishish uchun sxemadagi sig'imlar balanslanishi kerak bo'ladi. Buning uchun sxemadagi komponentlar ratsional simmetrik joylashtirilishi kerak bo'ladi. Sxema ana shu talablarga muvofiq simmetrik joylashtirilgan bo'lsa ham, kamaygan kirish sig'iminin shuntlovchi reaktivligi katta chastotalarda signal manbai impedansidagi barcha muvozanat buzilishlariga sezgir bo'lib qoladi⁶⁹.

5.14.4 Sxema variantlari

A. Filtr tuguni. 5.7-jadvalda keltirilgan ayiruvchi kuchaytirgichlardan birining (INA146) tashqariga chiqarilgan tuguni, u bilan yer oralig'iga ulangan kondensator bilan differensial kaskadda ($G = 0.1$) shovqinni (past chastotali filtr) filtrlashga mo'ljallangan (5.75B-rasm). Shu tugunga ulangan ikkinchi, yakka chiqishli, kaskadda kuchaytirgichning kuchaytirish ko'effitsienti bir juft tashqi rezistorlar bilan o'rnatiladi; shundan siz kuchaytirish ko'effitsientini 0.1 dan 100 gacha o'rnatishingiz mumkin. Kuchaytirish ko'effitsienti birga teng birinchi kaskad kirishidagi sinfaz kuchlanishlar qiymati ± 100 V bo'lishi mumkin, ammo shovqin va siljitish kuchlanishlari kichik bo'lmaydi.

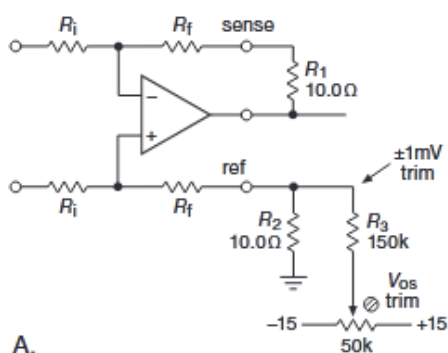
B. Siljitish kuchlanishini trimmerlash. Integral ayiruvchi kuchaytirgich ishlab chiqarishda trimmerlanib, yaxshi pretsezion holatiga keltiriladi, uning siljitish kuchlanishining tipik qiymati 25 – 100 μ V ko'lamda bo'ladi (ammo yomon hollardagi qiymati bir tartibga katta bo'lishi mumkin). Barcha op-amp sxemalariga o'xshab siz kuchaytirgichni 5.74A-rasmda ko'rsatilganidek tashqi trimmer bilan sozlashingiz mumkin. Unda R_2R_3 kuchlanish bo'luvchisi trimmerdagi ± 15 V kuchlanishni bo'lib, kuchaytirgichning ref terminaliga ± 1 mV kuchlanish qilib beradi; R_1 rezistori 10 Ω qarshilikni qo'shib kuchaytirgichni yerga nisbatan balanslaydi va shu bilan CMRR qiymatini kamaytirmasdan saqlaydi. Kuchaytirgichning kuchaytirish ko'effitsienti $R_f/(R_f + R_2)$ nisbatini biroz kamaytiriladi; tipik $R_f = 25$ k uchun bu o'zgarish 0.04%, ya'ni kuchaytirish ko'effitsientining aniqlik ko'lamida bo'ladi. Agar bu sizni tashvishlantiradigan bo'lsa R_2 rezistori qarshiligini kamroq qilinishi mumkin.

C. CMRR ko'effitsientini trimmerlash. Shunga o'xshab, siz CMRR ko'effitsientining kamchiligini (ikki zanjirdagi R_f/R_i rezistorlarning biroz moslanmaganligi sababli) 5.74B-rasmda ko'rsatilganidek trimmerlashingiz ham mumkin. Trimmerlash ko'lamini chegaralab qo'yish muhim, shunda CMRR ko'effitsientining qiymati spetsifikatsiyada eng yomon hol uchun keltirilgan 80 dB emas balki undan katta qiymatga aniq va stabil o'rnatishga imkon beradi. Shunda trimmer qarshiligining bor qiymatini ishlatishingiz mumkin, ammo stabillikni ta'minlamoqchi bo'lsangiz, 100 Ω dan kichik bo'lmagani yaxshi (agar shunday rezistorni topa olsangiz ham). Bu sxemada biz

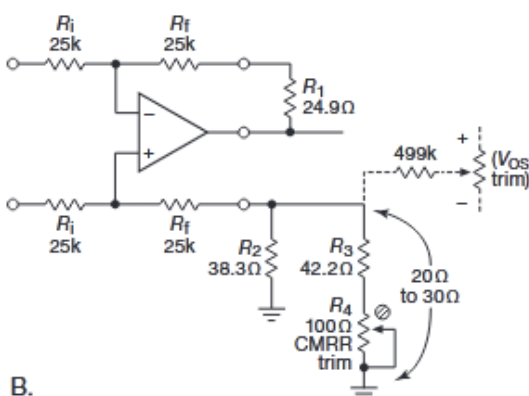
⁶⁸ AD8273ning datasheetidagi grafikda 40 kHz chastotadan pastda CMRR 100 dB bo'lishi ko'rsatilgan bo'lsa ham, jadvalga kiritilgan CMRRning tipik qiymati 86 dB ning o'zi. Bizga grafikda ko'rsatilgan qiymatlar xush ko'rinadi, ammo loyihachi eng yomon holdagi 77 dBda qotib qolgan bo'lishi mumkin. Ba'zi loyihachilar bu parametрни kirish sinovlarida aniqlashni istashadi.

⁶⁹ Professional audio ahli bu effektning ahamiyati katta deb bilib, uni qoralashdan to'xtamaydilar. Audio Engineering Society jurnalida Whitlock va Floru "Balanslangan sistemalarda shovqinni olib tashlash uchun signallarni simmetrik qilish bilan (o'zaro teng, ammo ishorasi teskari signallar bilan) amalga oshirish ish emas. Bunda sinfaz impedanslar balansga keltiriladi va ular sistemaning balans holatini belgilaydi!" deb yozganlar.

standart rezistor qarshiligi bilan $100\ \Omega$ lik trimmer ishlatdik, shunda kuchaytirgichning ref terminali bilan yer oralig'ida

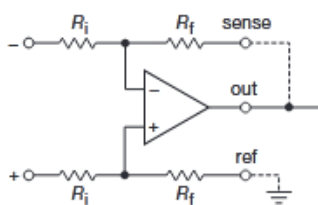


A.

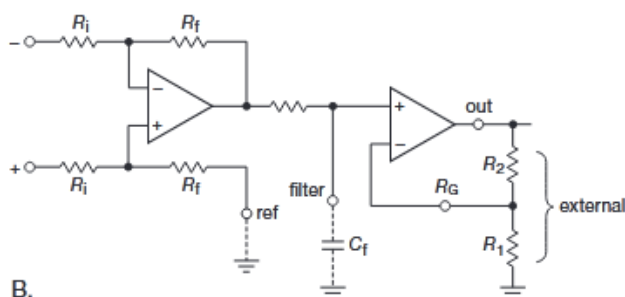


B.

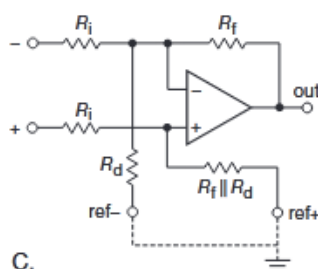
5.74-rasm. Ayiruvchi kuchaytirgichning siljitish kuchlanishi va CMRR koeffitsientini trimmerlash



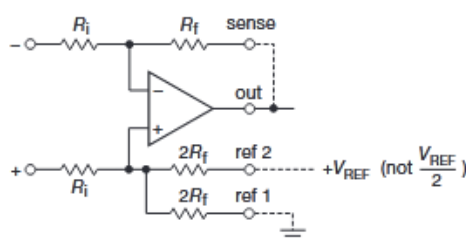
A.



B.



C.



D.

5.75-rasm. 5.7-jadvalda ro'yxati keltirilgan ayiruvchi kuchaytirgichlarning ulanish sxemalari ("Config" ustunidan aniqlanadi). Sxemaning E-shakli 5.89-rasmda keltirilgan. C-sxemasi katta kuchlanishlarda ishlatiladi (misol uchun, $\pm 270\text{ V}$ AD629Bda).

$20 - 30\ \Omega$ qarshilik hosil bo'lib, R_1 rezis torining qarshiligini simmetrik ravishda $\pm 5\ \Omega$ ga o'zgarishini ta'minlaydi. Bu, kuchaytirish koeffitsienti birga teng, ayiruvchi kuchaytirgichning 25 k qarshilikli rezistorlari uchun (tipik bo'lmagan qiymatlar, 5.7-jadvalni ko'ring) CMRR koeffitsientining boshlang'ich 75 dB qiymatini nolga tushirish uchun yetarli bo'lgan sozlash

ko‘lamini ta‘minlaydi. Siz bunga siljitish kuchlanishini nolga tushirish zanjirini ham ko‘rsatilganidek qo‘shib qo‘yishingiz mumkin.

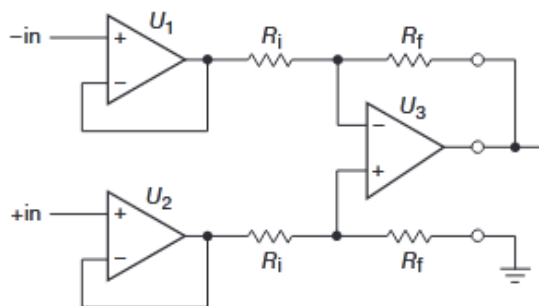
D. Bir qutbli kuchlanish manbai bilan siljitish kuchlanishini sozlash. 5.7-jadvalda keltirilgan ayiruvchi kuchaytirgichda feedback rezistori ikkita parallel ulangan rezistorlarga bo‘lingan (5.75D-rasm) va shu bilan siljitish kuchlanishini sozlab, chiqish kuchlanishi ko‘lamini o‘rnatish osonlashtirilgan. Misol uchun, siz kuchaytirgichni bir qutbli +5 V quvvat manbai bilan ishlatmoqchisiz va ikkinchi ref 2 terminaliga ana shu kuchlanishdagi alohida referens kuchlanish berasiz. Ayirma signal bo‘lmagan holda kuchaytirgichning chiqishida +2.5 V kuchlanish hosil bo‘ladi. Kuchaytirgich kirishiga ± 10 V ko‘lamdagi kuchlanishlar berilishi mumkin, shunda uning 0.2 ga teng bo‘lgan kuchaytirish koeffitsienti tufayli kirishidagi ± 10 V differensial kuchlanishga 0 – 5 V chiqish beradi. Referens kuchlanishi qiymatini kichikroq olishingiz ham mumkin. Ayiruvchi kuchaytirgich ADC ga ishlaganida $R_{ref} = 4.096$ V kuchlanish qiymati odatda ishlatiladi; ana shu kuchlanish konversiya-ning quyi pog‘onasiga to‘g‘ri kelgan kuchlanish qiymatini belgilaydi, misol uchun 12 bitli konversiya uchun 1mV/step.

5.15 Instrumental kuchaytirgich

Yuqorida ko‘rib chiqilgan ayiruvchi kuchaytirgichlar arzon va ko‘p sxemalarda yaxshi ishlaydi; ularning kirish kuchlanishlari manba kuchlanishlaridan katta bo‘lish imkoni ko‘p sxemalarda samarali ishlatiladi. Ammo bu kuchaytirgichlarning kuchaytirish koeffitsienti (≤ 10) va CMRR koeffitsientining (≤ 85 dB min) cheklanganligi, ularda ishlatilgan rezistorlarning shovqin yaratishi (20 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ dan 50 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ gacha), kirish impedansi nisbatan kichik bo‘lgani (~ 10 k dan ~ 100 kgacha) ularni kichik impedansli signal manbalari (op-amp chiqishi, Z qarshiligi kichik balanslangan liniya, qarshiligi kichik R sezgir rezistorlar) bilan ishlaganida keltirgan foydasi cheklangan bo‘ladi. Sizga kuchaytirish koeffitsienti katta, yoki kirish impedansi katta, yoki juda katta CMRR koeffitsienti kerak bo‘lsa boshqa kuchaytirgich ishlatishingiz kerak bo‘ladi. Bu kuchaytirgichni *instrumental kuchaytirgich* deb atashadi. Bu, odamni hayratga soladigan, qurilmalarning kirish impedansi $10^9 \Omega$ dan yuqori, kuchaytirish koeffitsienti birdan 1000 gacha yoki shu atrofda, kuchlanish shovqinlari kam (~ 1 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$) va eng yomon holdagi CMRR koeffitsienti 100 – 120 dB (5.8-jadvalni ko‘ring).

5.15.1 Birinchi nazar

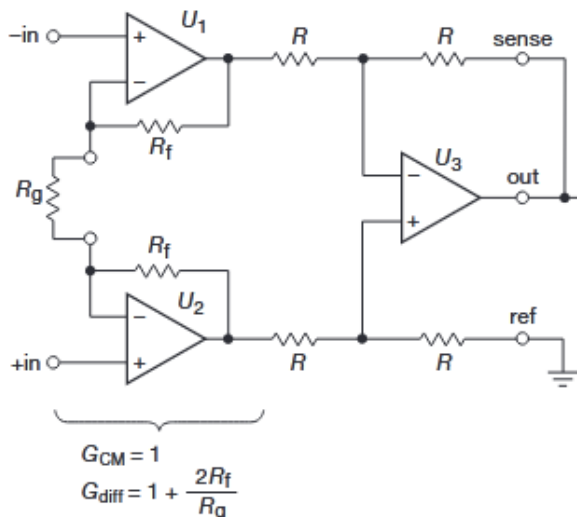
Katta kirish impedansi – uni ta‘minlash juda oson, ayiruvchi kuchaytirgich kirishiga op-ampli qaytargich qo‘shib qo‘ysa bo‘ladi (5.76-rasm); R_i va R_f rezistorlari qarshiligini kichikroq olib Johnson shovqini ulushini kamaytirish mumkin.



5.76-rasm. Ayiruvchi kuchaytirgichni mukammallashtirishdagi birinchi qadam.

Bu kuchaytirgichning kirish impedansi chindan ham katta bo‘lishini biz uning kirishidagi op-ampli qaytargichlardan kutamiz, shunda kirishiga signal beradigan manbaning impedansi bo‘yicha

muammolar qolmaydi⁷⁰. Ammo ular kuchaytirgichning CMRR koeffitsientini yaxshilamaydi, uning qiymati hali ham R_f/R_i nisbati bilan belgilanadi; bu nisbatni 100000 : 1 dan yaxshi bo'lishini chipda lazerli trimmerlash bilan bajarish oson emas (birlamchi trimmerlash va vaqt davomidagi hamda temperatura stabilligini ta'minlash uchun). Amalda, bu sxemaning CMRR koeffitsienti, signal yo'li ikkita bo'lgani sababli, kamayib ketadi.



5.77-rasm. Klassik uch op-ampli instrumental kuchaytirgich

5.15.2 Klassik uch op-ampli instrumental kuchaytirgich

5.77-rasmdagi sxema yuqridagidan ancha yaxshi. Bu sxema, bir necha standart “uch op-ampli instrumental kuchaytirgich” sxemalaridan namuna bo'lib, unda bizga kerak bo'lgan katta CMRR, katta R_{in} , kichik e_n va sizga kerak bo'lganida katta kuchaytirish koeffitsienti kabi parametrlar mujassamlangan. Kuchaytirgichning kirish kaskadi ikkita op-ampda mukammal yaratilgan bo'lib, katta differensial kuchaytirish koeffitsienti hamda sinfaz signalni kuchaytirishdagi kuchaytirish koeffitsienti, rezistorlar o'zaro moslashtirilmagan holda, birga teng qilib o'rnatilgan. Kaskadning differensial chiqishi sinfaz signallari salmoqli kamaytirilgan signalni beradi ($G_{diff} \gg 1$ bo'lgan sxemada) va shu signal oddiy differensial kuchaytirgich sxemasiga beriladi. Oxirgi kuchaytirgichning kuchaytirish koeffitsienti birga teng bo'ladi va chiqish signali yagona chiqishida, sinfaz signallari olib tashlangan holda hosil qiladi. Bu sxemani e'tibor bilan ko'rib chiqish befoyda bo'lmaydi. Bu kuchaytirgich juda katta CMRR koeffitsienti va juda kichik e_n shovqinlar bilan ishlashini aytib o'tgan edik.

Ammo bunday holat faqat kuchaytirgich *katta differensial kuchaytirish koeffitsienti bilan ishlaydiga sxemalar* uchun to'g'ri keladi. Nega shunday bo'lishini aytish uchun, biz R_g kuchaytirish koeffitsientini o'rnatadigan rezistorni olib qo'yib $G_{diff} = 1$ sxema konfiguratsiyasini hosil qildik. Shunda biz yuqorida ko'rib chiqilgan sxemaga (5.76-rasm), ya'ni buferlangan sxemaga qaytdik. Kuchaytirish koeffitsienti birga teng ayiruvchi kuchaytirgichga qaytgan bo'ldik. Bu sxemani CMRR (rezistorlar moslashtirilishi bilan o'rnatiladi) va shovqin (U_3 ning rezistorlari yaratadi) ko'rsatgichlari o'sha sxemadagidek. Endi, aytaylik $G_{diff} = 100$ bo'lgan sxema tuzdik. Buning uchun biz R_g rezistori qiymatini tanlashda $1 + R_f/R_g = 100$ tenglamani ishlatdik, shunda $R_g = 2R_f/(G - 1)$ bo'ldi. Misol uchun INA 103 ishlatilganida $R_f = 3k\Omega$ bo'ladi, shuning uchun $R_g = 60.6 \Omega$

⁷⁰ Hech bo'lmaganda dcda. Katta chastotalarda, sxema kirishidagi sig'irlar signal manbai impedansi bilan kuchlanish bo'luvchisini hosil qilishi sababli sinfaz signalga nisbatan signal manbai impedansi moslashtirilgan bo'lishi, yana muhim ahamiyatga ega bo'lib qoladi. “Katta chastotalar” deganda 60 Hz va uning garmonikalari nazarda tutilgan bo'lishi mumkin, chunki sinfaz tarmoq kuchlanishining ta'siri asosiy muammolarni yaratadi.

qarshilikni ishlatdik. INA103 da qulaylik uchun shu qarshilikka ega rezistor o'rnatilgan⁷¹, shunda $G_{diff} = 100$ o'rnatish uchun siz chipning ikki terminalini bir biriga ulab qo'ysangiz, kifoya. Endi bu sxemaning CMRR ko'effitsienti va shovqinlarini ko'rib chiqaylik. Birinchidan, CMRR: kuchaytirgich kirish kaskadining differensial kuchaytirish ko'effitsienti 100ga teng, sinfaz signalni kuchaytirish ko'effitsienti bo'lsa birga teng. Demak, kirish kaskadi ayiruvchi kuchaytirgichga 40 dB CMRRga ega bo'lgan signal uzaymoqda. Qolgan 80dB CMRR qismi chiqish kaskadida ta'minlanadi, natijada biz kutgan 120 dB CMRR hosil bo'ladi. Bu ko'rsatgichlar mavjud instrumental kuchaytirgichlar uchun 5.8-jadval va 5.82-rasmdagi grafiklarda ko'rsatilganidek, tipik bo'ladi. Misol uchun, INA103ning datasheetida CMRR = 86 dB/72 dB (typ/min) $G = 1$ uchun va 125 dB/100 dB (typ/min) $G = 100$ uchun deb ko'rsatilgan. Ikkinchidan, shovqin kuchlanishi: kuchaytirgichning chiqish kaskadidagi rezistorlar Johnson shovqini, kuchaytirgichga xos bo'lgan shovqinga, o'z ulushini qo'shadi. Buni o'zgartirib bo'lmaydi. Ammo bu shovqin kuchaytirgich kirishidagi *kuchaytirilgan signal* bilan qo'shiladi va shovqin ta'siri *kirish signaliga nisbatan olinadi* va 100 barobar kam bo'ladi. Misol uchun, INA103ning datasheetida keltirilgan shovqin zichligi (1 kHz da tipik qiymati) $e_n = 65 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ $G = 1$ uchun va $e_n = 1.6 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ $G = 100$ uchun⁷².

5.15.3 Kirish kaskadi to'g'risida mulohazalar

Kuchaytirgichning juda muhim kirish kaskadi to'g'risida boshlang'ich mulohazalarni keltiramiz va ularni §5.16da batafsil ko'rib chiqamiz. (Taniqli sxemotexnika ustasi bu to'g'risida "instrumental kuchaytirgich sifatini uning kirishi belgilaydi" deb aytgan).

A. Rezistorlarni moslashtirish. Sxema, o'zining simmetrik joylashtirilgan moslashtirilgan rezistorlari bilan nafis ko'rinadi, ammo bu talablar yuqorida keltirilgan munozara ko'lamiga kirmay qolgan. Birinchi kaskaddagi feedback rezistorlari moslashtirilmaganining ta'siri qanday? Sinfaz signalni kuchaytirish ko'effitsienti birga teng bo'lib qoladi (agar siz ikki kirishni o'zaro ulab birlashtirsangiz, chiqishlar shuni qaytaradi); differensial kuchaytirish ko'effitsientini belgilovchi tenglama yuqorida ko'rsatilganidek, ammo $R_{f1} + R_{f2}$ summasidan $2R_f$ qiymati ayirilmagan. Ammo nima o'zgaradi: toza differensial kirish sinfaz chiqish qo'shilgan differensial chiqishni hosil qiladi (yuqorida ko'rsatilganidek G_{diff} ga kuchaytirilgan). Bu jarayon qanday o'tishini ko'rish uchun U_2 ning feedback rezistori qisqa tutashuv bilan almashtirilib, U_1 ning ana shu rezistori $2R_f$ bilan almashtirilib, simmetrik dc kirish $\pm\Delta V$ signali kirishga berildi deb tasavvur qiling: shunda U_1 ning chiqishi $(1 + 4R_f/R_g)\Delta V$ ga o'sganida, U_2 ning chiqishi ΔV qiymatiga tushadi. Bu, $(2R_f/R_g)\Delta V$ qiymatidagi sinfaz kuchlanishi qo'shilgan, to'g'ri differensial chiqish bo'ladi. Agar R_f rezistorlari moslashtirilgan bo'lsa bu hol katta tashvish tug'dirmaydi; ularni, chiqish kaskadida kerak bo'lgan pretsezion moslashtirilishni talab etilmaydi.

B. Kirishdagi kuchaytirgichlar. Kirishlarda mavjud bo'lgan toza sinfaz signal differensial signalga konversiya bo'lib, chiqish kaskadiga o'tib ketmasligini ta'minlash uchun U_1 va U_2 ning CMRR ko'effitsienti juda a'lo bo'lishi kerak. Aniqroq qilib aytganda, ularning CMRR ko'effitsientlari moslashtirilgan bo'lishi kerak, shunda R_g rezistoridagi kuchlanish tushuvi aniq differensial kirish kuchlanishining o'zi bo'ladi. Sxema ishlashiga umumiy nazar bilan qaralganda, kirish kuchaytirgich-

⁷¹ Aniqrog'i, kafolatlangan $100 \pm 0.25\%$ kuchaytirish ko'effitsientiga erishish uchun R_f rezistoriga moslashtirilgan nisbatda ichki rezistor o'rnatilgan.

⁷² Datasheetlarda kirish kaskadi va ikkinchi kaskad uchun qo'yilgan talablar alohida keltiriladi, muvofiq $1 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ va $65 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. Shu qiymatlarga asosanib kirishga keltirilgan shovqin kuchlanishini $e_n(RTI) = \{e_{in}^2 + [e_{n(out)}/G]^2 + 4kTR_g\}^{1/2}$ tenglama bilan hisoblab, aniqlashingiz mumkin. Oxirgi ifoda Johnson shovqini kuchlanishi kvadrati bo'ladi $e_n = 0.13\sqrt{R_g}\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$.

larining individual siljitish kuchlanishlari juda kichik bo'lishiga hojat bo'lmaydi – ammo ularning qiymatlari aniq moslashtirilgan bo'lib, sinfaz signal o'zgarganida shu holatini yo'qotmasligi muhim bo'ladi. Bu talabga muvofiq bo'ladigan bir necha sxema variantlarini keltirish mumkin, ularning U_1 va U_2 “op-amp”larida baza-emitter kuchlanish tushuvlari yaxshi moslashtirilgan bo'lib, har bir kirish R_g rezistoriga ulangan pinidagi kuchlanishlari o'zaro teng bo'lishi kerak; 5.88C-rasmdagi misolni quyida ko'ring.

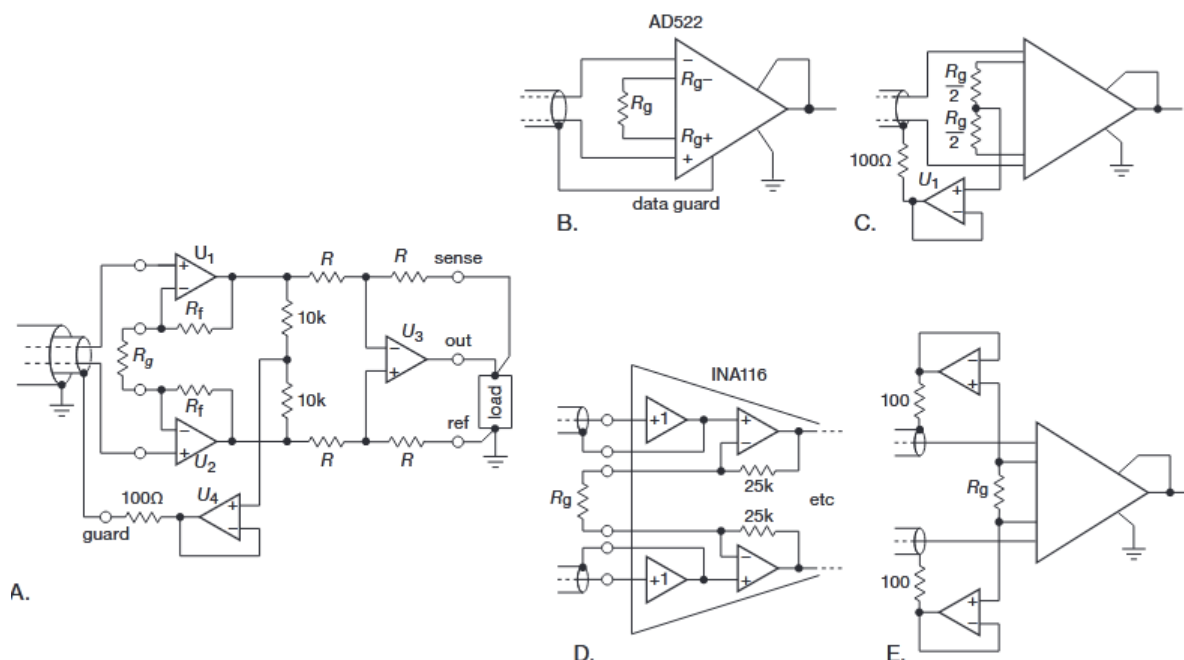
C. Kirish kaskadining o'ta yuklanishi. Kirish kaskadlarining chiqishlaridagi kuchlanishlar manba kuchlanishiga yaqin kelib qolganida, to'liq kuchaytirgichning (U_3 ning chiqishi) xavfsiz ko'lamda bo'lsa ham, ularning chiqishlari tutashib qoladi. Boshqachasiga aytganda, $V_{CM} \pm 0.5V_{diff}(1 + 2R_f/R_g)$ qiymati manba kuchlanishi qiymatigacha ko'tarilmasligi kerak.

D. Signal qo'riqchilari. Instrumental kuchaytirgichlar, shovqindan himoya qilish uchun ekranlangan kabel orqali uzatilgan kam quvvatli signallarni kuchaytirish uchun ishlatiladi. Bu kuchaytirgichning kirish sig'imini qo'shadi va shu bilan uning chastota ko'lamini cheklaydi (ayniqsa signal manbasi o'rtacha yoki katta impedansli bo'lgan hollarda). Balki bundan ham muhimroq muammo signal chastotalarida kuchaytirgichning CMRR koefitsientining kamayishi bo'ladi: kabelning shuntlovchi sig'imi signal manbai impedansi bilan har bir kirishida kuchlanish bo'luvchisini hosil qiladi; agar kuchaytirgichga signal impedanslari balanslanmagan signal manbalaridan keladigan bo'lsa (ko'p uchraydigan situatsiya) sinfaz signal o'zgarishlari ma'lum darajadagi differensial kirish signalini yaratadi⁷³. Va nihoyat, signal manbaining impedansi juda katta ($M\Omega$ va $G\Omega$) bo'lganida ixroj toklari ancha salmoqli bo'lib qoladi. Effektiv kabel sig'imi va ixroj toklarini ancha kamaytirish uchun ishlatiladigan yaxshi usul kabel ekraniga “qo'riqchi” kuchlanish berib aktiv ta'sir ko'rsatish bo'ladi (5.78-rasm). Signal keladigan juft simli kabelning umumiy ekrani bo'lsa, “qo'riqchi” ideyasi shu ekranga (A) sxemada ko'rsatilganidek sinfaz signalning bufferlangan nusxasini berish bilan bog'liq; ketma-ket ulangan kichik qarshilikli rezistor stabillik uchun yaxshi ideya deb hisoblanadi. Yerga ulangan tashqi ekran, kerak bo'lsa, qo'riqchiga keladigan barcha shovqinlarni yo'q qiladi. Bu bufferlovchi sxema birinchi kaskad chiqishiga ulanishni talab etadi, buni integral instrumental kuchaytirgichlarda juda kam uchratish mumkin. Ba'zi kuchaytirgichlarda bu sxema ichkariga kiritilgan bo'lib uning chiqish terminalini “data qo'riqchisi” bilan ta'minlaydi (B). Kuchaytirgichning bunday chiqishi bo'lmasa, sinfaz signalni (C) da ko'rsatilganidek o'zingiz chiqarishingiz mumkin. Sinfaz signal bilan qo'riqlash usuli signal juftining sig'imli yuklanishini ancha kamaytiradi va shu bilan CMRR koefitsientini kattalashtiradi (sinfaz signalni normal signal turiga o'tishni minimizatsiya qilish bilan). Ammo bu usul kabel sig'imi (va ixrojni) normal (differensial) signalning o'ziga ko'rsatgan ta'siri bilan bog'liq bo'lgan effektlarni kamaytirmaydi. Buning uchun signalni alohida ekranlab, har biriga o'zining ekranlangan signalining nusxasini berish kerak bo'ladi, (D) rasmdagi sxemada ko'rsatilganidek. Bu usul “bootstrap” nomi bilan atalib, har bir signalga ta'sir qiladigan sig'imli va ixroj toklarni kamaytiradi. Demak, bu usul impedansi katta bo'lgan manbadan⁷⁴ keladigan signalning xatoliklari va yuqori chastotalardagi chastota ko'lamining qisqarishini kamaytiradi. Sinfaz signalli qo'riqchiga o'xshab, u kabel sig'imini effektiv yo'qotish bilan CMRRning kamayishini oldini oladi. Ba'zi instrumental kuchaytirgichlarda shunday qo'riqchi chiqishlari o'rnatilgan bo'ladi, misol uchun, INA116 shunday chiqishi bilan juda kichik toklarni o'lchash uchun mo'ljallangan (uning tipik kirish toki 3 femtoamper deb ko'rsatilgan). Bunday chiqishi bo'lmagan instrumental kuchaytirgichlarda, o'zingiz (E) rasmdagi sxemada ko'rsatilganidek, R_g rezistorining ulanish tugunlari kuchaytirgich kirishlariga ulanganligidan foydalanib, bajarishingiz

⁷³ Boshqacha qilib aytganda, kabelning sig'imi ikki signal oralig'ida, ularning manba impedanslari balanslangan bo'lmagani sababli, faza surilishi hosil qilish bilan CMRR koefitsientini kamaytiradi.

⁷⁴ “Elektrometr” va “o'lchash birligi manbalari” kabi juda kichik toklarni o'lchash uchun ishlatiladigan asboblarda maxsus qo'riqchi chiqishi bo'ladi (odatda) maxsus BNC –kabi “triax” konnektor shaklida, unga triaxial ekranlangan kabel ulanadi.

mumkin. Ammo shuni bilingki, R_g rezistorining pinlari kirish signallariga nisbatan siljimaganligi bo'yicha, misol uchun, keyinroq 5.88C va 5.88F-rasmlardagi sxemalarda ko'rsatilganidek, kafolat yo'q. Bunday siljiganlik mavjud bo'lsa, boots-traplash sig'imni kamaytirishda effektiv bo'ladi, ammo ixroj toklarini kamaytirishda uning ta'siri kam bo'ladi.



5.78-rasm. Kabel sig'imini ancha kamaytirish uchun ishlatiladigan signal qo'riqchilari. (A) – (C) rasmlarda sinfaz signalli quriqchilar; (D) – (E) rasmlarda individual signal qo'riqchilari.

E. Bootstraplangan quvvat manbai. 5.79-rasmda signal qo'riqchisiga o'xshagan usul ko'rsatilgan (siz buni “quvvat manbasining qo'riqchisi” deb atashingiz mumkin); usul, instrumental kuchaytirgichlarning CMRR koeffitsientini yanada kattalashtirmoqchi bo'lsangiz, yordam berishi mumkin. U_3 bufferi sinfaz signali nusxasini U_1 va U_2 larning quvvat manbaining umumiy, yerdan uzilgan terminaliga beradi. Bu bootstraplovchi sxema U_1 va U_2 larning kirishlaridagi sinfaz signalni yo'qotadi, chunki ularning kirishlarida sinfaz signalning manbaga nisbatan o'zgarishlari bo'lmaydi. U_3 va U_4 diskret elementlar bo'lgan holda ulani bootstraplashning hojati yo'q. Bu sxema kuchaytirgichning CMRR koeffitsientini, kam deganda dcda mukammal qilishi sizni hayron qoldirishi mumkin. Chastota kattalashganida siz odatdagi, kirish sig'imiga muvofiq bo'lgan impedans, muammosi bilan to'qnashasiz.

5.15.4 “Qo'lbola” instrumental kuchaytirgich

Integral instrumental kuchaytirgich juda yaxshi ishlaydi va uni o'zingiz ancha mehnat va mablag' sarflab yaratishingiz o'rinsiz ko'rinadi, chunki ularning xarakteristikallari bo'yicha o'zingizga kerak bo'lgan namunasini 5.8-jadvaldan tanlab olishingiz mumkin va bu ish boshlashdagi yaxshi qadam bo'ladi. Ammo ba'zi hollarda sizga kuchaytirgichning qo'shimcha imkoniyatlari bor bo'lishi kerak bo'lishi mumkin, misol uchun, kuchaytirish koeffitsientining kengroq ko'lami, siljitish kuchlanishi va CMRR koeffitsientining pretsezion trimmerlanishi, yoki kirish zanjirlarining o'ta yuklanishidan himoya qilish. 5.80-rasmda iste'dodli sxemotexnika injeneri John Larkin yaratgan sxemalaridan misol⁷⁵ bo'lib (boshqa misollarni Designs of Masters to'plamida topishingiz mumkin), biz unga biroz dekorativ qo'shimchalar kiritdik. Bizga o'zgartirish imkoni mavjud kirish kerak bo'lgan edi (a)

⁷⁵ Highland Technologyning V490 VME ko'p ko'lamli Digitizeri.

kirishni ortiqcha ± 250 Vgacha bo'lgan yuklanishdan himoya qilish, (b) kuchaytirish ko'effitsientini logik kommutatsiya bilan 1/16 dan 256gacha to'rt barobar o'zgartirish, (c) pretsezion kichik siljitish kuchlanishi, (d) sinfaz kirish kuchlanishlarining ko'lamini $G \geq 1$ uchun ± 10 V va $G < 1$ uchun ± 140 V, (e) kuchaytirish ko'effitsienti katta bo'lganida sinfaz signalni rejeksiya qilish ko'effitsienti 120 dB. Kuchaytirgichning umumiy strukturasi bizga ma'lum bo'lgan uch op-ampli instrumental kuchaytirgich sxemasi U_1 va uning simetrik egizi (sxemada ko'rsatilmagan) bilan birga differensial kirish kaskadi va uning chiqish signalini qabul qilgan U_3 ayiruvchi kuchaytirgich sxemasidagi chiqish kaskadidan iborat. Kuchaytirish ko'effitsienti U_2 analogli kommutator va uning egizi bilan $R_6 - R_{10}$ rezistorlarini ulash bilan o'rnatiladi. Misol uchun, kommutatorning "x64" pozitsiyasida ulangan rezistorlar qarshiligi $R_g = 201.1 \Omega$ va $R_f = 6.411 k\Omega$ bo'ladi, demak kuchaytirish ko'effitsienti $G_{diff} = 1 + 2R_f/R_g = 64.8$ bo'ladi⁷⁶. Bunda yana ko'p qiziq narsalar sodir bo'ladi. Keling, chapdan o'ng tomonga yuraylik. Chipning yo'qotishlar induktivligi L_1 (uning qiymati ko'p hollarda impedansi, asosan rezistiv shaklida 100 MHz chastota uchun keltiriladi) C_1 kondensatori bilan birga kuchaytirgichning chastota ko'lamidan tashqarida bo'lgan yuqori chastotali interferens signallarni so'ndiradi, bu signallar op-ampning kirish kaskadiga ozor etkazishi mumkin. C_1 kondensator sig'iminin ahamiyati yo'q, ammo CMRR qiymati bo'yicha kompromisga bormaslik uchun, uning aniqligi kirish impedansini balans holatida ushlab turadi. K_1 va K_2 relelari sistema ichida kuchaytirish ko'effitsienti va siljitish kuchlanishini tez kalibrlab turish uchun ishlatiladi, ayniqsa, kuchaytirish ko'effitsienti aniqligini 0.1% dan yaxshi va kirishdagi siljitishni 10 μV bo'lishini ta'minlaydi⁷⁷. K_3 relesi, kirishdagi kuchlanish qiymati ± 10 V bo'lganida kuchaytirish atenuatorini x16ga kommutatsiya qiladi. Shunda kirish impedansi $R_1 + R_2$ va R_3 balanse trimmeri bilan yaxshi CMRR ni o'rnatish uchun belgilanadi. R_1 rezistori qarshiligi R_{in} bilan chastota ko'lamini o'rtasidagi kompromis asosida tanlanadi: bu erda 33.2 k, $\sim 10 pF$ sig'im bilan yuklanib chastota ko'lamining 3dB so'nishini 500 kHzga o'rnatadi, spetsifikatsiyada keltirilgan chastota ko'lamini 200 kHz. Ammo kattaroq kirish impedansi yaxshi bo'ladi, balki butun 1 M Ω (ketma-ket ulangan R_1 rezistorlarining 499 k qarshiliklari kirishni ortiqcha kuchlanishdan saqlaydi). Qiziqarli bo'lgan Q_1 Q_2 egiz tranzistorlar depletion – mode yuqori voltli MOSFET (Supertex yoki Infiniondan, 3.6-jadval)⁷⁸ ikki yo'nalishli $\sim 0.5 mA$ tok cheklagichi bo'lib, op-amlarni himoya qiladi (ularning kirishidagi cheklovchi diodlar bir necha milliamper kirish tokini sezmaydi; misol uchun AD8675ning maksimal kirish toki $I_{in} \pm 5 mA$)⁷⁹. Sxemadagi R_4 tranzistorlarning to'yingan tokining maksimal I_{DSS} 3 mA qiymatini kamaytiradi (demak 250 V kirish kuchlanishida 750 mW dissipatsiya bo'ladi, kichkina SOT23 tranzistor uchun bu juda katta quvvat), ketma-ket ulangan, nolga siljitilgan MOSFETlarning hisobga olmaslikni iloji yo'q bo'lgan, $\sim 1.7 k$ on – qarshiligiga ketma-ket ulangan qo'shimcha 1k Ω shovqin yaratuvchi qarshilik tokni cheklashda kompromis bo'lgan. Bu sxemada yetarli darajadagi kirish kuchlanishlarida himoya kiritilgan; ammo kirishdagi keskin, aytaylik + 500 V ga kuchlanishning irg'ishi yetarli darajada katta tok oqib o'tishiga sabab bo'ladi (Q_1 Q_2 tranzistorlarning sig'implari orqali) va kuchaytirgichni ishdan chiqarishi yoki MOSFETlar gatellarini shikastlantirishi mumkin. Op-amlar, kirish toklari yo'q qilingan, pretsezion bipolyar turiga mansub: ularning ikkisini

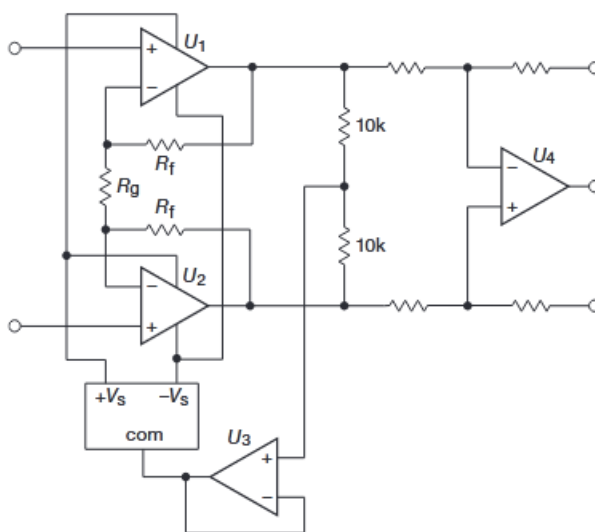
⁷⁶ Kuchlanish ko'effitsientini o'rnatish uchun ishlatilgan rezistorlar "E96" standartidan olingan 1% aniqlikka ega, demak, kuchaytirish ko'effitsienti butun son bo'lmaydi ($\pm 1\%$ aniqlikdagi rezistorlar hech qachon ideal ko'effitsient qiymatini bermaydi). Bu kirish kaskadi data to'plash sistemasining bir qismini hosil qiladi, uning umumiy kuchaytirish ko'effitsienti va siljitish ko'rsatgichlari programmada saqlanadi va kalibrlash protsedurasi K_1 va K_2 relelari tomonidan o'tkaziladi.

⁷⁷ Larkin Fujitsu FTR-B3GA4.5Z DPDT relelarini maqtaidi, ularning sig'imi pikofaradlarning bo'lagiga teng.

⁷⁸ Ular 500 V ga mo'ljallangan va uch xil korpuslarda ishlab chiqariladi (TO-92, SOT23 va SOT89). Uning muqobili bo'lgan BSS126 (Infeneon) 600 Vga mo'ljallangan va arzonroq (donalab olganda \$0.15). Bular faqat SOT-23 korpusida ishlab chiqariladi, LND150 bo'lsa uch xil korpusli bo'ladi, shular ichida 1.5W TO-243 kichik quvvatli korpusda ham.

⁷⁹ Xushyor bo'ling, op-amp faza reversida qanday ishlashini tekshirib ko'ring (misol uchun \$4.6ni ko'ring), shunda kirish o'ta yuklangan bo'lganida chiqishni saqlagan bo'lasiz. Himoyaning eng qo'pol usuli 5.81-rasmda ko'rsatilganidek bir juft cheklovchi diod ishlatish bo'ladi.

tanlashdagi kompromisga ahamiyat bering: pretsezionlik, tezlik va siljitish toklari. Lazerli trimmerlash bilan ularning siljitish kuchlanishlari kamaytirilgan, balki odam tegmasa yaxshi ishlashi mumkin, shunday bo'lsa ham siljitish kuchlanishini trimmerlash uchun alohida terminallari ham bor, ularga ko'rsatilganidek potensiometr ulanadi. Bu yaxshi fikrdek ko'rinadi, ammo ehtiyot bo'ling, tashqi trimmerlash ko'lami juda katta bo'lishi mumkin! Misol uchun AD8675 da trimmer $\pm 3500 \mu\text{V}$ ko'lamda o'zgartirilishi mumkin (bu trimmerlanmaydigan siljitish kuchlanishidan 50 barobar katta). Demak, bu juda sezgir (va nostabil) sozlash bo'lib, sozlab bo'lingan V_{OS} ni qayta sozlash uchun o'rnatilgan. Analogli multiplekser kuchaytirish koefitsientini belgilaydigan rezistorlarni kommutatsiya qiladi, bu usul kuchaytirish koefitsienti kommutatoning on-qarshiligiga (bu yerda $\sim 100 \Omega$) bo'lgan sezgirligini yo'q qiladi. Bu yerda ishlatilgan usul to'g'ri yo'l bo'ladi; har bir pozitsiyani o'rnatish uchun alohida feedback rezistori ishlatish va R_{10} rezistorini multiplekserning umumiy terminallariga o'rnatish yaxshi yo'l hisoblanmaydi. Sig'imi kichik bo'lgan feedback C_2 kondensatori, kommutatorning yerga ulangan $\sim 40 \text{ pF}$ sig'imi yaratgan kechikkan faza surilishini

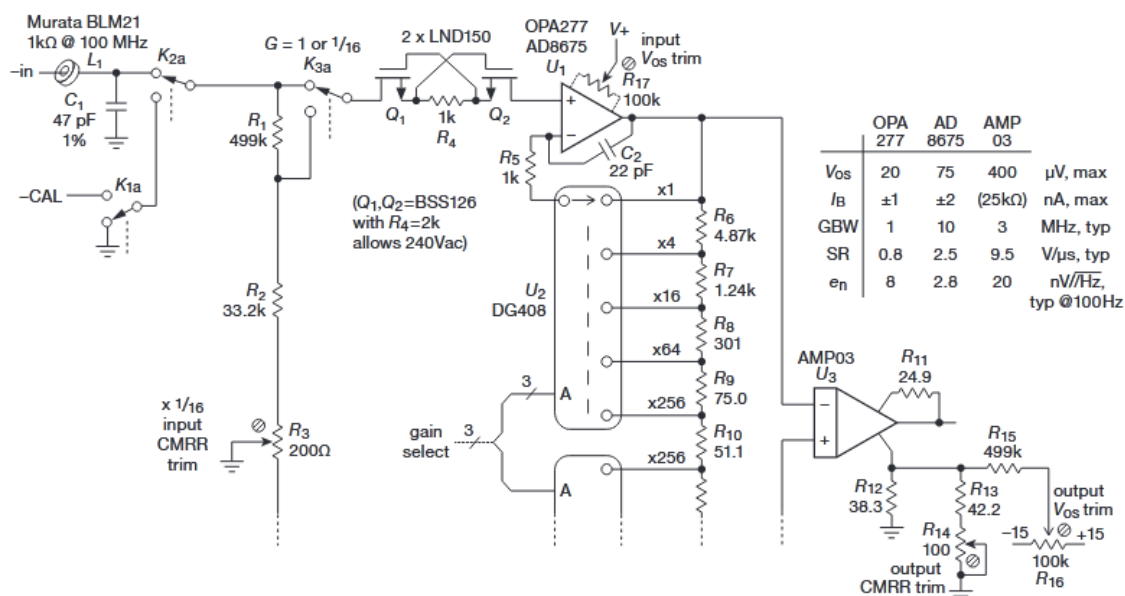


5.79-rasm. Katta CMRR koefitsientini ta'minlash uchun bootstraplangan kirish quvvat manbasi bilan yaratilgan instrumental kuchaytirgich.

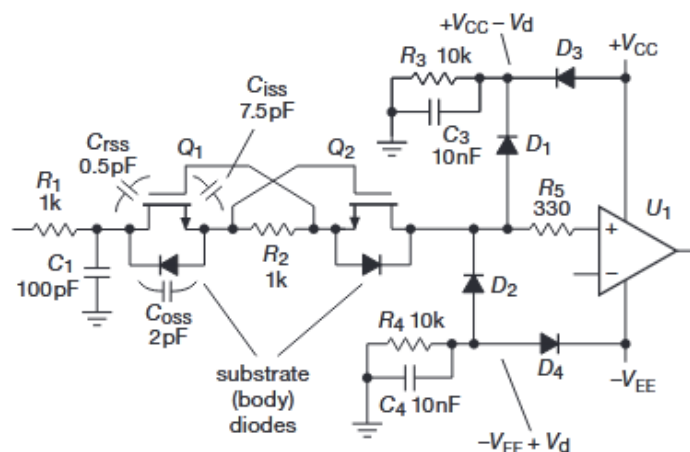
hisobga olgan holda, stabillikni ta'minlaydi. Va nihoyat, U_3 ayiruvchi kuchaytirgich orqali o'zimizning marramizga etamiz. Ayiruvchi kuchaytirgichni tanlashda uning stabillogi (temperatura o'zgarishlarida $\pm 0.0008\%$, tipik), kichik o'rnatilish vaqti ($1 \mu\text{s}$ 0.01% aniqligi bilan, tipik) va kam shovqinlik ($20 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, tipik) ko'rsatkichlariga ahamiyat berilgan. Bunga osongina CMRR va siljitish kuchlanishini, biz avval §5.14.4da ko'rib chiqqanimizdek, trimmerlashni qo'shib qo'yish mumkin, bu amal kichik kuchaytirish koefitsientini o'rnatishda ahamiyatli.

5.15.5 Kirishni himoya qilish yo'lidagi to'siqlar

Yuqorida qayd etganimizdek, haqiqiy noxush o'tish jarayoni bir kun sarflagan mashaqqatlari-ngizni puchga chiqarib yuborishi mumkin. Misol uchun, aytaylik, yuksalish vaqti 1 ns va amplitudasi 350 V bo'lgan kuchlanish qadami kirishga kelib qoldi (kirish tasodifan 240 V as tarmoq liniyasiga tegib ketdi): shunda 1 pF sig'im orqali 350 GV/s yuksalish tezligida 350 mA tok oqib o'tadi! Bu hodisa U_1 op-ampi uchun hamda Q_1 va Q_2 tranzistorlarning gateleri uchun xatarli. 5.80-rasmdagi sxemaning kirishini himoya qilish zanjirlarini bunday kuchli ta'siriga chidab berishi uchun qanday qilib mukammallashtirish mumkin? Kirishdagi L_1 drosselning impedansi katta chastotada katta bo'lib tok o'sishiga birinchi to'siq bo'ladi. Ammo biz bundan ko'ra yaxshiroq ish qilishimiz mumkin – 5.81-rasmga qarang.



5.80-rasm. Pretsezion va katta CMRR, katta sinfaz kuchlanishlar ko‘lami, kuchaytirish koeffitsientini raqamli boshqarish va kirish zanjirlarini ± 250 V kuchlanishdan saqlash sifatlariga ega bo‘lgan “diskret” instrumental kuchaytirgich. Joyni tejash maqsadida noinvers kirishidagi sxemaning U_2 simmetrik qismi qo‘rsatilmagan.



5.81-rasm. Kuchaytirgich kirishini signal yuksalish tezligini boshqarish, cheklovchi diodlar va tokni chegaralash bilan o‘q o‘tmaydigan qilish.

Birinchi qadam kirishga kelgan kuchlanishning yuksalish tezligini R_1C_1 zanjiri bilan chegaralash bo‘ladi: 500 V li kuchlanish qadami C_1 kondensatorida $dV/dt = 5V/ns$ maksimal yuksalish tezligini beradi⁸⁰, shunda kuchaytirgichning chastota ko‘lami toraymaydi yoki shovqin ortmaydi. Oddiyroq qilib aytganda, bu maksimal yuksalish tezligi tranzistorning drain-source (C_{OSS}) sig‘imida $I = C_{OSS}dV/dt = 10 mA$ qiymatidan ko‘p bo‘lmagan o‘tish tokini hosil qiladi va bu tok R_2 rezistorida 10 Vdan katta bo‘lmagan kuchlanish tushuvini yaratadi. Bu kuchlanish tushuvi tranzistorning gate-sourcedagi joiz ± 20 V kuchlanishidan kam; bu kuchlanishning konservativ bahosi, chunki gate-source kuchlanishining qiymati nisbatan katta bo‘lgan gate-source (C_{ISS}) sig‘imida kamaytiriladi. Demak, Q_1 va Q_2 tranzistorlari saqlab qolindi. 10 mA o‘tish jarayonining toki D_1 va D_2 diodlari bilan cheklanib kuchaytirgichni ham saqlab qoladi: bu diodlardagi kuchlanishlar D_3 va D_4 lardagi ochiq diod kuchlanish tushuviga manba kuchlanishlarini cheklaydi. D_3 va D_4 ochiq diodlar orqali oqib tur-

⁸⁰ Bir onda paydo bo‘lgan 500 V kuchlanish va muvofiq 250 W quvvatga R_1 rezistori chidab berishi kerak, shuning uchun bu rezistor hajmli kompozitsion yoki ketma ket ulangan SMT rezistorlaridan bo‘lib, shunday katta kuchlanish va quvvatga chidab berishi kerak.

gan $\sim 1.5 \text{ mA}$ dc tok (manba kuchlanishlari $\pm 15 \text{ V}$) kuchiytirgich kirishiga ortiqcha dc kuchlanish kelgan holda ham, diodlarni ochiq holatda ushlab turadi (Q_1 va Q_2 tranzistorlari hisobiga tok 1 mA dan kam bo'lgan qiymatda chegaralanib turadi). Endi R_5 qarshiligi kichik rezistor qo'shimcha himoya vazifasini bajarib, kirishdagi kuchlanish manba kuchlanishidan ortib ketgan hollarda op-amp kirish tokini cheklaydi. Tashqi cheklovchi diodlarning bunday joylashtirilgani (ya'ni bevosida manba terminaliga ulangani) muhimroq, chunki shunda op-amp kirishlaridagi kuchlanish manba kuchlanishidan ortib ketishiga imkon beradi. Ketma-ket ulangan rezistorni hisobga olmaganda tashqi va ichki diodlar tok bo'luvchisini hosil qiladi. Bu sxema bizga juda yaxshi bo'lib ko'rindi. Sxemani mijozlaringizga yuborishdan oldin uni yaxshilab sinab ko'rishingiz befoyda bo'lmaydi. Sxema sizga tasodiflarni ko'rsatishi mumkin.

5.16 Instrumental kuchaytirgichlarning turli jihatlari

Bu kuchaytirgichlarni xush ko'rishni sabablari ko'p, ularni turli xillari 5.8 – jadvalda (qo'shimcha “kuchaytirish koeffitsienti programmalanadigan” turlari 5.9-jadvalda keltirilgan. Siz bu kuchaytirgichlarni ishlatib bir qurilma yaratmoqchi bo'lsangiz bu jadvallar ularni o'rganish uchun sizga jiddiy manba bo'lishi mumkin! Bu yerda biz ularni ishlatish va manbalash bo'yicha muhim tavsiyalarni yeg'ib bermoqchimiz; quyidagi paragraflarni o'qiganingizda 5.8-jadvalni tez tez ko'rib chiqib turing⁸¹.

5.16.1 Kirish toki va shovqini.

Instrumental kuchaytirgichlar (INA –instrumentation amplifier) o'zlarining katta kirish impedansi Z_{in} , kichik kirish toki I_{in} va tok shovqining i_n kichik bo'lgani tufayli kirish signalini buzmasdan kuchaytirib beradi. Kuchaytirgich qurilmasini yaratganda kompromisga kelishga to'g'ri keladi: kichik siljitish kuchlanishi va kuchlanish shovqini kichik bo'lishi kerak bo'lsa, bipolyar tranzistorli, kichik kirish toki va kichik tok shovqini kerak bo'lsa FETli instrumenal kuchaytirgich tanlanadi. Ba'zi bipolyar kirishli INA larda (misol uchun LT1167/8) siljitish toki yo'qotish usuli ishlatilib, subnanoamper kirish toklariga erishilgan. Aksincha, auto-zero INA lar siljitish kuchlanishi jihatdan yaxshi, ammo tok shovqini va chopping artifaktlari jihatidan unchalik yaxshi emas. Ba'zi kuchaytirgichlarning kirishidagi tok shovqini qisqa impulsli shovqin chegaralariga yaqin bo'ladi (§5.10.8dagidek), ammo auto-zero va siljitish tokini yo'qotish usuli ishlatilgan bipolyar kirishli kuchaytirgichlarda tok shovqini ancha katta bo'ladi.

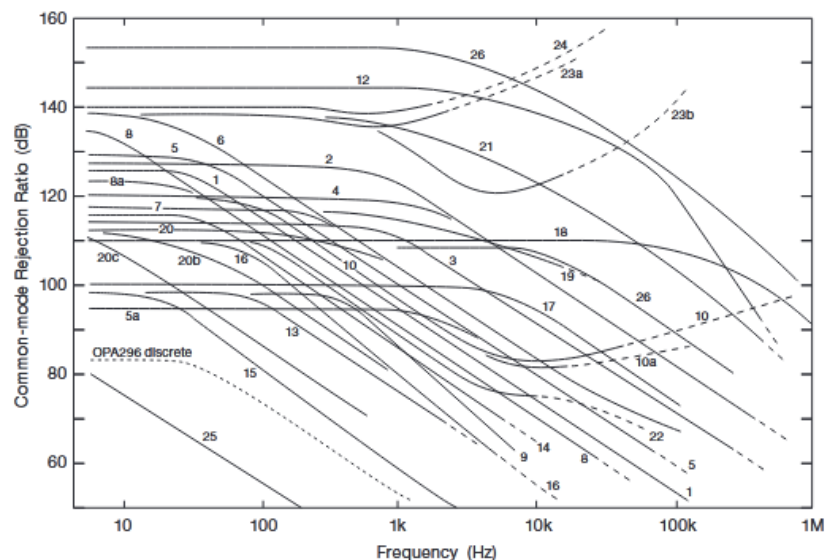
5.16.2 Sinfaz signal rejeksiya qilish koeffitsienti

Instrumental kuchaytirgichlar katta sinfaz kuchlanish ustidagi kichik signallar ayirmasini kuchaytirishi kerak bo'ladi va shu sabab uning CMRR koeffitsienti katta bo'lishi talab etiladi. Bu muammoni to'liqligicha tasavvur qilish uchun tenzometrik ko'priq chiqishida ishlatiladigan instrumental kuchaytirgichni (INA) ko'rib chiqaylik: o'lchash ko'prigining manbasi 5 V , INA kirishlaridagi sinfaz signal 2.5 V , ko'prikdan olinadigan differensial signalning to'liq shkala maksimal tipik qiymati 10 mV (ya'ni 2 mV/V). Demak, to'liq shkala signalining 0.1% qiymati $10 \mu\text{V}$ bo'ladi. Bu 2.5 V sinfaz signal qiymatiga nisbatan – 108 dB bo'ladi! 5.8-jadvalda ro'yxati keltirilgan INAlardan etitasi bu talabga o'zining minimal CMRR koeffitsienti bilan javob beradi (beshtasi bo'lsa tipik CMRR qiymati bilan to'g'ri keladi). CMRR koeffitsienti yuqorida keltirilgan spetsifikatsiyaga to'g'ri kelmagan kuchaytirgich chiqishidagi to'liq shkala xatoligi CMRR etmasligi sababli 0.1% dan katta bo'ladi. Buni unutmang, ammo shunday bo'lsa ham, jadvalda keltirilgan INAlarning ko'p qismi $10 \mu\text{V}$ dan katta bo'lgan siljitish kuchlanishiga ega. Demak, jadvalda keltirilgan INAlarni, hech bo'lmasa, dcda ishlat-sa bo'ladi (ayrim istisnalar bilan).

⁸¹ Ikkinchi nashrda keltirilgan muvofiq materialni ham ko'ring.

Table 5.6 Selected instrumentation Amplifiers

[illegible]



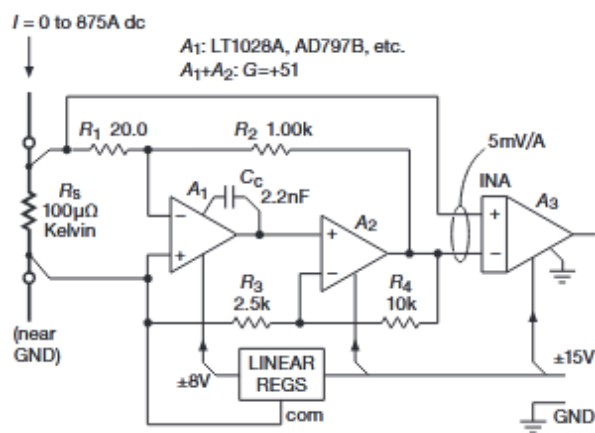
5.82-rasm. Ro'yxati 5.8-jadvalda keltirilgan instrumental kuchaytirgichlarning sinfaz signalni rejeksiya qilish koeffitsientining chastotaga bog'liqligi. "OP296 discrete" grafigi ikki-op-ampli diskret kuchaytirgich sxemasining o'lchab aniqlangan xarakteristikasi bo'ladi (5.88B-rasm), u AD627 instrumental kuchaytirgich datasheetidan olingan (16-grafik) va integral kuchaytirgich yaxshiroq bo'lishini ko'rsatish uchun keltirilgan. 23a va 23b-grafiklardan yagona AD8553 uchun filtr tanlanishining farqi ko'rsatilgan (muvofig 1 kHz va 10 kHz). Punktir chiziqli liniyalar kuchaytirgichlarning f_T nuqtasidan o'tgan qismini aks etadi.

A. CMRR koeffitsientining chastotaga bog'liqligi. Katta chastotalarda sinfaz signallarni rejeksiya qilish imkonini aniqlash INAlarning CMRR koeffitsientini o'lchashdagi eng og'ir sinovlar bo'ladi. 5.82-rasmdagi grafiklar CMRR koeffitsientining kamayishi 100 Hz dan 5 kHzgacha bo'lgan chastota ko'lamida boshlanishini ko'rishimiz mumkin. Tenzometrik ko'priknining dc signalini kuchaytirish uchun ishlatilgan kuchaytirgichni uch fazali motorning aylanishlar tezligini o'lchash uchun ishlatiladigan, kichik toklarni sezuvchi rezistordan olingan kuchlanish tushuvini kuchaytirish uchun ishlatilgan, kuchaytirgich bilan solishtirib ko'raylik. Motor aylanish tezligi kichik bo'lgan hollarda (aytaylik 50 – 60 Hz) INA o'z vazifasini yaxshi bajaradi. Ammo motor impuls kengligi modulyasiyasi (pulse-width-modulation – PWM) kontrolleri tomonidan (aytaylik 40 kHzli impuls bilan) boshqariladigan bo'lsa, CMRR koeffitsientining katta chastotalardagi kamayishi INAni bu vazifani bajarish uchun yaroqsiz qilib qo'yadi. Demak, 5.82-rasmda keltirilgan grafiklar faqat INA turini tanlashda foydali bo'lmay, INA ni qanday sxemalarda ishlatish mumkinligini aniqlab olish imkonini beradi. CMRR grafiklardan ayrimlari odatdagi 6dB/octave so'nishdan keyin qayta tiklanganini ko'rishimiz mumkin. Buning sababi, INA ning ichki sxemasida chastota ko'lamini o'rnatish filtr elementlari mavjud (tashqi kondensator ulash bilan) bo'lib, ular chastota xarakteristikasini ana shu 6dB/octave ga ko'tarib beradi va CMRR koeffitsientining kamayishini kompensatsiya qilib beradi. Misol uchun, biz bunday grafiklarni AD8293 va AD8553 uchun chizilganini ko'rishimiz mumkin (24 va 23a grafiklar), ular 1 kHz chastotadan boshlab ko'tarilganini ko'ramiz; INA337 (23b va 10- grafik) 10 kHz li filtr bilan. Mikroquvvatli kuchaytirgichlarda ham, ularning chastota ko'lamini cheklangan bo'lsa, ham ana shunday xarakteristikalarni ko'rishingiz mumkin, misol uchun, MAX4194 (10a-grafik), uning manbadan oladigan toki 90 μ A va chastota ko'lamini 1.5 kHz. Ana shu chastotada chastota xarakteristikasi $G = 100$ dan pasaya boshlagan. Katta tezlik kerak bo'lmagan hollarda siz shu prinsipni ishlatib, ya'ni sxemaga filtr qo'shib CMRR koeffitsientini ko'tarishingiz mumkin, misol uchun uch fazali motor toki nazoratida.

B. Amaliyotdan misol: kuchaytirish koeffitsientini oshirish bilan CMRR koeffitsientini kattalashtirish. Bizning ilmiy izlanishlar laboratoriyamizda bajarilgan ishlardan ajoyib bir misolda

sovuq atomlarning “Bose – Einstein kondensatini” olish uchun biz magnit g‘altakda oqayotgan tokni juda katta stabilligini ta’minlashimiz kerak bo‘lgan edi va (bu turdagi birinchi tajribada) yorug‘lik tezligini velosiped tezligigacha sekinlashtirish masalasi qo‘yilgan edi⁸². Toklar ko‘lami 875 A (!) bo‘lib, bizga uning stabilligi $\sim 10\text{ppm}$ ga yaqin bo‘lishi kerak edi. Bu tokni o‘lchab, nazorat qilib turish uchun biz, qarshiligi $100\ \mu\Omega$ bo‘lgan 4-simli shunt rezistorini ishlatdik (to‘liq signal 87.5 mV ⁸³).

Bunday katta tok oqimini nazorat qilish uchun kuchaytirgich kirishida bir volt yoki shunga yaqin bo‘lgan sinfaz signal bo‘lib uning ustida differensial signal (87.5 mV maksimum, ammo odatda undan ancha kam) qo‘shilib turishi kerak edi. Bu differensial tokni 10 ppm aniqlikda nazorat qilib turish uchun kuchaytirgichning CMRR koeffitsienti 140 dB bo‘lishi va kirishdagi siljitish kuchlanishining dreyfi ham juda kichik bo‘lishi talab etiladi. Yana bunga qo‘shimcha kirishdagi shovqin kuchlanishi kichik, idealda $0.1\ \mu\text{Vpp}$ dan kam integrallangan past chastotali shovqin bo‘lishi 10 ppm aniqlikni ta’minlash uchun kerak edi. Juda katta CMRR koeffitsienti bilan juda kichik shovqin va siljitish kuchlanishining kombinatsiyasi barcha instrumental kuchaytirgichlar uchun oson masala emas. Masalaning yechimi 5.83-rasmda ko‘rsatilgan kam shovqin va kuchaytirish koeffitsienti kam dreyf qiladigan INA bo‘ldi. LT1028A pretsezion kam shovqin op-amp (tipik dreyf va past chastotali shovqin $0.1\ \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ va 35 nVpp) $G = -50$ li kompozit kuchaytirgich (§4x.5) sifatida ishlatildi, uning tarkibidagi A_2 op-amp bo‘lsa $G = 5$ li kuchaytirgich hosil qildi. C_C kompensatsion kondensatori kuchaytirgichning chastota ko‘lamini (va muvofiq shovqinni) 10 kHz ko‘lamida chekladi. Pretsezion op-amp temperatura effektlarini (siljitish kuchlanishi, issiqlik gradientini) kamaytirish uchun kichik manba $\pm 8\text{ V}$ stabilizatsiya qilingan kuchlanishidan ishlaydi (umumiy nuqtasi yerdan uzilgan 3-terminalli chiziqli regulyator ishlatilgan). Bu regulyatorga kuchlanish, A_2 va A_3 kuchaytirgichlarni manba bilan ta’minlaydigan, o‘rta nuqtasi yerga ulangan $\pm 15\text{ V}$ quvvat manбайдan beriladi.



5.83-rasm. Kichik dreyf va kam shovqinli tok sezgichi. A_1 va A_2 op-amplari kompozit kuchaytirgichni tashkil qiladi, uning birinchi kaskadi kam shovqinli va pretsezion bo‘lsa, ikkinchi kaskadiga bunday talablar qo‘yilmagan. Chiqish signali katta tokli quvvat manbasini feedback bilan ta’minlaydi.

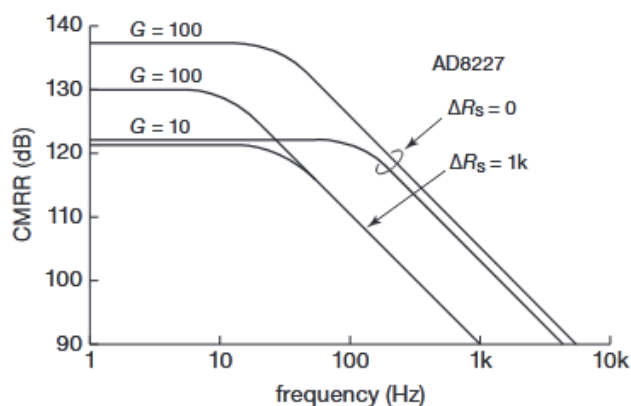
5.16.3 Signal manbai impedansi va CMRR. Instrumental kuchaytirgichlar o‘zining katta kirish impedansi bilan ajralib turadi, ammo ularning bu ajoyib sifati signal manbalarining (nisbatan kichik kirish impedansiga ega ayiruvchi kuchaytirgichning CMRR koeffitsientini ko‘p hollarda kamaytiruvchi; §5.14.3Ani ko‘ring) moslashtirilmagan impedansi ta’siridan avtomatik ravishda himoya qila olmaydi. Bular to‘g‘risida datasheetlar o‘zining kamchiliklarini ko‘rsatishga uyaladilar, shuning

⁸² L.Vestergaard Hau, S.E. Harris, Z.Dutton, and C.H.Behroozi, “Light speed reduction to 17 meters per second in an ultracold atomic gas” Nature 397 594-598 (1999).

⁸³ Mumkin bo‘lgan eng kichik kuchlanish, ammo noqulay bo‘lgan quvvat dissipatsiyasi ($\sim 75\text{ W}$), temperaturani stabilashtirish uchun moyli xammom talab etiladi.

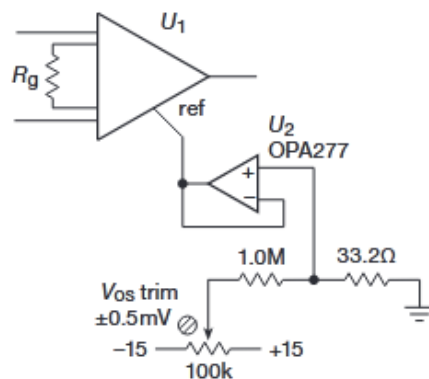
uchun biz Analog Devicesning 5.84-rasmda keltirilgan xarakteristikallari bilan ko'rsatgan samimiyligini ma'qullashga majburmiz. Kuchaytirish koeffitsienti katta qilib o'rnatilganda effekt kattaroq bo'lganiga ahamiyat bering (CMRR katta bo'lgani sababli yo'qotishlar ham katta bo'lishi mumkin) va katta chastotalarda ham effekt ko'rinadi (bu chastotalarda kuchaytirgichning kirish impedansi sig'imler sababli kamayadi).

5.16.4 EMI va kirishning himoyasi O'zingizning "qo'lbola" sxemangizni yaratganingizda yoki integral instrumental kuchaytirgich ishlatganingizda siz o'ta yuklanish va tashqi elektromagnit maydon ta'siridan (electromagnetic interference – EMI) o'zingiz yaratgan qurilmangizni himoya qilishingiz kerak bo'ladi. Real hayotdan misol: hamkasbingiz o'zining laboratoriyasida temperaturani nazorat qilib turish uchun, termojuftni oddiy ekranlanmagan sim bilan katta kuchlanish koeffitsientiga ega bo'lgan INAgA ulab, ishlatmoqda. Uning bu nazorat qurilmasi atrofdagi muhitda impulsli quvvat manbai ishga tushirilguncha juda yaxshi ishlab turadi, ammo u ishlashni boshlashi bilan barcha sokinlik buzilib ketadi. Bu sokinlik buzilishining sababchisi albatta sinfaz signallar manbai EMI bo'ladi, impulsli quvvat manbasi yaratgan elektromagnit to'lqinlar ekranlanmagan uzun sim orqali INA kirishiga to'siqsiz yopirilib kirib boradi. Bunga o'xshash holatlarda sizga kuchaytirgichning keng chastota ko'lamining keragi bo'lmaydi, kirib kelgan tajovuzkor xalaqit signallarni, 5.85-rasmda ko'rsatilganidek, filtrlab tashlashingiz kerak bo'ladi.



5.84-rasm. Kuchaytirish koeffitsienti katta qilib o'rnatilgan instrumental kuchaytirgichlarning CMRR koeffitsienti yaxshi bo'lsa ham, signal manbai impedansi nomuvofiq bo'lganda kamayib ketadi.

Kuchaytirgich kirishiga o'rnatiladigan cheklovchi diodlar zarurat yuzasidan o'rnatilmaydi, ammo kirishga kelishi mumkin bo'lgan keraksiz signallardan himoyalaniish uchun yaxshi bo'ladi. Sizga kerak bo'lgan chastota ko'lamiga boshqa keraksiz signallar kirib qolishini oldini olish uchun ekransiz signal simisiz kuchaytirgichni ishlatishingizni imkoni bo'lmaydi; ekranlangan signal simini ishlatib kuchaytirgichni yaxshi yerga ulanganiga ahamiyat bering. EMI/RFI ta'sirlar jiddiy ekanligini inkor qilish juda qiyin: RF –radio chastotali signallar siz yaratgan kuchaytirgich kirishiga kirib ichki bipolyar op-amplarda to'g'rilanib (ya'ni betartib ikki qutbli signal to'g'rilanib) kirishni siljituvchi dc kuchlanishga aylanadi. Kabel yoki PCB (printed circuit board) printlangan platadagi signal yo'llari tor ko'lamli (katta Q li) rezonans konturini hosil qilib, bu ta'sir effektiri kuchaytirishi mumkin. Signal kabelini qo'lingiz bilan ushlaganingizda, yoki qalam uchini sxemaga tegizsangiz, yoki kaftingizni sxema yuzasining ustida harakatlantirsangiz, siljitish kuchlanishining o'zgarganini nazorat qiladigan bo'lsangiz, siz sxemaga tashqaridan radiochastotali signalning ta'sirini ko'rgan bo'lasiz (boshqa sabab sxemada hosil bo'lgan ossillyasiyalar bo'lishi mumkin). Yo'qotishlar ferrit halqasi radiochastotali toklarni so'ndirishda va sxemada hosil bo'ladigan, tebranish konturlarning Q ko'rsatigichini kamaytirish bilan, ossillyasiyalarni so'ndirishda juda yaxshi bo'ladi; ammo ularni panatseya deb bo'lmaydi, ko'p hollarda qo'shimcha filtrlashga majbur bo'lasiz.



5.86-rasm. INAning SENCE, ofset yoki bufferlangan REF pinlari bo'lmagan hollarda uni balanslash sxemasi.

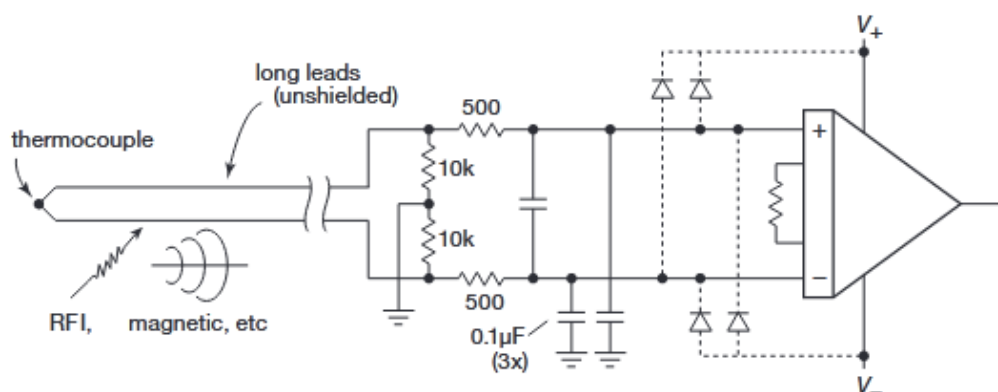
5.16.5 Siljitish kuchlanishni va CMRRni trimmerlash. SENCE va REF pinlari bor instrumental kuchaytirgichlarni (misol uchun, INA 103) kerak bo'lganida siljitish kuchlanishi va CMRR koeffitsientini tashqaridan, avval differensial kuchaytirgich uchun ko'rsatilganidek, trimmerlash mumkin (5.74-rasm). Ammo ko'p hollarda instrumental kuchaytirgich integral sxemasining faqat REF pini bo'ladi. Bu siljitish kuchlanishini trimmerlash uchun yetarli bo'ladi, ammo shuni bilingki, REF piniga ulanadigan barcha tashqi kuchlanish manbaining impedansi, kuchaytirgichning 100 dB + CMRR bilan kompromisga bormaslik uchun, $\sim 10^{-6} R_f$ (ya'ni bir necha milliohm) dan katta bo'lmasligi kerak. Bu ishni pretsezion kuchaytirgich bilan, 5.86-rasmda ko'rsatilganidek, juda yaxshi amalga oshirsa bo'ladi. Ba'zi bir INAlarda chiqish kaskadi siljitish kuchlanishini trimmerlash uchun alohida pini bo'ladi, uni tashqi potensiometr bilan ishlatish mumkin. Ulardan bir nechasida (misol uchun, INA 110 va boshqalar) kirish va chiqish kaskadlarini alohida trimmerlash imkonini ham bor.

5.16.6 Yuklamaga ulangan sezgir pinlar. Differensial kuchaytirgichga o'xshab, REF va SENCE pinlar 5.78(a)-rasmda ko'rsatilganidek bevosita yuklamaga ulanishi mumkin, shunda simlar qarshiligi va yerga bog'liq bo'lmagan toklar kiritadigan xatolikni olib qo'yish mumkin.

5.16.7 Kirishni siljituvchi yo'llar. Instrumental kuchaytirgich juda katta kirish impedansi bilan haqqoniy ravishda mag'rurlanishi mumkin, ammo op-amlarda bo'lganidek, dc uchun qaytish yo'lini ta'minlashigiz kerak bo'ladi. Agar shu ishni qilmasangiz, kuchaytirgich to'yingan holga o'tib qoladi. Bu hodisa 5.64A-rasmdagi tenzometrik kuchaytirgichlarda tabiiy ravishda amalga oshadi, ammo termojuft bilan ishlatilgan kuchaytirgichlarda (5.85-rasm) bunday hodisa sodir bo'lmaydi. Oxirgi sxemada siz kirishlardan birini rezistor bilan erga (yoki quvvat manbaini o'rta nuqtasiga) ulab qo'yishingiz mumkin yoki, simmetriyalikni saqlab qolish uchun, har bir kirishni rezistor bilan yerga ulab qo'yishingiz mumkin.

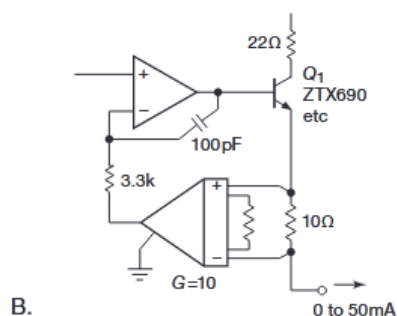
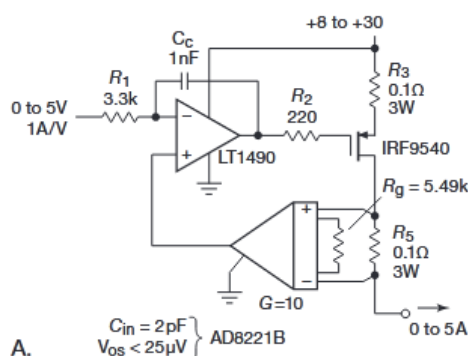
5.16.8 Chiqish kuchlanishi ko'lami. Agar INA ning kuchaytirish koeffitsienti katta bo'lmasa va kirishdagi sinfaz signal kuchlanishlari manba kuchlanishi qiymatiga yaqin (ammo spetsifikatsiyada keltirilgan ishlash ko'lamida) bo'ladigan bo'lsa, ichki kuchaytirgich to'yingan holatga o'tib qolib, INA chiqishidagi kuchlanish noto'g'ri qiymatga ega bo'lib qolishi mumkin. Misol uchun, AD623 ning (bu kuchaytirgich 5.88A-rasmda keltirilgan sxemaga o'xshaydi, faqat kirishdagi pnp emitter qaytargichi yo'q) datasheetida keltiriladigan "Maximum Output Voltage vs. Common-Mode Input" grafiklarini ko'ring. Agar kirishdagi sinfaz kuchlanish qiymati 0 V va $G = 10$ bo'ladigan bo'lsa (buning bo'lishi spetsifikatsiyada nazarda tutilgan), chiqishdagi kuchlanishning maksimal qiymati 1.0 V bo'ladi xolos. *Siz ogohlantirilgan edingiz!*

5.16.9 Amaliy sxema namunalari: tok manbai. Instrumental kuchaytirgichlarning juda yaxshi bo'lgan CMRR koeffitsienti juda kichik kirish sig'imi (tipik qiymati ~ 2 pF) bilan birga sizga aktiv tok manbaini yaratish imkonini beradi, unda tokni sezuvchi rezistor chiqishning yuqori potentsialli



5.85-rasm. Tashqi elektromagnit to'liqlar ekranlanmagan uzun kabelga bexalaqit kirib kelishi mumkin, uni siz foydali silnal deb qabul qilishingiz mumkin. Bu xalaqit signallarni kuchaytirgich kirishiga kelishiga yo'l bermaslik uchun, kuchaytirish koeffiyenti katta bo'lgan kuchaytirgichlar kirishiga filtr va qo'shimcha himoyalovchi diodlar o'rnatish (punktir bilan berilgan). Kirishlarga o'rnatilgan bir juft 10 k rezistorlar differensial kirishlardagi dc kuchlanishni o'rnatish uchun ishlatilgan.

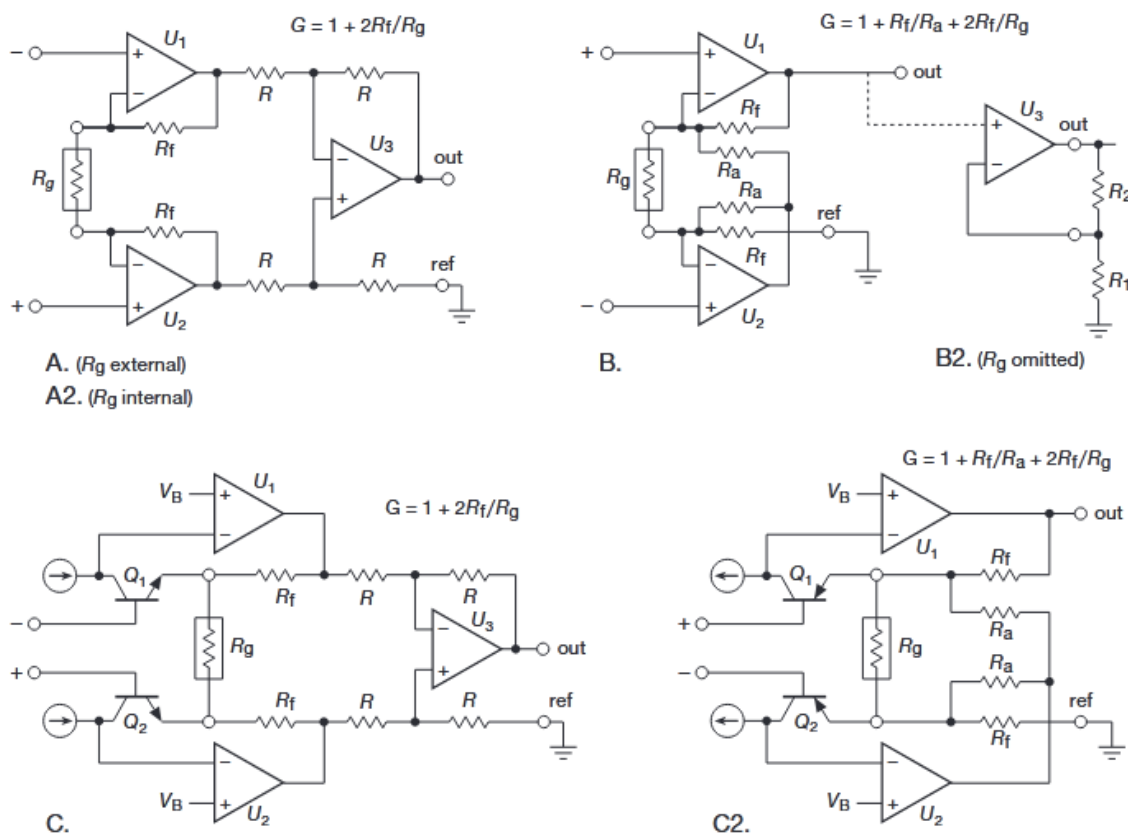
tomoniga ulanadi va undagi "yerdan uzilgan" kuchlanish tushuvini INA yerga nisbatan o'rnatiladigan kuchlanishga konversiya qiladi. Shunday sxema 5.87A-rasmda keltirilgan, unda AD8221B kuchaytirgichning 50 kHz dan yuqori chastotalarda CMRR koeffitsienti > 80 dB bo'lgani hisobiga R_1 C_C stabilizatsiya uchun ishlatiladigan kompensatsion zanjir chastota ko'lamini tushirib yuboradi. Umumiy source transconductance kaskadini tashkil qilgan MOSFET ning katta chiqish impedansi kattaroq chastotalarda ham tok manbasining ishlash sifatleri yaxshi bo'lishini ta'minlash imkonini beradi. Bu sxema 5.69-rasmda (§5.14.2D) keltirilgan tok manbai sxemasini mukammallashtirilgan varianti bo'lib, u sxemada chastota o'sishi bilan, op-ampning kompensatsiyasi va cheklangan yuksalish tezligi sababli, ishlash sifatleri yomonlashar edi. Bu sxemada tranzistorning R_3 source rezistori MOSFET ning transconductance ko'rsatgichini kamaytirib, stabillikni oshiradi (shunday yuklama impedanslari bilan sinovlar o'tkazilishi befoyda bo'lmasa kerak). r – kanalli MOSFETni 3.4-jadvaldan tanlab olishingiz mumkin.



5.87-rasm. Manbai yerdan uzilgan instrumental kuchaytirgich asosida yaratilgan pretsezion tok manbasi. A. Katta quvvatli MOSFETning to'liq shkala toki 5A. B. Kuchaytirish koeffitsienti katta bo'lgan ($\beta \sim 500$, 0.1 – 50 mA tok ko'lamida) bipolyar tranzistor chastota ko'lamini kengaytiradi.

Bu sxemada op-ampning chiqish kuchlanishi musbat manba kuchlanishi qiymatigacha o'zgarish imkoniga ega bo'lishi kerak (LT1490 RRIO turiga mansub) va AD8221Bga bir necha volt (3V yetarli bo'ladi) manfiy kuchlanish kerak, chunki uning sinfaz kirish kuchlanishi manfiy manba kuchlanishigacha o'zgarmasligi kerak⁸⁴.

AD8221B ning kichik siljitish kuchlanishi (25 μ V max) katta dinamik ko'lamini ta'minlaydi, uning muvofiq xatoligi 5 A to'liq tok ko'lamida 0.25 mA bo'ladi (20000:1). Kichik chiqish toklari kerak bo'lganida siz bipolyar tranzistor ishlatishingiz mumkin (5.87B-rasm); uning kichik sig'imi kattaroq halqa chastota ko'lamiga imkon beradi. AD8221B ning kichik kirish toki (0.4 nA max) hisobiga siz chiqish toki ko'lamini ancha kichik toklar ko'lamiga tushirishingizga imkon beradi, aytaylik 100 μ A to'liq shkala.



5.88-rasm. Instrumental kuchaytirgich sxemalari A – S, 5.8-jadvalda keltirilgan bo'yicha. Bu va boshqa differensiallovchi sxemalarda "ref" pini erga ulanmaydi.

5.16.10 Boshqa sxemalar

5.77-rasmda keltirilgan uch op-ampli klassik sxema juda keng ishlatiladi, ayniqsa, Burr-Brown/TI tomonidan ishlab chiqarilgan INA larda (ularni "INAnnn" belgisidan aniqlab olsa bo'ladi); ammo boshqa sxemalar ham bor (datasheetlarni yaxshilab ko'rib chiqsangiz), ular o'zaro ishlash parametrlari va narxлари bilan farqlanadi. "Etag ostiga qarayverish" sizga kerak bo'lmasa ham (sizga

⁸⁴ AD8227 variantida V_{CM} manfiy manbagacha ko'tarilishi mumkin, shuning uchun uni bir qutbli manba bilan ishlatishingiz mumkin; ammo shunda V_{OS} va I_B qiymatlari katta bo'ladi va uning CMRR koeffitsienti past chastotalarda kamayadi.

kerak bo'lgan ma'lumotning ko'p qismi jadvallarda keltirilgan bo'ladi) bu sxemalarning ba'zi birlari sizni hayron qolirishi ham mumkin. Misol uchun, E turdagi sxemalar (5.8-jadval hamda 5.88 va 5.89-rasmlar) kirishiga berilgan 0.5 V (!)⁸⁵ differensial kuchlanish bilan ishdan chiqarilishi mumkin va F turdagi kuchaytirgich sxemalari REF terminali yerga ulab qo'yilsa ishlamaydi (kichik kuchlanishli manba bilan ishlashga mo'ljallangan bo'lsa ham). Bu turdagi tashvishlarga ko'pda ahamiyat bermasdan bu sxemalarni qisqacha ko'rib chiqish qiziqarli bo'lsa kerak. Bu sxemalarning deyarli barchasida yagona ishlash prinsipi ishlatilgan (D va E mustasno): (a) kuchaytirish koeffitsientini o'rnatadigan R_g rezistoridagi kuchlanish tushuvi aniq $I_g = \Delta V_{in}/R_g$ tok yaratadigan, kirishdagi differensial kuchlanish qiymatiga teng; va (b) bu tok $V_{out} \propto I_g$ unga aniq proporsional bo'lgan chiqish kuchlanishini hosil qilish uchun ishlatiladi. Klassik A-sxemadan ularni aniq tushunib olish mumkin: kirishdagi op-amplar (yoki ularning ekvivalenti- ular aniq op-ampdek bo'lishi shart emas) R_g rezistorida muvofiq ΔV_{in} kuchlanish tushuvini hosil qilib, R_f rezistori orqali tok oqishini ta'minlaydi; shunda differensial chiqish kuchlanishi $\Delta V_{out} = (\Delta V_{in}/R_g)(R_g + 2R_f)$ bo'ladi. Kuchaytirish koeffitsienti birga teng bo'lgan ayiruvchi kuchaytirgich bu kuchlanishni yakka chiqish kuchlanishiga konversiya qilib beradi, shunda umumiy kuchaytirish koeffitsienti $G = 1 + 2R_f/R_g$ bo'ladi. C-sxema shunga o'xshab ishlaydi, ammo bunda Q_1Q_2 o'zaro muvofiqlangan emitter qaytargichlari R_g rezistorida ΔV_{in} kuchlanishining nusxasini hosil qiladi, op-amplar bo'lsa o'zaro teng bo'lgan emitter toklari oqishini ta'minlaydi (va shu bilan differensial chiqish kuchlanishiga qo'shimcha kuchlanish qo'shmaydi)⁸⁶. Bu va undan keyingi sxemalarda V_B referens "siljituvchi" kuchlanish bo'ladi. C va C2 sxemalarining yaxshi bir tomoni – ular kichik neytrallashtiruvchi RFI-kondensator tranzistorlarning baza-emitter oralig'iga o'rnatilishi mumkin, chunki tranzistorlarning bu terminallari himoya qilinmagan holda qolgan. Bu kondensatolar sig'imini kichik bo'lishini ta'minlang – 100 pF yoki undan kichik, shunda kuchaytirgichning stabiligi va chastota ko'lam kamaymaydi⁸⁷.

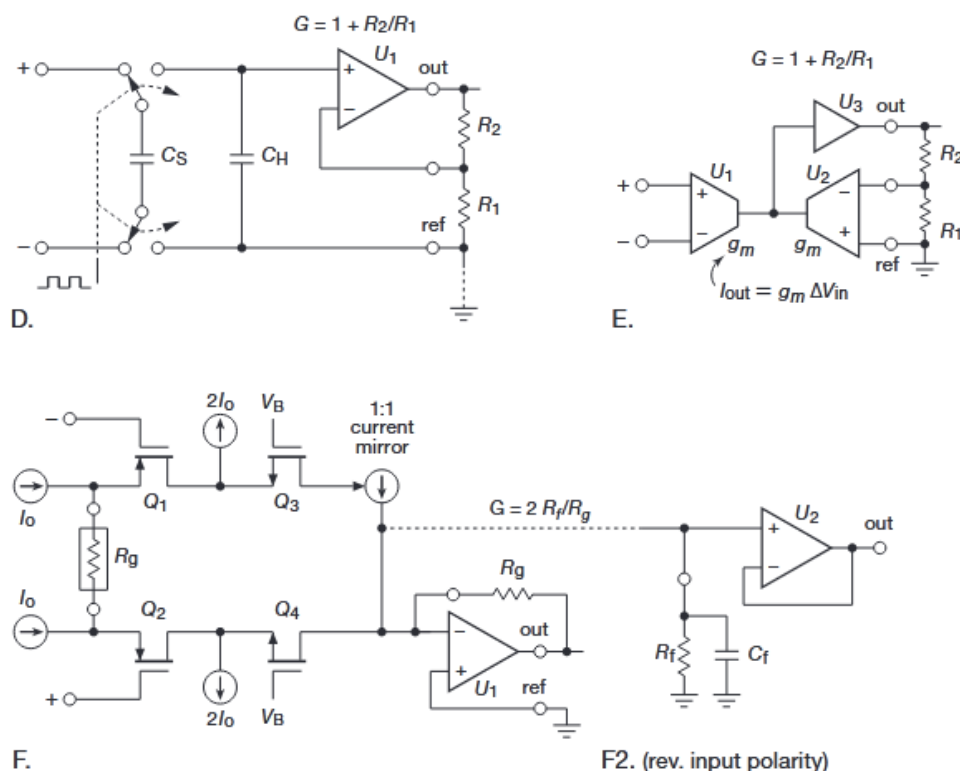
Aqilli B sxema boshqacha: bu eng tejamli, unga faqat ikkita op-amp kerak va bir necha trimmerlangan rezistorlar kerak xolos, ammo kuchaytirgichning CMRR koeffitsienti unchalik yaxshi emas (ayniqsa katta chastotalarda ishlaganida). (O'quvchi ham bu chalkash sxema qanday ishlashini bilib olish tashvishida). C2-sxema B-sxemaning diskret differensial-juft analogi bo'ladi (S –sxema A-sxemaga nisbatan bo'lganidek) taassurotli o'xshash spetsifikatsiyasi bilan birga. F-sxemada ΔV_{in} kuchlanish tushuvi nusqasini R_g rezistorga ko'chirish mavzusi davom etilgan, shunda U_1 ning summalovchi tuguniga kelgan balanslanmagan tok bir chiqishli chiqish kuchlanishiga konversiya qilinadi. Bu sxemadagi Q_3 va Q_4 tranzistorlar Q_1 va Q_2 tranzistorlarning drainlarini mustahkamlab "murakkab kaskod" sxemasini shakllantiradi va o'zlaridan ularning toklarini o'tkazadilar (ikkita sokinlik toklari bilan kompensatsiya qilinib stabil tok qiymati hosil bo'ladi). Bu sxemada tok manbalari va tok oynaklari aniq muvofiqlangan bo'lishi talab etiladi (aniqroq qilib aytganda, sinfaz signal to'liq o'zgarish ko'lamida tok manbai va tok oynagi toklari konstanta qiymatda bo'lishi talab etiladi). Bu

⁸⁵ Bularning ba'zi birlarining kirishlarida cheklovchi diodlar o'zaro yaqin joylashtirilgan (bunday himoya zanjirlari op-amp va komparatorlarda ham ishlatilgan), ularni ishdan chiqishi ortiqcha tok sababli sodir bo'ladi; boshqalari kattaroq differensial kuchlanishdan shikastlanishi mumkin (bir necha volt qiymati kifoya bo'ladi), E-turdagi sxemalar boshqa sxema topologiyasiga qaraganda, ko'p jihatlardan cheklangan bo'lsa ham. Iste'molchi nuqtai nazaridan eng muhimi, integral sxema ishlash ko'rsatgichlarini buzmaydigan, maksimal kirish differensial kuchlanishi bo'ladi.

⁸⁶ Kirish toklari kichik bo'lishi kerak bo'lsa C-sxema tanlanadi. LTCda baza toklari yo'qotilgan superbetta tranzistorlar ishlatilgan, ularning ba'zilarida kirish toki ($I_B \approx 50pA$). Analog Devices JFET tranzistorlarini ishlatib kirish tokini yanada kamaytirgan, ammo siljitish kuchlanishi va shovqinlar kattaroq bo'lib qolgan. Jadvalda ro'yxati keltirilgan ba'zi TI/ Burr-Brown INAlari A-turdagi sxemada yaratilgan bo'lib, C-sxemani ishlatgan; ularning datasheetlarida bu to'g'risida hech narsa topa olmaysiz.

⁸⁷ Bipolyar tranzistorli kuchaytirgichlarga RFI kondensatorlar salbiy ta'sir ko'rsatadi, chunki ularning kirishidagi tranzistorlarning baza –emitter kontaktlari (diod) ochilish tomoniga siljirilgan. Bu RFI neytrallovchi kondensatorlar, kuchaytirgich tashqi sensordan kam quvvatli signal olib ishlaydigan bo'lsa, real muammo yaratishi mumkin. Agar sizni RFI kondensatori adashtiradigan bo'lsa, yaxshisi JFET kirishli kuchaytirgich ishlatilgan.

talablarni bajarish uchun yaxshi loyiha (va kaskod kabi sxematik yechimlar) kerak bo‘ladi, shunda 140 dB CMRRga erishish mumkin⁸⁸.



5.89-rasm. Instrumental kuchaytirgich sxemalari D – F, ro‘yxati 5.8-jadvalda keltirilgan.

Table 5.9 Selected Programmable-gain Instrumentation Amplifiers

Part #	Input device	circuit	Supply Voltage		I_s typ	shut down	Input Current ^a typ	Offset Voltage		ΔV_{os} typ	Gain Error ^d max	Z_{in} (Ω)	CMRR ^x $G=100^d$		curve	Noise ^t	
			min	max ^e				typ ^g	max				typ	min		V_{npp}^t <10Hz ^c	e_n^t 1kHz
AD8250	BJT	A2	10	34	4.1	-	5	90	260	1.7	0.04	5G	110	98	4	1	18
AD8251	BJT	A2	10	34	4.1	-	5	95	275	1.8	0.04	5G	110	98	4	1.2	18
AD8253	BJT	A2	10	34	4.6	-	5	-	160	1.2	0.04	4G	120	100	26	0.5	10
PGA204B	BJT	A2	9	36	5.2	-	0.5	10	50	0.1	0.024	10G	123	110	8a	0.4	13
PGA202B	JFET	C	12	36	6.5	-	0.01	500	1000	12	0.15	10G	120	92	3	1.7	12
PGA207	JFET	C	9	36	12	-	0.002	500	1500	2	0.05	10T	100	95	3	1	18
PGA280	BJT	A2	10	40 ^f	0.75	-	0.3	50 ^q	250	0.2	0.15	1G	140	120	5	0.42	22
<u>low-voltage</u>																	
LTC6915	switch	D	2.7	11	0.9	x	5	3	10	0.05	0.5	cap ^k	125	105	1	2.5	225
AD8231	BJT	A2	3	6	4	x	0.25	4	15	0.01	0.8	high	-	110	3	0.7	39 ^h
LMP8358	CMOS	E	2.7	6	1.9	x	0.006	1	10	0.05	0.1	50M	139	110	2	0.6	27 ^h
PGA309	CMOS	A2	2.7	7	1.2	x	0.1	3	50	0.2	1	30G	105	-	-	4	210

Notes: (a) at 25°C. (b) at 100Hz. (c) 0.01–10Hz or 0.1–10Hz, at $G=100$ if available. (d) at $G=100$ or max, not 1000; no source imbalance. (e) abs max. (f) separate LV output rails. (g) at $G=\max$. (h) plus HF auto-zero noise. (k) caution: high bias currents. (m) plus filter stage and output clamp. (n) to within 50mV–200mV of rail. (o) see Fig. 5.82. (p) rail-to-rail input, provided AGND away from rails. (q) 250kHz chopper. (r) V_{out} to V_{EE} , but $V_{ref}=0.8V$ min. (s) 2V/μs at $G=1000$.

D va E sxemalarda ishlatilgan komponentlar boshqa sxemalardagiga o‘xshamaydi. D-sxemada “uchar” kondensator C_S o‘rnatilgan davrda differensial kirish kuchlanishigacha zaryadlanib, zaryadini saqlovchi C_H kondensatoriga o‘tkazib turadi va shu bilan bir qutbli (reference terminali erga ulangan) kirishdagi differensial signalning nusxasini hosil qiladi. Ishlash prinsipi bo‘yicha bu usul yaxshi

⁸⁸ Ular bir necha MOSFETlardan tashkil topgani tufayli, F – sxemasini tashkil qilgan tok manbasi va tok oynagi qurilmalari juda arzon bo‘lishi mumkin. Misol uchun, AD8293 (AZ kuchaytirgichi belgilangan kuchaytirish koefitsientlarga ega bo‘ladi $G = 80$ yoki 160) uning sotilish narxi \$0.97 (100 donasi).

bo‘lib ko‘rinadi; ammo chiqishdagi shovqin qiymati katta va kommutatsiya tezligi kichik (5.8-jadvaldagi ikkita ekzemplar uchun 3 – 6 kHz) bo‘lgani chastota ko‘lamini toraytirib, o‘rnatilish vaqtini ham cho‘zib yuboradi. Bu usulda kondensatorni kommutatsiya qilish chastotasining yarmi signali foydali signalga qo‘shilib ketishi ham mumkin. Shunday bo‘lsa ham, sxemada ishlatilgan komponentlar arzon va bu sxema dc signallarni kuchaytirish uchun qulay bo‘lishi mumkin. Nihoyat, E-sxemada bir juft differensial kirishli transconductance kuchaytirgichining chiqish toklari to‘planib, tenglashtiriladi: kuchaytirgichlarning biriga kirish signallarining jufti beriladi, ikkinchisining kirishiga chiqish signalining bir bo‘lagi beriladi va natijada, ko‘rsatilganidek, yagona chiqish signali shakllanadi. Bu qimmat bo‘lmagan sxema (unda lazer bilan trimmerlangan rezistorlar ishlatilmagan, va h.k.) kichik differensial signallar bilan chegaralangan (shu sababli kuchaytirish koeffitsienti katta) va umuman kuchaytirish koeffitsientining aniqligi yuqori emas⁸⁹. Eng qizig‘i shundaki, 5.8-jadvalda keltirilgan eng tezkor kuchaytirgichlarda ana shu sxema ishlatilgan.

5.16.11 Chopper va auto-zero instrumental kuchaytirgichlar.

Siljitish kuchlanishi nol bo‘lgan CMOS op-amplari (§5.11) ishlatilgan auto-zero usuli ba‘zi bir CMOS kichik kuchlanishli instrumental kuchaytirgichlarda ham ishlatilgan. Ularni bir necha mikro-voltga teng bo‘lgan kichik siljitish kuchlanishidan farqlab olsa bo‘ladi, bu ko‘lamda AZ CMOS bo‘lmagan op-amplar uchramaydi (5.8-jadvalni ko‘ring). Bu kuchaytirgichlarda CMRR koeffitsienti ham katta qiymatlarda bo‘ladi, ammo chastota ko‘lami shovqinlari, kommutatsion shovqinlar⁹⁰, va (ba‘zi hollarda) kirishni siljitish toki va shovqin toki kabi parametrlari unchalik a‘lo bo‘lmaydi. Bu kuchaytirgichlar past chastotalarda juda samarali ishlatiladi, misol uchun, integral ADCning kirish kaskadi sifatida (13.67-rasmni ko‘ring) yoki past chastotali filtr bilan birga ishlatilganida.

Table 5.9 Selected Programmable-gain Instrumentation Amplifiers (cont’d)

Part #	Gain choices	BW ^d –3dB (MHz)	Slew Rate (V/μs)	Settle ^d 0.01% (μs)	Swing to Supplies?				mux? filter? out sense	Interface	Comments	Cost (\$ US)
					IN	OUT ^v	+	–				
AD8250	1,2,5,10	3	25	0.65	–	–	–	–	–	pins	fast settle to 10ppm	7.78
AD8251	1,2,4,8	2.5	25	0.68	–	–	–	–	–	pins	fast settle to 10ppm	7.78
AD8253	1,10,100,1000	0.55	20 s	1.5	–	–	–	–	–	pins	fast settle to 10ppm	7.68
PGA204B	1,10,100,1000	0.01	0.7	100	–	–	–	–	•	pins	PGA205 for 1,2,4,8	17.09
PGA202B	1,10,100,1000	1	20	2	–	–	–	–	• •	pins	PGA203 for 1,2,4,8	14.34
PGA207	1,2,5,10	0.6	25	3.5	–	–	–	–	•	pins	PGA206 for 1,2,4,8	18.36
PGA280	1/8–128, by x2	0.05	2	40	–	–	f	f	2 –	SPI	output supply 2.7–5V	6.46
<i>low-voltage</i>												
LTC6915	1,2,4...4096	slow	0.2	5ms	x	x	x	x	– • •	SPI,pins	chopper, high-gain	4.58
AD8231	1,2,4...128	0.07	1.1	slow	n	n	x	x	– –	pins	auto-zero	3.08
LMP8358	10–1k, by 1-2-5	0.68	6.5	4	–	x	x	x	– • –	SPI,pins	auto-zero, prog filter	5.27
PGA309	4–128, 2.7–1152	0.4	0.02	slow	–	n	n	x	• –	SPI	sensor interface ^u	7.05

(t) typical. (u) 148-page user manual; includes ADC for sensor span, offset tempco cal, etc.; parameters stored in external SOT23 EEPROM. (v) caution: the RR output parts often don't allow the REF pin to be close to VEE; be sure to check the datasheet! (w) part with large gain error assume you'll perform gain calibration. (x) the CMRR spec is typically at 60Hz; check the plots if you care about performance at higher frequencies.

⁸⁹ E-turdagi kuchaytirgichlarning ba‘zilarining (misol uchun, AD8129ning varianti bo‘lgan AD8130, 5.8-jadvaldan) spetsifikatsiyalarda keltirilgan kuchaytirish koeffitsienti $G = 1$. Bunday kuchaytirgichlar liniyalardagi differensial resiver sifatida ishlatilishi foydali, ammo ularning kirishidagi signal kuchlanishining o‘zgarish ko‘lami cheklangan, tipik ko‘lami 3 dan 4 Vppgacha (AD8237, “uchar” kondensatori bilan birga, bundan mustasno). Raqamli qurilmalar kontekstidagi differensial signallar mavzusini §12.10da ko‘rishingiz mumkin.

⁹⁰ Bu ko‘rsatgichlarni datasheetlarda topa olmaysiz, ularda ko‘p hollarda spektral shovqin grafiklari tushirib qolingan bo‘ladi.

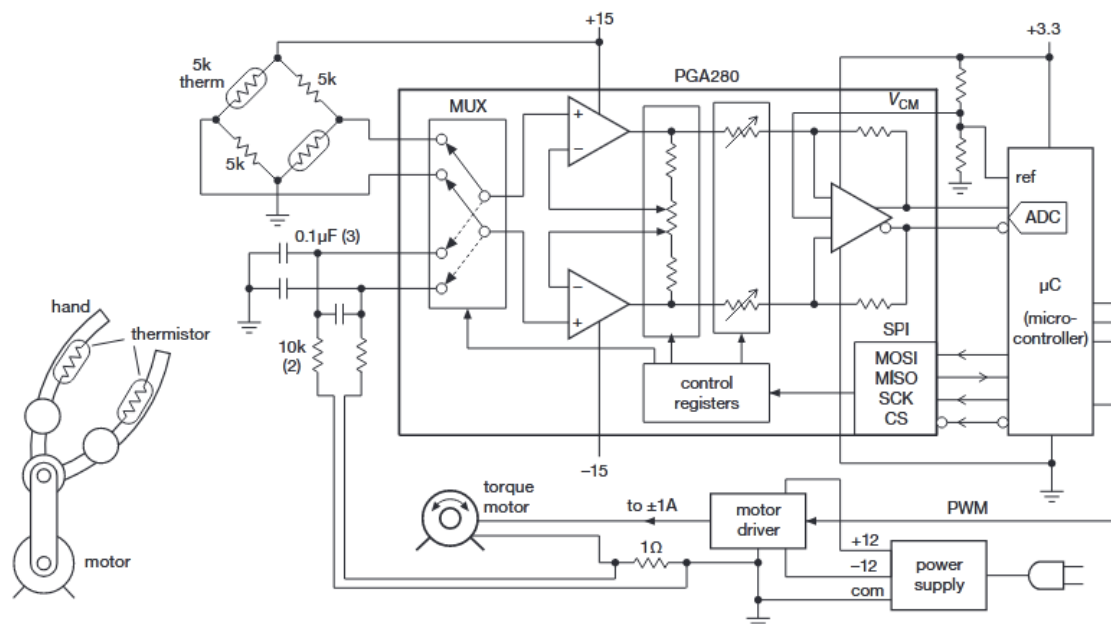
5.16.12 Kuchaytirish ko'effitsienti programmаланadigan instrumental kuchaytirgichlar

Oddiy op-ampning kuchaytirish ko'effitsientini tashqi rezistor bilan o'rnatasiz. Aksincha, ayiruvchi kuchaytirgichlarning (5.7-jadval) kuchaytirish ko'effitsienti aniq qiymatiga ega bo'ladi va pre-tsezion ichki muvofiqlangan rezistorlar zanjiri bilan o'rnatiladi. Instrumental kuchaytirgichlarning (5.8-jadval) kuchaytirish ko'effitsienti bo'lsa, odatda yagona kuchaytirish ko'effitsientini o'rnatish R_g rezistori bilan o'rnatiladi. 5.8-jadvalda keltirilgan instrumental kuchaytirgichlar ichida mavjud bo'lgan ichki R_g rezistori tashqi simli kommutatsiya bilan kuchaytirish ko'effitsientini aniq o'rnatish imkonini berishiga ahamiyat bering.

Yana bir qadam oldinga bosib, *kuchaytirish ko'effitsienti programmаланadigan kuchaytirgichga (PGA)* ega bo'lishingiz mumkin, unda bu ko'effitsient kirishdagi raqamli kod bilan o'rnatiladi (integral kuchaytirgichning belgilangan pinlariga parallel kod shaklida yoki ko'p bitli ketma-ket kod shaklida SPI yoki I²C kabi ketma-ketli portiga boshqaruv kodi sifatida beriladi, 14 va 15-boblarda ko'ring). Diskret, kuchaytirgich ko'effitsienti programmаланadigan instrumental kuchaytirgichning integral versiyasi ham bo'ladi, 5.80-rasm. Instrumental PGAlarning alohida yaratilgan namunalariga misol sifatida PGA204/5, LMP8358 va PGA280, 5.9-jadvalda keltirilgan, integral sxemalarini ko'rsatish mumkin. PGA202/3 (JFET) va PGA204/5 bipolyar tranzistorli kuchaytirgichlar anannaviy "yuqori-volti" (± 18 Vgacha) instrumental kuchaytirgichlar bo'lib, 2-bitli kod bilan boshqariladi (ikkita piniga beriladi), shunda kuchaytirish ko'effitsienti 1, 10, 100 va 1000 ga o'rnatiladi (PGA202/4) yoki 1, 2, 4 yoki 8ga o'rnatiladi (PGA 203/5). Yangi ishlab chiqarilganlardan LMP8358 kichik manba kuchlanishidan ishlaydigan (2.7 – 5.5 V) PGA: auto-zero va kuchaytirish ko'effitsienti 10dan 1000 gacha 1-2-5 ketma-ketlikda o'rnatiladigan (ya'ni 10, 20, 50, 100, 200, 500, 1000), simmetrik usulda dasturlanadigan – uchta pini 3-bitli parallel port ko'effitsientni o'rnatish kodini qabul qiladi yoki 3-simli SPI ketma-ket port orqali kuchaytirish ko'effitsienti va kirish parametrini o'zgartirish, xatolik deteksiyasi va chastota ko'lamini kabi qo'shimcha parametrlarni boshqarish uchun ishlatiladi. Uning tezkorligi (8 MHz) va aniqligi ($V_{OS} = 10\mu V \max$). Va nihoyat, xushbichim PGA280 kirish kuchlanishi ± 10 V ko'lamida o'zgarishi mumkin bo'lgan PGAlar turidan bo'lib, uning chiqish kaskadi alohida quvvat manbasidan ishlab, zamonaviy kichik kuchlanishli manbadan ishlaydigan ADC va mikrokontrollerlar bilan muvofiqlangan. Bunday PGA larning kirish kuchlanishi $\pm 15,5$ V ko'lamida o'zgarishi (manbai ± 18 V), chiqishi ADC yoki μC^{91} uchun mo'ljallangan $+ 2.7$ V dan $+ 5$ V kuchlanish manbasi bilan ishlashi mumkin. Bu katta manba kuchlanishi bilan ishlaydigan integral sxema tomonidan boshqariladigan kichik manba kuchlanishidan ishlaydigan qurilmalarning chalkash muammosini hal qilib beradi. Ularda REF- pinga o'xshash terminali bo'lib, uning yordamida chiqish kuchlanishi ko'lamning o'rtasiga o'rnatilishi mumkin; chiqishi aslida differensial bo'lib, bir juft komplementar chiqish terminallariga ega, ammo siz bunga ahamiyat bermay, kuchaytirgichni yagona chiqishli (faqat aniqligi biroz kam bo'lgan) sxemada ishlatishingiz mumkin. Bu kuchaytirgich betakror ishlaydi: u ketma-ket raqamli porti orqali dasturlanadi, kuchaytirish ko'effitsienti ikki ko'effitsienti bilan 1/8 dan 128 gacha bo'lgan qiymatlarda o'rnatilishi mumkin. Uning kirishidagi siljitish kuchlanishi (auto-zero: $\pm 15 \mu V \max$, $G = 128$ bo'lganida), kirish impedansi katta ($> 1 G\Omega$ typ), kuchaytirish ko'effitsientining dreyfi kichik (± 3 ppm/C max) va betakror CMRR ko'effitsienti (kuchaytirish ko'effitsientiga bog'liq: 130-140 dB). O'zining boshqa ajoyib sifatleri qatorida chipga o'rnatilgan 2-kirishli multiplekser (ikkita differensial kirishli juft), bayt kengligiga bog'liq bo'lmagan ikki qarshi yo'nalishli raqamli port va turli signalni muvofiqlash imkoni hamda xatolik detektorlari ham bor. 5.90-rasmda, biz ko'rib chiqqan PGA ishlatilishi ideal bo'lgan, qurilmaning sxemasi keltirilgan: bizning hamkasblarimiz, yagona motor bilan turli passiv

⁹¹ Yoki chiqishni siz, umumiy quvvat manbai ko'lamida bo'lgan, ikkiga bo'lingan kuchlanish manbasidan ta'minlashingiz mumkin.

richag va muftalar bilan boshqariladigan, eksperimental robotlangan qo'l⁹² loyihasini yaratishdi. Bu qurilmada sizga qiziq bo'lgan narsa beriladigan aylantiruvchi moment (motor toki qiymatidan aniqlanadi) va jismni ushlaganidagi siquv bosimi (bor bo'lganida) bo'ladi.



5.90-rasm. Ikki kanalli PGAni mexanik siljitishlar sxemasida ishlatish: sxema o'rnatilgan aylantiruvchi moment qiymatini o'qib olib, unga muvofiq, robotlashtirilgan qo'ldan kelgan, temperatura o'zgarishlari bilan ifodalanadigan aks signallarni qayd qiladi. Chopper stabilizatsiyali instrumental PGA ± 15 V manba kuchlanishlari bilan ishlab, chiqishidan 3.3 V signalni ADCga beradi.

PGA280 instrumental kuchaytirgichining kirish imkonlarining ko'pligi va kuchaytirish koeffitsientining keng ko'lamligi, ikki kanalli differensial kirishlar bilan birgalikda bu kuchaytirgichning ishlatish imkonlarini osonlashtiradi: "kaftning" ikki barmog'iga o'rnatilgan bir juft termorezistor o'zining toki bilan isitilib, temperaturasi atrof muhit temperaturasidan bir -ikki gradusga baland qilib o'rnatilgan, ularning vazifasi "barmoqlar" jismni siqqanda shu nuqtada temperaturani nazorat qilib turish; tokni sezish rezistori motorni boshqarish liniyasiga joylashtirilgan. Kuchaytirgichning kichik kuchlanishli chiqishi, kanallarni kommutatsiya qilish va PGAning kuchaytirish koeffitsientini boshqarish uchun mo'ljallangan, chip ichidagi mikrokontrollerning ADCga ulangan. "Barmoqlarga" o'rnatilgan termorezistorlar sozlanishi birinchi mexanik kontaktda differensial kuchalanish bir pog'onaga ko'taradi, ikkinchi "barmoq" kontaktga kelganida, ketidan kelgan ikkinchi kontakt kuchlanishni ikkinchi pog'onaga ko'taradi. (Pog'ona o'lchami jism materiali to'g'risida informatsiya beradi). Motor tokini sezish uchun o'rnatilgan rezistor "4-simli" ulash kontaktlariga ega ekanligiga ahamiyat berib, bu yerga ulangan rezistorda hosil bo'lgan xatolikni yo'qotadi; bu signalni biz filtrladik, chunki motorni boshqarishda ishlatilgan impuls kengligi modulyasiyasi yuqori chastotali shovqinlarni yaratadi. Yaxshi instrumental kuchaytirgich qidirganingizda PGA variantlarning spetsializatsiyasiga ahamiyat berib, ular PGA309⁹³ va PGA2310⁹⁴ kuchaytirgichlarga o'xshab, ma'lum sensorlar bilan ishlashga mo'l-

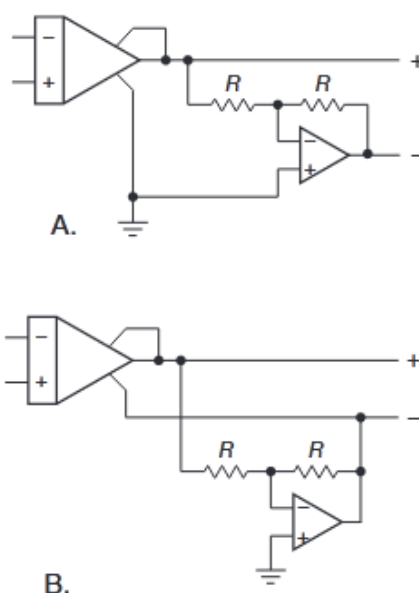
⁹² Misol uchun, Dollar and Home. "The Highly Adaptive SDM Hand: Design and Performance Evaluation". International Journal of Robotics Research 29.(5), 585-597 (2010), available at the web page of The Harvard BioRobotics Laboratory: biorobotics.harvard.edularda ko'rishingiz mumkin.

⁹³ Uning ishlatish yo'riqnomasining 148-betida "PGA309 aqilli programmalanadigan analog signalning inverteri bo'lib, o'lchash ko'prigiga ulangan rezistiv sensorlar bilan ishlashga mo'ljallangan. Bu rezistiv ko'priqda yaratiladigan signal bilan ishlaydigan tayyor integral qurilma bo'lib, o'lchash ko'lamini va siljitish kuchlanishlari boshlang'ich sozlangan, o'lchash ko'lamini va siljitish kuchlanishini temperaturadan o'zgarishlarini kompensatsiya qiladi, ichki va tashqi temperaturani o'lchash imkoniga ega, chiqish kuchlanishi yuqori va quyi tomondan chegaralangan, xato ishlashni deteksiya qiladi va raqamli kalibrlanadi" deb yozib qo'yilgan.

jallangan bo‘ladi. Murakkab integral sxemalarning bir bo‘lagi sifatida PGAlar juda ko‘p ishlatiladi, misol uchun ADClar bilan (13.65-rasm, 13.70 va 13.71-rasmlar) va mikrokontrollerlar bilan (15.10-rasm).

5.16.13 Differensial chiqish kuchlanishini yaratish

Instrumental kuchaytirgichlar va ayiruvchi kuchaytirgichlar differensial kirish signalini yagona chiqish kuchlanishiga konversiya qilib berish uchun ishlatiladi. Agar sizga shu kerak bo‘lsa bu juda yaxshi (odatda shunday bo‘ladi ham). Ba‘zi bir hollarda sizga differensial signal kerak bo‘lib qolishi mumkin, misol uchun, analog-raqam konverterlarining ba‘zi bir variantlariga ishlash uchun (ADClar asosan 13-bobning mavzusi). Buning osonroq yo‘li, yagona chiqishli kuchaytirgich chiqishiga, 5.91A-rasmda⁹⁵ ko‘rsatilganidek kuchaytirish koeffitsienti birga teng inverter ulab qo‘yish bo‘ladi. Bunday sxema ishlaydi, ammo rezistorlar jufti o‘zaro moslashtirilgan bo‘lmasa va shu bilan drayverlangan kuchaytirgichning pretsezionligi va stabiliga ta‘minlanmasa, kuchaytirish koeffitsientining aniqligi kamayadi. Bu tuzoq B-sxemada aylanib o‘tilgan, bu sxemada kuchaytirish koeffitsienti birga teng bo‘lgan kuchaytirgich instrumental kuchaytirgichning SENCE chiqish terminaliga ta‘sir ko‘rsatib, uning chiqish kuchlanishini erga (yoki boshqa kuchlanishga) nisbatan simmetrik bo‘lishiga majburlaydi. Bu sxemada kuchaytirish koeffitsientining aniqligi saqlanadi; rezistorlarning moslanmaganligi chiqish kuchlanishi simmetriyasini erga (yoki boshqa kuchlanishga) nisbatan siljitadi, ammo chiqishdagi differensial signal differensial kirishli qurilmaga berilgani tufayli buning ahamiyati kamroq bo‘ladi.



5.91-rasm. Instrumental kuchaytirgich yoki ayiruvchi kuchaytirgichlarda differensial chiqishni yaratish. B-usulda kuchaytirish koeffitsientining aniqligi saqlanadi.

Shunday bo‘lsa ham, bu ikki sxemada ham invertlovchi kaskadning cheklangan chastota ko‘lami sababli, vaqt bo‘yicha kechikish (yoki faza surilishi) kabi kamchilik bor. Bu kamchilikni yo‘qotish yo‘llaridan biri 5.66F-rasmda ko‘rsatilgandek bir juft moslashtirilgan kuchaytirgichlarni ishlatish bo‘ladi. Ammo undan yaxshi yo‘l, katta chastota ko‘lami va tezkor o‘rnatilish vaqti (tezkor ADC lardagidek) talab etiladigan bo‘lsa, *differensial kuchaytirgichni* (yoki *to‘liq differensial kuchaytirgich*, farqini ko‘rsatish kerak bo‘lsa) ishlatish bo‘ladi, bu ibora kirishi va chiqishi differensial bo‘lgan kuchaytirgichni bildiradi; §5.17ni ko‘ring. Yuqorida qayd etilgan PGA280 shunday kuchaytirgichlar turiga kiradi (uni yaratganlar uni instrumental kuchaytirgich deb atasalar ham).

⁹⁴ “PGA2310 stereo audio quvvatni boshqarish uchun professional audio sistemalarning iste‘molchilari uchun yaratilgan”

⁹⁵ 5.10-jadvaldagi “Single-ended to differential” nomi bilan belgilangan komponentlarni ham ko‘rishingiz mumkin.

5.17 To'liq differensial kuchaytirgich

“To'liq differensial kuchaytirgich” (yoki “differensial kirish/chiqish kuchaytirgichi” yoki “differensial kuchaytirgich”) iborasi kirishi va chiqishi differensial bo'lgan kuchaytirgichni bildiradi, bunday kuchaytirgichda qo'shimcha (“ V_{OCM} ”) kirish terminali bo'lib, unda chiqish juftining sinfaz kuchlanish qiymati o'rnatiladi. Biz “to'liq” qo'shimcha iborasini hush ko'ramiz, shunda differensial kuchaytirgichni instrumental kuchaytirgichdan aniq ajratish mumkin bo'ladi, ularning ikkida ham yagona chiqish ishlatilgan. Ba'zi muhim sxemalarda, kirishiga bir fazali yoki differensial signal berilsa ham sizga balanslangan differensial chiqish kerak bo'lib qolishi mumkin. Bunday hollar komplementar kirishlarga ega bo'lgan ADC larda ko'p uchraydi; 13.65-rasmni ko'ring (“zaryadni qayta taqsimlaydigan” ADC), 5.102 –rasm (konveerli chaqnashlar), 13.28-rasm (chaqnash), 13.37-rasm (SAR) va 13.68-rasm (delta-sigma)larni ham ko'ring. Bunday sxemalarda ishlatish uchun to'liq differensial kuchaytirgichlarning o'rnatilish vaqti, kuchaytirish koeffitsientining aniqligi va stabiligi, chiqishdagi sinfaz kuchlanish qiymatini o'rnatish imkoni va kichik kuchlanishlarda ishlaydigan ADC kirishida rail-to-rail kuchlanish o'zgarish ko'lamini ta'minlash imkoni kabi ishchi parametrlari eng muhimlari bo'lsa kerak. Differensial signallar keng ishlatiladigan boshqa sohalaridan analogli signallarni eshilgan juft kabeli orqali uzatish (misol uchun, Cat-5 LAN kabeli zanjir orqali); ADSL va HDSL kabi telekommunikatsiya tarmoqlarida; ossilloskopning kirish kaskadida; IF va chastota ko'lamli bloklari kabi radiokommunikatsiya subbloklarida) ham ishlatiladi. Differensial chiqishlarga ega bo'lgan kuchaytirgichni o'zingiz ham yakka chiqishli kuchaytirgichlar, 5.66F, 5.70, 5.91 va 13.37-rasmlarda ko'rsatilganidek, (op-amp'lar, ayiruvchi kuchaytirgichlar va instrumental kuchaytirgichlar) asosida yaratishingiz mumkin, albatta. Ammo integral to'liq differensial kuchaytirgichni ishlatish tezkorlik va shovqin parametrlari bo'yicha yaxshiroq bo'ladi, chunki ularda chiqish sinfaz kuchlanishini o'rnatish imkoni ham bor (ya'ni, chiqish kuchlanishi o'zgarishining o'rta nuqtasini o'rnatish); bu imkoniyatlari ayniqsa, yakka qutbli kuchlanish manbai bilan ishlaydigan ADC ning differensial kirishiga kuchaytirgichdan signal berilganida juda foydali bo'ladi, chunki ularning kirishida sinfaz signallar doim mavjud bo'ladi. 5.10-jadvalda savdoda mavjud bo'lgan differensial kuchaytirgichlarning yaxshi namunalari keltirilgan, ularning sxemotexnikasi 5.94 – 5.98-rasmlarda keltirilgan. Ular odamzotning so'nmas kreativligini ko'rsatib, bir necha ajoyib sxemalarni namoyish qiladi. Keling ularni qisqacha ko'rib chiqaylik. A-sxema bir kirishli bo'lib oddiy differensial kuchaytirgichning “to'plami” sifatida keltirilgan, unda kirish op-amp'ining kuchaytirish koeffitsientini tashqi rezistor bilan o'rnatasiz. Uni noinvert sxema bo'yicha ulashingiz mumkin (shunda katta kirish impedansi ta'minlanadi), yoki invertlovchi sxema bo'yicha ulasangiz (misol uchun, kuchaytirish koeffitsientini birdan kichik qilib o'rnatib kirishdagi kuchlanishning katta o'zgarishlarini boshqarish uchun). A_2 ning noinvert kirishi, muvofiq katta impedansi bilan sizga chiqishdagi sinfaz kuchlanish qiymatini o'rnatish imkonini beradi. LT6350 ana shu konfiguratsiyadagi, kam shovqin, signal shaklini kam buzadigan kuchaytirgich bo'lib, qo'shimcha sifati rail-to-rail chiqishi bo'ldi⁹⁶. 5.92-rasmda bu kuchaytirgichni ADCni drayverlash uchun ishlatilishi ko'rsatilgan, bu sxemada LTC2393 kuchaytirgich chiqishdagi dc kuchlanishning o'rta nuqtasini o'rnatish uchun ishlatilgan (V_{CM})⁹⁷. Kuchaytirgich +5 V va er kuchlanish manbasidan quvvat olib ishlaydi va shu bilan ADC kirishdagi cheklovchi diodlar o'tkazuvchi holatida ishlashi bilan bog'liq bo'lgan tashvishning oldi olinadi. ADC kirishdagi ($R_1R_2C_1$) past chastotali filtr ikkita vazifani bajaradi: (a) tekislovchi filtr bo'lib kirishda chastota ko'lamini ~150 kHz bilan cheklaydi; va (b) kirishdagi shuntlovchi kondensator vazifasini bajarib, ADC ning

⁹⁶ ADA4922-1 tezkorroq, 0.05%li versiyasi, kirish kaskadining kuchaytirish koeffitsienti birga teng.

⁹⁷ ADC ning ichki, qoniqarli aniqlikdagi (0.5%), referens kuchlanish manbasi bor, ammo unga tashqi aniqroq referensni ham ulash imkoni bor (misol uchun, LT1790-4.096ning aniqligi va dreyfi muvofiq $\pm 0.05\%$ va 10 ppm/°Cmax). Yaxshi bo'lib ko'rinishi mumkin, ammo, sistema kuchaytirish koeffitsientining aniqligi LT6350ning $\pm 0.6\%$, max bilan cheklangani sababli, uni ishlatish befoyda. Uning o'rniga siz ADA 4922-1 ni ishlatishingiz mumkin.

ichki kommutatsiyalari natijasida hosil bo'lgan xalaqit signallarni so'ndirib, kuchaytirgichga o'tishga yo'l bermaydi (kommutatsion shovqinlar ko'p ADClarda bo'ladi, shular qatorida "zaryadni qayta taqsimlovchi SAR" konverterida, va delta-sigma konverterlarda -13-bobda ko'ring). B-sxema simmetrik balanslangan konfiguratsiyasida yaratilgan bo'lib professional audio uchun mo'ljallangan: yaxshi muvozanatga keltirilgan katta kuchlanishli signal (>15 V rms) bilan ishlaydigan kirish kuchaytirgichi, shakli kam buzilgan signalni balanslangan juft kuchaytirgichlarga beradi, shunda uzun kabel chiqishidagi yuklama sig'imida (10000 pF yoki undan ham katta) stabillikni ta'minlaysiz. 5.93-rasmda biz §5.14.2da ko'rib chiqqan professional audioda ishlatiladigan uzun signal kabeliga berish uchun katta kuchlanish ko'lamli signal kuchaytirgichi sxemasi keltirilgan. Bu sxemaning juda katta sinfaz chiqish impedansiga ahamiyat berish kerak, u signal balansini saqlab, qabul qilish tomoniga drayverga bog'liq bo'lmaslik imkonini beradi (drayverlovchi tomonning erga nisbatan simmetrik bo'lishini 10 k rezistorlar ta'minlab beradi). Aslida qabul qilish tomonida chiqishning bir uchini yerga ulab qo'yish, bir chiqishli signal generatsiya qilinganida, befoyda bo'lmaydi. Bu to'g'risida ko'proq §5.17.1da bahs yuritamiz. C- sxema 5.66E-rasmdagi sxemaning konfiguratsiyasida bo'lib katta impedansli (bufferlangan) kirishi sinfaz kuchlanishini (V_{OCM}) o'rnatish uchun mo'ljallangan. Bu sxema keng ko'lamli kam shovqin kuchaytirgichlar turiga kiritilib, audio va kommunikatsiya sxemalari uchun yaxshi bo'ladi. D-sxema mashhur bo'lib, kuchaytirish ko'effitsientini o'rnatish uchun ishlatiladigan ichki yoki tashqi rezistorlari bilan keltiriladi. Feedback halqasidagi differensial kuchaytirgich bir juft simmetrik transconductance kuchaytirgichlari (kuchlanishni tokka konversiya qilib beradi) rezistiv yuklamada kuchlanish hosil qiladi va kuchlanish qaytargichi bilan impedansi kichik bo'lgan chiqish juftini hosil qiladi. V_{OCM} kirish kuchlanishi sinfaz chiqish kuchlanishini ta'minlab berishga imkon beradi, aksincha manba kuchlanishining o'rta nuqtasi joyida turmaydi (bunday hollarda chiqishni kondensator bilan shuntlab qo'yish yaxshi bo'ladi). V_{OCM} kirish kuchlanishining tipik ko'lami kuchaytirgichniki bilan solishtirarli darajada bo'ladi. E-sxema differensial transconductance kuchaytirgichlar mavzusini davom etadi, ammo bu erda ular feedback bilan to'ldirilgan va 5.89-rasmdagi E-sxemasining differensial chiqishli analogi bo'ladi. E-sxema jadvalda keltirilgan eng tezkor kuchaytirgichlarda ishlatiladi, unda D-sxemaning chiqish kaskadi klassik instrumental kuchaytirgichning kirish kaskadi bilan uyg'unlashgan (5.65-rasm), kuchaytiruvchi element sifatida transconductance kuchaytirgichi ishlatilgan. Va nihoyat, G-sxema mutlaqo boshqa hayvon, unda bir juft siljitish toklari yo'qotilgan qaytargich V_{OCM} kirish terminalidan siljtiladi. Bu sxema, jadvalda keltirilgan 2GHz kuchaytirgichning o'zgaruvchan tokli (yoki transformatorli) kirish kaskadi sifatida ishlatiladi.

5.17.1 Differensial kuchaytirgichlar: asosiy tushunchalar

A. Kuchaytirish ko'effitsienti Kuchlanish bo'yicha kuchaytirish ko'effitsienti moslashtirilgan $R_f = R_g$ feedback rezistorlari bilan o'rnatiladigan differensial kuchaytirgichlarning ko'p sxemalarida kuchaytirish ko'effitsienti birga teng bo'ladi. 5.10-jadvalining "gain range" ustunida kuchaytirgichlarning kuchaytirish ko'effitsienti, belgilangan qiymati, minimal qiymati yoki o'rnatiladigan turlariga bo'lingan. Ba'zi hollarda kuchaytirish ko'effitsientining aniq qiymatiga signal manbai-ni impedansi va chiqishi yuklama bilan moslashtirish muammolari ta'sir ko'rsatadi; §5.17.4 va 5.104 tenglamani ko'ring.

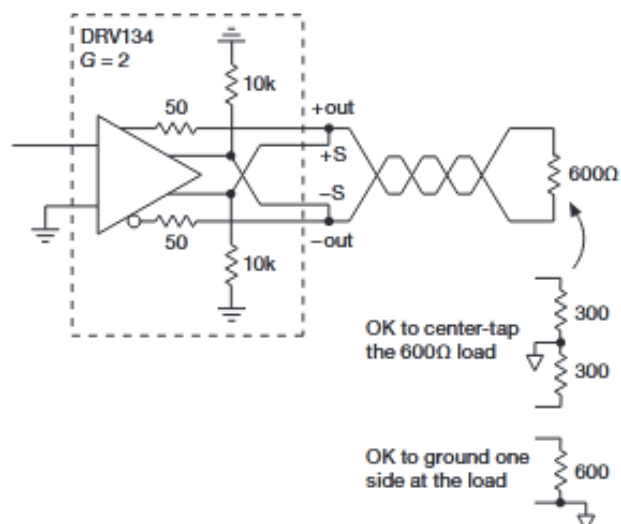
B. Kirish impedansi. D-sxemasidagi kuchaytirgichning kirish impedansi R_g rezistori qarshiligiga teng bo'ladi, kirish impedansi o'zgartirib bo'lmaydigan kichik qiymatga ega bo'lgani sababli bu kuchaytirgichlarda katta kuchaytirish ko'effitsientini o'rnatib bo'lmaydi: signal manbasi juda og'ir yuklangan bo'ladi, R_g rezistorining effektiv impedansi R_s signal manbasi impedansi hisobiga ortadi va manba impedansi balanslanmagani sababli CMRR ko'effitsienti kamayadi. R_g rezistori qarshiligi-

ning aniq qiymati (va shu bilan birga kuchaytirgichning kirish impedansi) signal manbai qarshiligi bilan yuklama sxemasiga bog‘liq bo‘ladi; §5.17.4 va 5.104-tenglamani ko‘ring.

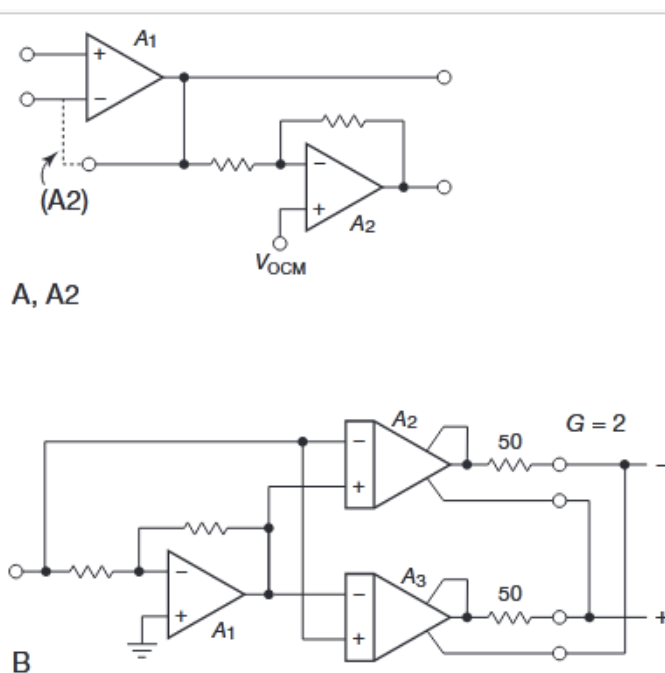
Table 5.10 Selected Differential Amplifiers

Part #	IC	Gain ^a	ΔG (%)	Bandwidth		Speed		V _{out} max (Vpp)	Offset Voltage		Input bias (μA)	Z _{in} diff (Ω)	Noise e _n typ @1MHz (nV/√Hz)	Supply Range (V)	I _q typ (mA)	Q _{eff} (dB)	Cost qty 25 (\$US)	Comments	
				-3dB (MHz)	0.1dB (MHz)	Slew Rate (V/μs)	Settle 0.05% (ns)		typ max (mV)	typ max (mV)									
high voltage																			
PGA280	q	V _B -128	PGA	0.15	1.5	-	1	40μs	10	0.05	0.25	0.3mA	1G	22	10-40	0.8	+	6.46	INA, SPI, low V _{out}
THAT1606	D3	2.0	fixed	2	10	-	15	-	67	4	15	-	5k	25	8-40	4.9	-	3.91	audio ^l , 7ppm dist
AD8270	C	0.5,1,2	fixed	0.08	15	-	30	700	55	0.2	0.75	0.5	20k	26 ^d	5-36	2.3	-	3.56	precision resistors
LME49724	D	1.0 up	R ₁ /R ₂	-	50	-	18	200	52	0.2	1	0.06	R ₂ ^h	2.1	5-36	10	-	3.53	audio, 0.3ppm dist
OPA1632	D	1-10	R ₁ /R ₂	-	180	40	50	200	52	0.5	3	2	R ₂ ^h	1.3	5-33	14	-	4.39	pro audio
low voltage																			
LMP7312	D3	0.1-2	PGA	0.04	0.53	-	1.4	-	RR	-	0.1	c	160k	7.5	±5	2	y	6.43	2-ch input, SPI
LTC1992	D	1-10	R ₁ /R ₂	-	3.2	-	1.5	-	RR	0.25	2.5	2pA	30k	45 ^d	2.7-12	0.7	w	2.80	R ₁ = 30k to 50k
LTC1992-x	D3	1-10	p/n	0.3	3.2	-	1.5	-	RR	0.25	2.5	2pA	30k	45 ^d	2.7-12	0.7	w	5.23	-x for G=1,2,5,10
AD8137	D	1.0 up	R ₁ /R ₂	-	76	10	450	100	RR	0.7	2.6	0.5	R ₂ ^h	8 ^d	2.7-12	2.6	+	1.98	R ₁ =1k-10k, cheap
THS4521	D	1-10	R ₁ /R ₂	-	145	20	490	13k	RR	0.2	2	0.65	R ₂ ^h	4.6 ^d	2.5-5.5	1.1	w	2.81	R ₁ =1k; 4522 dual
EL5170	E3	2.0	2.0	1	100	12	1100	20	6.0	6	25	6	300k	28 ^d	5-12	7.4	-	1.44	cheap, 5370 triple
LTC6605-14	D3	1, 4, 5	1, 4, 5	0.3	14 ^a	f	f	f	RR	0.25	1	12	400V	2.6	2.7-5.5	16	w	9.81	dual, 16 bit ready
LT6600-x	D2	1-8	402/R ₂	7	109	f	f	f	4.8	5	25	30	R ₂ ^h	10 ^d	2.7-11	36	-	3.90	4th-order filters
LTC6601	D3	1-7	1 to 7	3	6-27 ^b	f	f	f	RR	0.25	1.5	12	400V	2.2	2.7-5.5	16	w	5.58	pin-select filter
AD8138	D	1.0 up	R ₁ /R ₂	-	320	30	1150	16	15.6	1	2.5	3.5	R ₂ ^h	5	3-10	20	-	4.12	R ₁ =5000
LMH6551	D	1.0 up	R ₁ /R ₂	-	370	50	2400	18	15.6	0.5	4	4	R ₂ ^h	6 ^d	3.3-10	13	-	3.50	R ₁ =3650
EL5173	E3	2.0	2.0	0.5	450	60	900	10	6.0	3	30	11	150k	25 ^d	4.8-12	12	-	2.80	EL5373 triple
EL5177	E	1.0 up	R ₁ /R ₂	1.5	550	120	1100	10	6.0	1.4	25	14	150k	21	4.8-12	12	-	1.85	G=1+R ₁ /R ₂ , cheap
AD8139	D	1.0 up	R ₁ /R ₂	-	410	45	800	45	RR	0.15	0.5	2.3	R ₂ ^h	2.2	4.5-12	25	-	6.00	R ₁ =2000
AD8132	D	1.0 up	R ₁ /R ₂	-	350	90	1200	15	14.4	1	3.5	3	R ₂ ^h	8 ^d	2.7-11	12	-	3.07	R ₁ =3480
LT6402-20	C	10	fixed	10	300	30	400	8 ^k	7.0	1	6.5	c	100	1.9	4.0-5.5	30	-	3.90	opt 75MHz filter
LTC6404-4	D	4 up	R ₁ /R ₂	-	600	450	1200	13	RR	0.5	2	23	R ₂ ^h	1.5	2.7-5.5	30	w	4.91	R ₁ =402; var -1, 2 ^l
THS4520	D	1-10	R ₁ /R ₂	-	620	30	570	7	RR	0.25	2.5	6.5	R ₂ ^h	2	3-6	14	+	4.07	R ₁ =4990
PGA870	S	0.3-10	PGA	4	650	100	2900	5	4.8	5 ^a	30 ^a	c	150	6	4.8-6	143	-	9.70	0.5dB atten, pins
ADA4932-1	D	1.0 up	R ₁ /R ₂	-	560	300	2800	9	15.0	0.5	2.2	2.5	R ₂ ^h	3.6 ^d	3-10	10	-	4.72	R ₁ =4990; 2-dual
LT1993-10	C	10	fixed	12	700	50	1100	4	7	1	6.5	c	100	1.7	5	100	-	4.20	-2, -4 for G=2, 4
ADA4950-1	D	1, 2, 3	pins	1.7	750	210	2900	9	15	0.2	2.5	c	500V	5.5 ^d	3-11	9.5	-	4.78	-2-dual
LMH6553	D	1.0 up	R ₁ /R ₂	-	900	50	2300	10	15.4	-	-	50	R ₂ ^h	1.2	5-12	29	-	6.43	CFB, 2740; clamp
ADA4938-1	D	1-10	R ₁ /R ₂	-	1000	150	4700	6.5	15.2	1	4	13	R ₂ ^h	2.6	4.5-11	37	-	6.06	R ₁ =2000
LMH6552	D	1.0 up	R ₁ /R ₂	-	1500	450	3800	10	15.4	-	-	80	R ₂ ^h	1.1	5-12	23	-	8.14	CFB, 3570
THS4513	D	1.0 up	R ₁ /R ₂	-	1600	700	5100	16	5.6	1	4	8	R ₂ ^h	2.2	3-6	35	-	10.34	R ₁ =3480
LMH6555	D3	4.84	4.84	3	1200	180	1300	2.2 ^k	1.0	15	50	c	78	4 ^d	3.3	120	-	10.55	assumes R ₂ =500
THS4511	D	1-10	R ₁ /R ₂	-	1600	620 ^f	4900	3.3 ^k	5.2	1	4	8	R ₂ ^h	2	3.5-5.5	39	v	9.13	R ₁ =3490
ADA4937-1	D	1-5	R ₁ /R ₂	-	1900	200	6000	7	6	0.5	2.5	21	R ₂ ^h	2.2 ^d	3-10	40	-	6.06	R ₁ =2000; 2-dual
THS4508	D	2-10	R ₁ /R ₂	-	2000	400	6600	2 ^k	5.2	1	4	8	R ₂ ^h	2.3	3.8-5.5	39	v	9.13	R ₁ =3490
THS4509	D	2-10	R ₁ /R ₂	-	2000	300	6600	10	5.6	1	4	8	R ₂ ^h	1.9	3-6	38	-	9.13	R ₁ =3490
LTC6416	G	0.98	1.0	2	2000	300	3400	1.8 ^k	4.2	0.5	5	5	12k	1.8	2.7-3.9	42	-	8.27	emitter follower
THS770006	D	2	fixed	3	2400	350	3100	2.2	4.9	0.5	5	c	100	1.7	5	100	-	10.45	Z _{out} =270 at 1GHz
AD8352	F	1-8	R ₂	12	2500	190	8000	2 ^k	6	-	6	5	3k	2.7	3.5-5	37	-	5.65	specs for G=10dB
ADL5561	D3	2, 4, 6	pins	0.5	2900	600	9800	2 ^k	4.3	0.25	-	c	800V	1.7	3-3.6	40	-	5.89	good for IF-strip
ADL5562	D3	2, 4, 6	pins	0.7	3300	270	9800	2 ^k	4.3	0.25	-	c	800V	1.6	3-3.6	80	-	5.88	good for IF-strip
ADA4960-1	F	1-10	R ₁ /R ₂	6	5000	300	8700	1.4	3.5	-	36	20	10k	5.4	5	60	-	11.47	specs for G=6dB
single-ended to differential ^m																			
DRV134	B	2.0	fixed	2	1.5	-	15	2500	60	1	10	-	10k	35	9-40	5.2	-	4.21	audio ^l , 5ppm dist
ADA4922-1	A2	2.0	fixed	0.05	38	-	260	580	43	0.18	0.55	3.5	11M	6	9-26	5.4	n	5.81	18-bit ADC driver
low voltage																			
LT6350	A	2.0 up	opamp	0.6	33	-	48	240	RRIO	0.1	0.7	1.2	4M	4.1 ^d	2.7-12	4.8	+	3.42	precision
ADA4941-1	A	2.0 up	opamp	1	30	-	22	300	RR	0.2	0.8	3	24M	5.1 ^d	2.7-12	2.5	w	4.45	odd f _{3dB} specs
Notes: (a) fixed gain, programmable gain (PGA), or gain set by input resistor R _g . (b) RR output means V _{out} diff = 2 × V _{supply} max. (c) included in V _{os} spec. (d) includes feedback resistor noise. (e) matched 2nd-order antialias filters; 7, 10MHz avail. (f) set by filter. (g) 6600-x specifies 2.5 to 20MHz 4th-order filters. (h) nominally Z _{in} = R ₂ , where G = R ₁ /R ₂ ; but for "D" circuit types it's greater than R ₂ , see later section on Differential Amplifier Input Impedance. (i) filter, 6 to 27MHz strappable. (j) -4 version compensated for G=4. (k) settle to 1%. (m) most differential-to-differential amplifiers can convert single-ended input to differential output. (n) near. (o) instrumentation amplifier figures. (p) inst-amp input, differential-amp output. (q) G=2. (r) R-2R ladder input, differential-amp output. (t) high common-mode Z _{out} , like an isolation transformer. (v) inputs to -V _{EE} . (w) RFO and inputs to -V _{EE} or within 0.2V of -V _{EE} . (x) RFO and input beyond rails, to ±15V. (y) RTO.																			

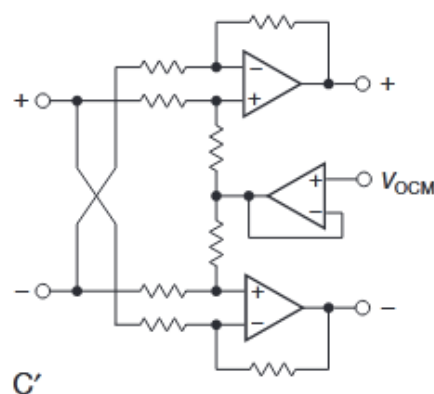
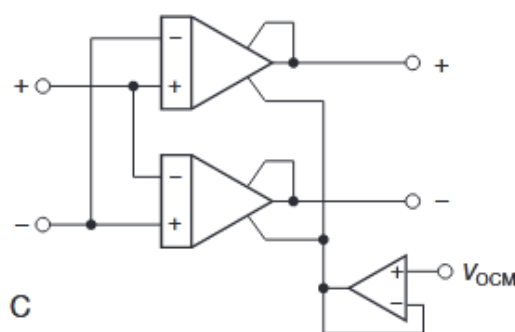
Notes: (a) fixed gain, programmable gain (PGA), or gain set by input resistor R_g. (b) RR output means V_{out} diff = 2 × V_{supply} max. (c) included in V_{os} spec. (d) includes feedback resistor noise. (e) matched 2nd-order antialias filters; 7, 10MHz avail. (f) set by filter. (g) 6600-x specifies 2.5 to 20MHz 4th-order filters. (h) nominally Z_{in} = R_g, where G = R₁/R₂; but for "D" circuit types it's greater than R_g, see later section on Differential Amplifier Input Impedance. (i) filter, 6 to 27MHz strappable. (j) -4 version compensated for G>4. (k) settle to 1%. (l) most differential-to-differential amplifiers can convert single-ended input to differential output. (m) near. (n) instrumentation amplifier figures. (o) inst-amp input, differential-amp output. (p) G=2. (q) R-2R ladder input, differential-amp output. (r) high common-mode Z_{out}, like an isolation transformer. (s) inputs to -V_{EE}. (t) RRIO and inputs to -V_{EE} or within 0.2V of -V_{EE}. (u) RRIO and input beyond rails, to ±15V. (v) RTO.



5.93-rasm. Sinfaz chiqish impedansi katta bo‘lgan balanslangan audio drayver, agar yuklama chap tomonga siljisa, receiver (yuklamaning uchi) sinfaz kuchlanish $V_{CM(out)}$ qiymatini 0 Vga o‘rnatadi.



5.94-rasm. 5.10-jadvalda keltirilgan differensial kuchaytirgichlarning A va B sxemalari. Mustaqil kirish op-ampi noinvertlangan kuchaytirgich (yoki qaytargich), yoki invertlovchi sxemasida bo‘lishi mumkin.

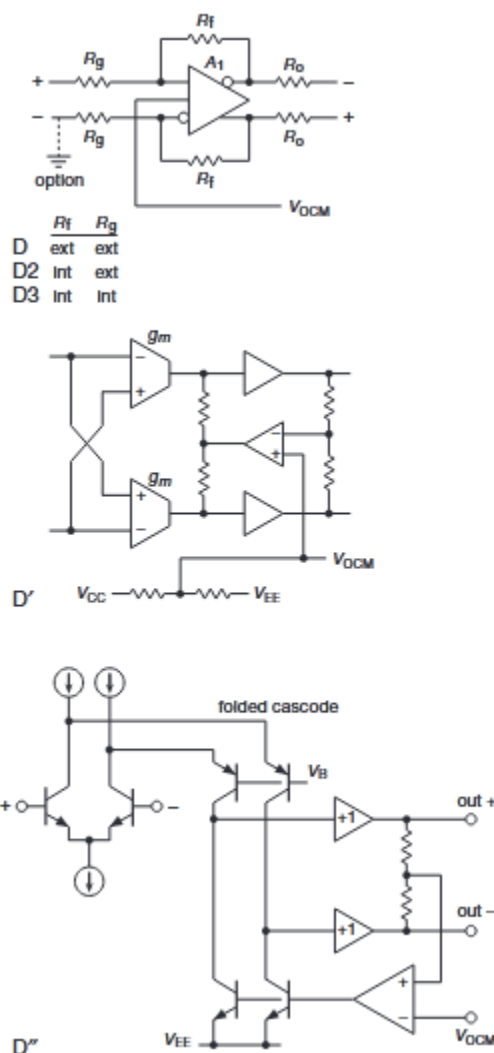


5.95-rasm. To'liq differensial kuchaytirgich sxemasi C, 5.10-jadvalda spetsifikatsiyasi keltirilgan. Qayta chizilgan C` versiyasida sxemaning simmetriyasi ko'rsatilgan, bunda $G = 2R_f/R_g$.

C. Yagona kirishli sxema. To'liq differensial kuchaytirgichlarning deyarli barchasi yagona kirishli sxemada yaxshi ishlaydi, ya'ni kuchaytirgichning "–" terminali yerga ulangan bo'ladi. Ammo siz kuchaytirish ko'effitsientini $G = 2$ yoki undan katta qilib ADCning differensial kirishida to'liq peak-to-peak darajasiga erishishni istab qolarsiz⁹⁸.

D. Sinfaz signalning rejeksiyasi. Kuchaytirgichning kirish va chiqishi differensial juft bo'lga-nida sinfaz signalning rejeksiyasi ikki usulda o'lchanadi: differensial V_{out} kuchlanishining sinfaz V_{in} signal kuchlanishiga bo'lgan nisbati bilan belgilanadi va juda yaxshi bo'ladi (80 dB 1 MHz chastotagacha); va sinfaz V_{out} kuchlanishining sinfaz V_{in} signal kuchlanishiga bo'lgan nisbati bilan belgilanadi va avvalgidan ancha kichik bo'ladi (misol uchun 50 dB 1 MHz chastotagacha). Agar kuchaytirgich sinfaz signalni yaxshi rejeksiya qiladigan qurilmaga (misol uchun, ADC ga ishlay-digan bo'lsa) oxirgisi unchalik ham yomon bo'lmasligi mumkin. Agar kuchaytirish ko'effitsienti tashqi R_g va R_f rezistorlari bilan o'rnatiladigan bo'lsa rezistorlar moslashtirilgan bo'lishi kerak (D-sxema); §5.17.5da bu batafsil berilgan.

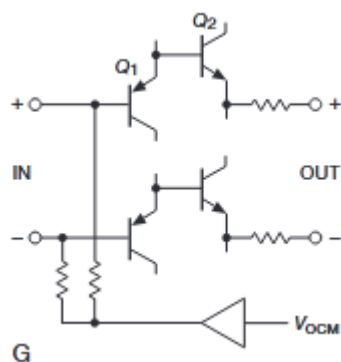
⁹⁸ Bu sxemaning kuchlanishni kuchaytirish ko'effitsienti birdan kichik bo'lgan variantlari ham bor. Ilhom parisi kelganida Analog Devices o'zining AD8475 differensial kuchaytirgichini *dahana kuchaytirgich* deb atagan edi (olavering?). bu kuchaytirgich bilan siz 20 Vpp signalni ADC kirishiga beriladigan qiymatigacha - differensial juftning 4 Vpp signaliga tushirishingiz mumkin.



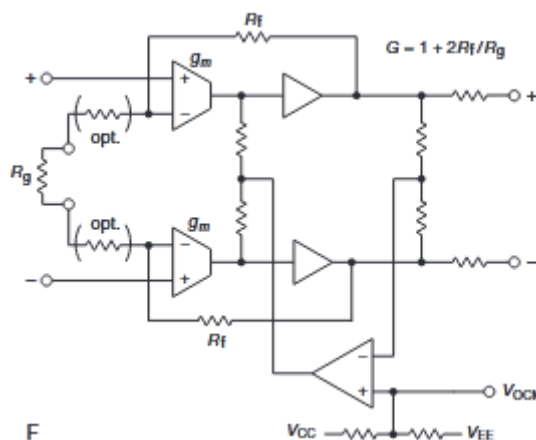
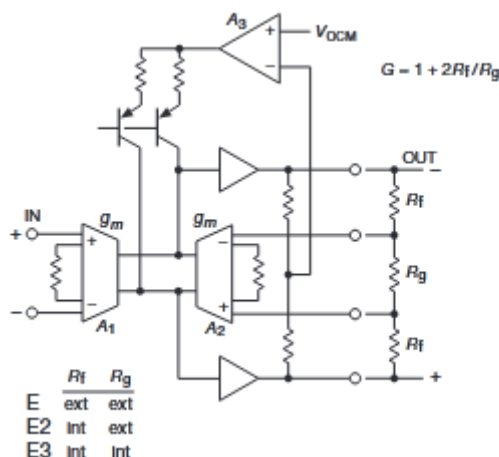
5.96-rasm. 5.10-jadvalda keltirilgan to'liq differensial kuchaytirgichning D-sxemasi; kuchaytirish koeffitsienti $G = R_f/R_g$. Chiqish kuchaytirgichining tipik A_1 sxemasi D`da keltirilgan, uning TI tomonidan yaratilgan versiyasi TNS45xx D``da ko'rsatilgan; THS4508/11/21 da, misol uchun bipolyar komplementar tranzistorlarni ishlatgan (pnp kirish jufti va h.k.), shunda kirish signalining kuchlanishi $V_{in} = V_{EE} - 0.2 V$.

E. Yakka chiqishli sxema. Differensial kuchaytirgichlarning datasheetlarida yakka chiqishli kuchaytirgichning ishlashi keltirilgan⁹⁹. Kuchaytirgich yakka chiqishli sxemada ishlatilganida siz ΔV_{OCM} chiqishdagi sinfaz kuchlanishini nazorat qilishingiz kerak bo'ladi (ya'ni V_{OCM} kuchlanishiga nisbatan chiqish xatoligini), uning kirishga keltirilgan qiymati $\Delta V_{OCM}/G$ bo'ladi. LMP7312 chiqishi-ning siljishi $\pm 20 \text{ mV} \pm 0.1 \text{ mV}$ maksimal kirishni siljitish kulanishidan ancha katta bo'ladi. Bu kuchaytirgichning kuchaytirish koeffitsienti kichik ($G = 0.1$ dan 2 gacha) bo'lgani uchun bu siljitish kuchlanishi muvofiq $\pm 200 \text{ mV}$ dan $\pm 10 \text{ mV}$ gacha bo'lgan kirish xatoligiga o'xshaydi! Bunday kuchaytirgichni "pretsezion" deb atash to'g'ri bo'lmasa kerak.

⁹⁹ Misol uchun, "Precision SPI-Programmable AFE with Differential/Single-Ended Input/Output" LMP7312 datasheetida "kuchaytirgich yakka chiqishli va differensial chiqishli sxemalarda ulanishi mumkin, chiqishdagi sinfaz kuchlanish qiymati iste'molchi tomonidan o'rnatiladi" deb yozib qo'yilgan.



5.98-rasm. 5.10-jadvalda keltirilgan to'liq differensial kuchaytirgichning G-sxemasi. Bu sxema turi as yoki transformatorli kirishlar uchun mo'ljallangan.



97-rasm. To'liq differensial kuchaytirgich sxemasi 5.10-jadvalda E va F sxemalar.

F. V_{OCM} kuchlanishini o'rnatish terminali. Chiqining sinfaz kuchlanishini o'rnatish, siz shu terminalga dc siljitish kuchlanishini berishingiz bilan, amalga oshiriladi. Ba'zi qurilmalarda, katta R_{in} ga erishish uchun, shu kirish bufferlanadi, ammo ko'p kuchaytirgichlarning kirish impedansi bir necha o'n kiloohm bo'ladi. V_{OCM} kuchlanishining ishchi qiymatlari ko'lami manfiy manba kuchlanishi qiymatigacha yetmaydi. Agar shu terminal ulanmasdan qoldirilsa uning potentsiali manba kuchlanishi qiymatining o'rtasiga teng bo'lib qoladi. Bu terminalni kondensator bilan shuntlash befoyda bo'lmaydi, chunki chastota ko'lami keng bo'lgan kuchaytirgichda shu V_{OCM} terminali orqali tezkor signallar oqib o'tishi mumkin.

G. Kirishdagi sinfaz kuchlanishlar ko'lami. To'liq differensial kuchaytirgichlarning ko'pchiligida kirishdagi sinfaz kuchlanishlar ko'lami manfiy manba kuchlanishiga yetmaydi va bu hol bir

qutbli musbat manba bilan ishlaydigan kuchaytirgichlar ishlashini chegaralaydi. Bu hol yomon bo'lib ko'rinisa ham, unchalik yomon emas, chunki: chiqish kuchlanishi chiqishning sinfaz kuchlanishidan (bu kuchlanish V_{OCM} terminaliga berilgan dc kuchlanish bilan o'rnatiladi) katta bo'ladigan bo'lsa kuchaytirgichning kirish terminalidagi kuchlanish R_f va R_g kuchlanish bo'luvchisi yaratgan kuchlanish hisobiga kattalashadi. Kuchaytirgich kichik kuchaytirish ko'effitsienti bilan ishlaganida bu effekt kuchli bo'ladi; kuchaytirish ko'effitsienti kattalashganda kirishdagi sinfaz kuchlanishlar ko'lamini buzilmaganini tekshirib ko'rish yaxshi bo'ladi. Kuchaytirgichning halqa kuchaytirish ko'effitsienti juda katta deb olsak (ya'ni $G_{OL} \gg G$ bo'lganda) uning invers va noinvers terminallaridagi (o'zaro teng bo'lgan) kuchlanishlarni quyidagicha ifodalasa bo'ladi.

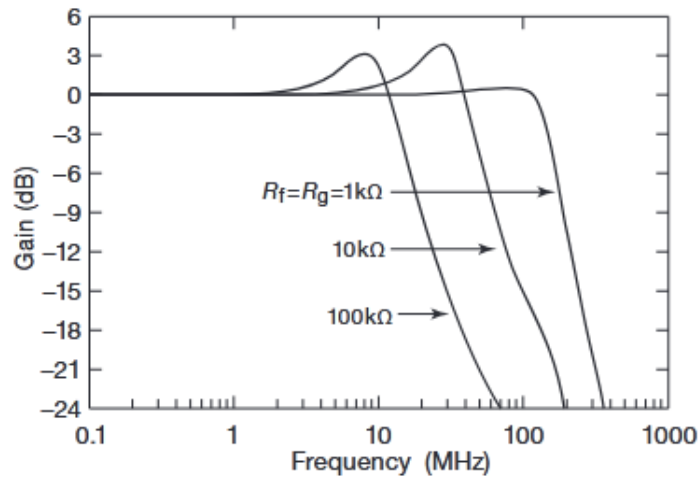
$V_{(+,-)} = \frac{V_{OCM} + G V_{in(CM)}}{G+1}$, bunda differensial kuchaytirish ko'effitsienti $G = R_f/R_g$ va $V_{in(CM)}$ - kirish (differensial) signali manbaidagi sinfaz kuchlanish bo'ladi. Agar kuchaytirgich yagona kirishli bo'lsa (differensial kirishlardan ikkinchisi erga ulangan bo'lsa) $V_{in(CM)}$ o'rniga tenglamada $V_{in}/2$ qo'yib, quyidagi ifodaga kelamiz:

$V_{(+,-)} = \frac{V_{OCM} + G V_{in}/2}{G+1}$. Signal manbai balanslangan bo'lsa (ya'ni, $V_{in(CM)}$ qiymati aniq bo'lsa), kirishdagi differensial signal o'zgarsa ham kuchaytirgichning (+) va (-) kirish terminallaridagi kuchlanishlar o'zgarmaydi. Yagona kirishli kuchaytirgichda aksincha bo'ladi, ularda kirish signalining amplitudasi kirishdagi sinfaz kuchlanish qiymatini o'zgartiradi. Bu kuchaytirgichlar kirishidagi signal o'zining ekstremal qiymatiga chiqqanida kirishdagi sinfaz kuchlanishlar ko'lamini o'zgarmaganini tekshirib ko'ring. Bu muammoni hal qilish yo'lining yakunida siz kirishdagi sinfaz kuchlanishlar ko'lamini manfiy manba qiymatini o'z ichiga olgan kuchaytirgichni, misol uchun §5.17.3da ko'rsatilgan THS4521 ni tanlashingiz mumkin albatta.

H. Kuchlanish feedbacki tok feedbackiga qarshi. 5.10-jadvalda keltirilgan barcha " R_f/R_g " kuchaytirgichlar odatda kuchlanish –feedbackli sxemasida ishlatiladi, bundan LMH6552/3 mustasno, unda tokli feedback (CFB) ishlatiladi. VFB (voltage-feedback)li kuchaytirgich bo'lganlari tufayli ular katta kuchaytirish ko'effitsienti bilan, chastota ko'lamini cheklovchi, feedback rezistoriga parallel ulangan sig'irlar bilan yaxshi ishlaydi (bu kuchaytirgichlarning chastota ko'lamini keng bo'lgani sababli hosil bo'ladigan integral shovqin kuchlanishini $v_n = e_n \sqrt{GBW}$ yaxshi so'ndiradi). Yaxshi approssimatsiya qilganda feedback zanjiri tokli bo'lgan kuchaytirgichlarning f_{3dB} chastota ko'lamini kuchaytirish ko'effitsientiga bog'liq bo'lmaydi, kuchlanishli feedback ishlatilgan kuchaytirgichlarning chastota ko'lamini yopiq halqa kuchaytirish ko'effitsientiga teskari proporsional bo'ladi ($f_{3dB} = GBW/G_{CL}$). Batafsil 4x-bobda ko'rishingiz mumkin.

I. Kuchaytirish ko'effitsientini o'rnatadigan rezistor. Qarshiligi katta R_f va R_g rezistorlari, parazitik platada yoyilgan sig'irlar sababli, muammolar hosil qilishi mumkin. Misol uchun, o'rtacha funksional imkonlarga ega 145 MHz THS4521 R_f qarshiligi 1 kdan oshsa chastota xarakteristiksiada piklar hosil qiladi (5.99-rasm). Bir korpusda bir va ikki juft kuchaytirgichlar joylashtirilgan integral sxemalarda, ularning pinlari bilan bog'liq bo'lgan, chastota xarakterikalaridagi yo'q qilib bo'lmaydigan piklar muammosi mavjud bo'lgani sababli ko'p kuchaytirgichli integral sxemalar ichida tanlashga majbur bo'lganda, kuchaytirish ko'effitsienti aniq bo'lganlarini tanlash to'g'ri bo'ladi. Qarshiligi katta R_f va R_g lar yana quyidagi muammolarni hosil qiladi (a) tezlik yo'qoladi, (b) bipolyar tranzistorlarning nisbatan katta kirish toklari hisobiga siljitish kuchlanish xatoligi ortadi, va (c) kirishga keltirilgan kuchlanish shovqini rezistorlardagi Johnson shovqini va R_f qarshiligi orqali oqib o'tgan kirish shovqin toklari hosil qilgan shovqin kuchlanishlari hisobiga, ortadi. Oxirgi qayd etilgan muammoni yanada yoritish uchun yana THS4521ga qaytib, undagi $R_f = R_g = 100$ k bo'lgan holni ko'rib chiqaylik. 5.99-rasmda chastota ko'lamini x10 barobar kamaygani va pik paydo bo'lganini ko'rishingiz mumkin. Bu piklar (VFB kuchlanish feedbackli kuchaytirgichlarda hosil bo'lib, CFB –

toklilarda bo'lmaydi) har bir feedback rezistoriga parallel ulangan kichik sig'imli kondensator bilan yo'qotilishi mumkin, ammo siz shunda chastota ko'lamini ancha yo'qotilganining guvohi bo'lasiz¹⁰⁰. Bu hodisaga boshqa tomondan qaraganda, chastota ko'lamini qisqartirish uchun feedback zanjiriga kondensator ulash kerak bo'lar ekan. Siljitish kuchlanishiga kelganda, bu kuchaytirgichning kiritishidagi siljitish tokning qiymati 650 nA (typ) 100 k rezistor qarshiligida 65 mV kuchlanish tushuvini hosil qiladi. Ammo siljitish toklarni o'zaro moslashtirish yaxshi bo'ladi, shunda spetsifikatsiyada keltirilgan $\Delta I_B = \pm 50 \text{ nA (typ)}$ tok 5 mV kuchlanish tushuvini yaratadi. Bu juda yaxshi bo'lib ko'rinadi, ammo kuchaytirgichning tipik siljitish kuchlanishini ko'tarib yuboradi $V_{OS} = \pm 0.2 \text{ mV } (\pm 2 \text{ mV max})$. Demak R_f va R_g rezistorlar qarshiligini 10 kdan katta qilmaslik bilan siz kuchaytirgichning aniqligini saqlab qolasiz. Va nihoyat, shovqin to'g'risida. Shovqinning ikkita hosillovchisi bor, rezistorlardagi Johnson shovqini ($e_n = \sqrt{4kTR} = 0.13\sqrt{R}/\sqrt{Hz}$) va kuchaytirgichning shovqin toklari yaratgan shovqin ($e_n = i_n R_f$). $R_f = 100 \text{ k}$ bo'lganida Johnson shovqini kuchlanishi $40 \text{ nV}/\sqrt{Hz}$ bo'ladi, kuchaytirgichning $i_n = 0.6 \text{ pA}/\sqrt{Hz}$ shovqin toki yaratgan shovqin kuchlanishi $65 \text{ nV}/\sqrt{Hz}$ bo'ladi. Bular kuchaytirgichning tipik $4.6 \text{ nV}/\sqrt{Hz}$ qiymatidan ancha katta bo'lib (shovqin kuchlanishlari summasidan ildiz osti qiymati $76 \text{ nV}/\sqrt{Hz}$ bo'ladi) kuchaytirgich uchun fojiali bo'ladi. Quydagi jadvalda shovqin kuchlanishlari ja'mlangan holda keltirilgan va $R_f R_g = 10 \text{ k}$ va $R_f = R_g = 1 \text{ k}$ uchun berilgan¹⁰¹.



5.99-rasm. Kuchaytirish ko'effitsienti o'rnatish uchun ishlatiladigan rezistorning qarshiligi katta bo'lsa, kuchaytirgichning chastota xarakteristikasida pik paydo bo'ladi, bu ma'lumot THS4521 datasheetida $R_f = R_g$ - kuchaytirish ko'effitsienti birga teng bo'lgan hol uchun keltirilgan.

R_f, R_g	-3 dB Bandwidth (MHz)	Offset voltage* (mV, typ)	Input-referred noise		
			$\sqrt{4kTR}$ (nV/ $\sqrt{Hz}$)	$i_n R_f$ (nV/ $\sqrt{Hz}$)	Total* (nV/ $\sqrt{Hz}$)
1k	150	± 0.2	4	0.7	4.6
10k	45	± 0.5	13	6.5	15
100k	15	± 5	40	65	76

* Includes V_{OS} and e_n of the amplifier.

¹⁰⁰ Bunga boshqa tomondan nazar solsangiz: ishlab chiqaruvchilar kuchaytirgichning kuchaytirish ko'effitsientini o'rnatish uchun tavsiya qilgan rezistor qarshiligini tanlashda, ular chastota xarakteristikasida hosil qiladigan kichik piklar chastota ko'lamini kengaytirish uchun ishlatishini ham hisobga olish mumkin.

¹⁰¹ Ko'p kuchaytirgichlarda (D va E sxemalar) feedback zanjiriga kondensator o'rnatib chastota ko'lamini toraytirish imkonini bo'ladi. Ba'zi bir kichik kuchaytirish ko'effitsienti bilan ishlagan kuchaytirgichlarda bu amal nostabillik yaratishi mumkin, ammo boshqa kuchaytirgichlarda aksincha stabillik ortadi, ayniqsa ishlatilgan rezistorlar qarshiligi katta bo'lgan hollarda.

Yakuniy izoh: kuchaytirish koeffitsientini o'rnatish uchun ishlatiladigan rezistor qarshiligi 1 k nominaliga nisbatan 100 k qiymati kuchaytirgich chastota ko'lamini x10 barobar qisqartiradi, siljitish kuchlanishi tipik qiymatini x25 barobarga ko'paytiradi va kirishga keltirilgan shovqin kuchlanishi-ning tipik qiymatini x16 barobarga kattalashtiradi. Siz shunday bo'lishini istamaysiz. Ammo siz, nominali 2.49 k, 4.94 k yoki 10 k bo'lgan rezistorlarni ishlatib, chastota ko'lamini va aniqlikni kamaytirish hamda shovqinlarni ko'paytirish hisobiga kirish impedansini oshirishingiz mumkin.

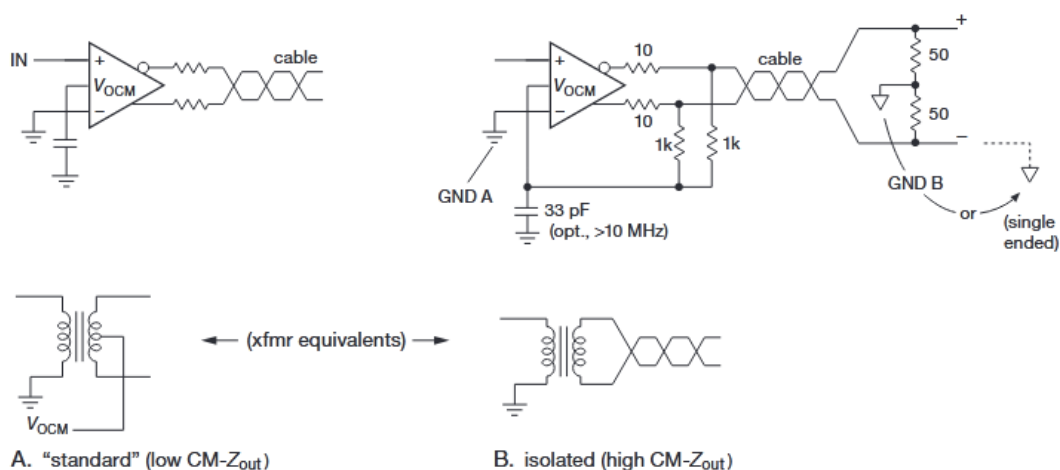
J. Sinfaz chiqish impedansi. Kuchaytirgichning V_{OSM} piniga berilgan kuchlanish bilan sinfaz chiqish kuchlanish qiymati o'rnatiladi. Boshqacha qilib aytganda, differensial kuchaytirgichning sinfaz chiqish impedansi kichik bo'ladi. Ana shu sifat odatda sizga kerak bo'ladi; shuning uchun ham V_{OSM} pini o'rnatilgan. Ammo chiqish masofadagi, kerakli qiymatdagi sinfaz kuchlanishini talab etgan, yuklamaga yuklangan bo'lsa, qiyinchiliklar paydo bo'ladi. Bunday hollar balanslangan audio (yoki video) signalini eshilgan juft kabel orqali uzatishda vujudga keladi. Keling, 5.100B-rasmga nazar solaylik. Kuchaytirgichning V_{OSM} piniga chiqish kuchlanishining o'rtacha qiymatini berib, yuklamasi o'ynab turishlariga chidamli bo'lgan kuchaytirgich yaratgan bo'lasiz. Aslida, yuklama signal balansligini buzishi mumkin (bir uchi yerga ulanib), shunda yuklamaning boshqa uchidagi signal yerga nisbatan simmetrik ravishda chiqish kuchlanishining to'liq ko'lamida o'zgarishi mumkin¹⁰². Mana shu sohada ishlashga mo'ljallangan mahsus differensial kuchaytirgichlar bo'ladi, ularning ichki sxemotexnikasi katta sinfaz chiqish impedansini ta'minlab beradi. Bularga misol sifatida 5.93-rasmda keltirilgan SSM2142 ga o'xshash bo'lgan DRV134 sxemasini ko'rgan edik. Ularning turiga kirgan yana bir ajoyib kuchaytirgich TNAT1606 bo'ladi, uni qiziq THAT Corporation¹⁰³ nomi bilan atashadi. Signalni masofadagi yuklamaga yuborish yo'llaridan ananaviysi izolyasiyalangan transformator ishlatish bo'ladi; transformator ham balanslangan yakka chiqishdan kelgan signalni ko'rsatilganidek balanslanmagan signalga konversiya qilib berishi mumkin (buni balans–nobalans “balun”-i moslashtiruvchi qurilma deb ham atashadi). Ammo transformator qo'pol, chastota ko'lamini va chiziqliligi bo'yicha chegaralangan va arzon emas. $CM - Z_{out}$ ko'rsatgichi katta bo'lgan differensial kuchaytirgichlar bunga yaxshi muqobil bo'lishi mumkin.

5.17.2 Differensial kuchaytirgich sxemalaridan misollar : keng ko'lamli analogli aloqa

Differensial kuchaytirgichlar bo'yicha bo'lgan xulosalarni bir necha amaliy sxemalar misollari bilan yakunlaymiz: eshilgan juftli kabel orqali amalga oshirilgan aloqa va differensial kirishli ADCga signal uzatish muammolari. §5.14.2Fda ayiruvchi differensial kuchaytirgich eshilgan juft kabeli bilan yaratilgan analogli aloqa liniyasining qabul qilish uchida ishlashini ko'rsatgan edik. Bu sxemada R_4C_1 zanjiri kuchaytirgich chastota xarakteristikasini yuqori chastotalarda ko'tarib beradi (“equalization”- tenglashtirish) va shu bilan signal quvvatining kabeldagi yo'qotishlarini kompensatsiya qilib beradi. Aloqa liniyasini yakunlash uchun differensial drayver kerak bo'ladi, albatta.

¹⁰² Ishlash rejimi shunday bo'ladigan bo'lsa, kichik sig'imli kondensatorni olib qo'ysa ham bo'ladi.

¹⁰³ Googledagi nom berish klubi shunga o'xshash tushinarsiz AND Displays va ON Semiconductor kabi nomlarni yasaydi. (Qidirib ko'rsangiz, “AND” va “ON” iboralari bilan qo'shib yaratilgan o'n miliarddan ko'p Google xitlarini topasiz).



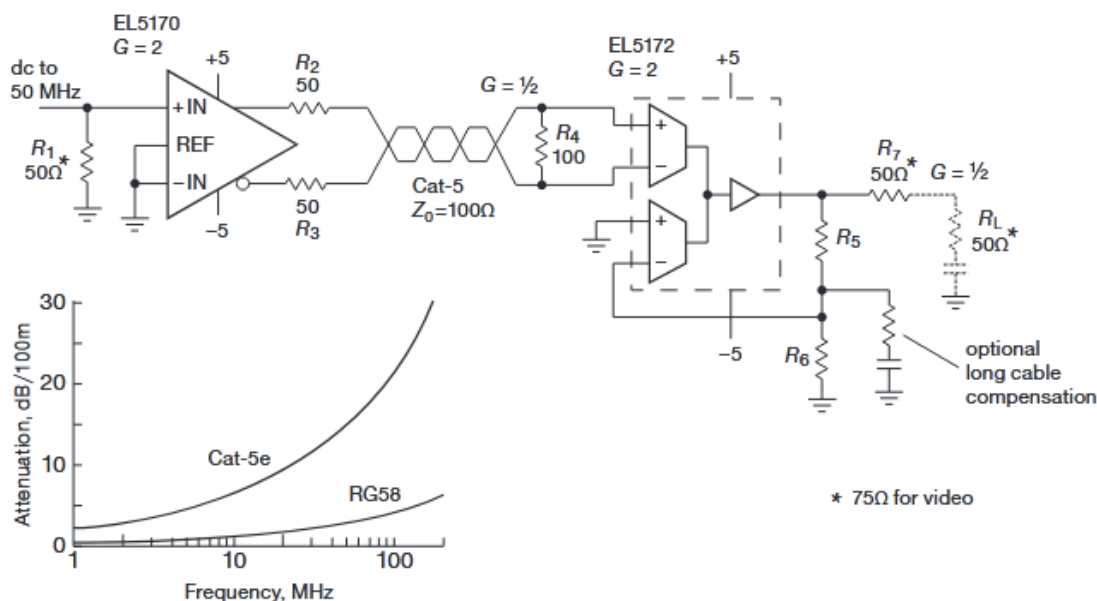
5.100 –rasm. Differensial kuchaytirgichning sinfaz chiqish kuchlanishi V_{OSM} piniga (hech narsaga ulanmagan bo‘lsa odatda manba kuchlanishini o‘rta nuqtasiga ulanadi) kuchlanish berish bilan o‘rnatiladi va, shu bilan, sinfaz chiqish impedansini kamaytiradi (A). Ammo balanslangan audio va video kuchaytirgichlarda sizga masofada joylashgan yuklamaga ishlashga to‘g‘ri keladi. Bunday hollarda kuchaytirgich sxemasini B-rasmda ko‘rsatilganidek ulashingiz kerak bo‘ladi. Shunda moslashtiruvchi transformator yoki balunni simulyasiya qiladigan juda katta $CM - Z_{out}$ ko‘rsatgichli qurilma yaratgan bo‘lasiz.

5.101 –rasmda Intersilning ELS5170/72 differensial liniyalı drayver/receiver juft to‘liq aloqa sxemasi keltirilgan. Rangli video signalini uzatish uchun uch qismdan tashkil topgan EL5370/72 integral sxemasi ham ishlab chiqariladi. Bu o‘rtacha imkonli integral sxemani bir necha o‘n metr Sat -5 kabelli aloqa kanalining receiveri sifatida ishlatib bir necha o‘n megagersli chastota ko‘lamiga erishish oson. Koaksial kabel ancha yaxshi bo‘ladi va ikkita 50 Ω li koaksial kabel 100 Ω li differensial juftni o‘rnini bosishi mumkin. Balanslangan signal bilan yaxshi receiverning katta CMRR (bu yerda 95 dB) interferensiya signallarini (tashqaridan kirib kelgan) doim yaxshi rejeksiya qiladi.

5.17.3 Differensial kirishli ADC lar

Analog–raqam konverterlarning katta qismining kirishiga differensial signal berish kerak. Deyarli barcha tezkor konverterlar uchun bu universal talab bo‘ladi (misol uchun, konveerli flesh konverterlar), “zaryadni qayta taqsimlovchi SAR” nomli va “delta-sigma” analog-raqam konverterlarida ham shu talab amalda (ADC lar bo‘yicha barcha ma‘lumot bilan 13-bobda tanishishingiz mumkin). Ko‘p hollarda kirish zanjirlari deyarli ishlatilmaydi – kirishdagi kommutatorlarning sig‘imlari kirish terminallaridagi zaryadni o‘tkazib beradi, aslida bu tashqi kondensatorlarning vazifasi bo‘lishi kerak. Yana bir tashvish, kirishdagi drayver kuchlanishi to‘liq konversiya ko‘lamida o‘zgarish imkoniga ega bo‘lishi talabidir (yerni ham qo‘shib olgan bo‘lishi kerak), ammo bu o‘zgarish ko‘lami ADC ning manbalar ko‘lamidan chiqib ketmasligi kerak (aksincha kirishdagi himoyadovchi diodlar o‘tkazuvchan holatiga o‘tib, ishdan chiqishi mumkin yoki SCR yopilib qolishi mumkin).

A. Birinchi iteratsiya: ADC ning bir qutbli manbadan ishlaydigan drayveri V_{OCM} siljitish kuchlanishi bilan 5.102-rasmda tezkor, bir qutbli manbadan ishlaydigan differensial kirishli ADC kirish kaskadining ikki iteratsiyasi keltirilgan. Bizning birinchi sxemamiz AD9225 12-bitli 25Msps kaskadlangan flesh konverter asosida yaratilgan edi, uning manbai +5V analog manba bo‘lib, + 3V dan + 5Vgacha manba oladigan mikrokontroller tomonidan interfeyslash uchun alohida raqamli manba pini ham bor. Uning kirish ko‘lami programmalanadigan, 0 - 2V yoki 0 – 4 V, va differensial kuchaytirgichning chiqish sinfaz kuchlanishini (V_{OCM} pini orqali) o‘rnatish uchun ishlatilishi mumkin bo‘lgan o‘rta-ko‘lam (+1 V va +2 V) kuchlanishli chiqishi ham bor.



5.101-rasm. Cat-5 kabelli keng ko‘lamli aloqa liniyasi. EL5370/72 yagona integral sxemaga joylashtirilgan uchta bir xil ishlaydigan driver – receiver uchta analogli videosignalni yagona kabel (to‘rtta eshilgan juftli kabel) orqali uzatish uchun ishlatilgan (RGB, S-Video yoki YpbPr komponentli video). Yana 5.71-rasmni ko‘ring.

Differensial kuchaytirgichni o‘sha, +5V va yer, kuchlanishli manba bilan ishlatib, biz ADC ning kirishiga manбайдan katta bo‘lgan kuchlanish berilmasligini ta‘minlaymiz. AD8139 differensial kuchaytirgichni tanlashda uning kam shovqinligiga ($2.2 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$), chastota ko‘lamiga ($\sim 15 \text{ MHz}$ $G = 20\text{da}$) va chiqish kuchlanishi rail-to-rail o‘zgarishi imkonini borligiga (ADC ning to‘liq kirish kuchlanishlar ko‘lamida ishlatish uchun) ahamiyat berdik. ADC kirishidagi zaryad ko‘chishi jarayonida hosil bo‘ladigan ossillyasiyalarni bostirish uchun biz ishlab chiqaruvchi tavsiya qilgan ketma-ket rezistorlar juftini ishlatdik; ko‘chadigan zaryad miqdorini kamaytirish hamda ikkinchi kaskadni tekislovchi filtr bilan ta‘minlash uchun biz shuntlovchi kondensator qo‘shib qo‘ydik¹⁰⁴.

Bularning hammasi yaxshi. Yomon tomoni shundaki, ko‘p differensial kuchaytirgichlarda bo‘lganidek, bu kuchaytirgichning kirishidagi sinfaz kuchlanishlar ko‘lamiga yer qo‘shilmagan: siz har bir manba kuchlanishidan bir voltga kam bo‘lgan qiymatda turishingiz kerak. Demak, siz differensial kuchaytirgich kirishlaridan birini yerga ulab, ikkinchisiga erga nisbatan kichik bo‘lgan signal bera olmaysiz¹⁰⁵. Kuchaytirgich kirish signali ko‘lami muammosini hal qilish uchun, uni ikki qutbli kuchlanish manbasidan (misol uchun, $\pm 5 \text{ V}$) ishlatishingiz kerak bo‘ladi; ammo unda kuchlanish manbasini ulashdagi ketma-ketlikni unutmasdan, ADC kirishidagi himoyalovchi diodlar orqali manfiy tok oqib ketish havfiini oldini olishingiz kerk bo‘ladi.

B. Ikkinchi iteratsiya: bir qutbli manba bilan ishlaydigan ADCni $V_{in(CM)}$ - yer kuchlanishi bilan drayverlash. Nima qilish kerak? Kirish kuchlanishi manfiy manba kuchlanishigacha o‘zgarishi mumkin bo‘lgan, bir qutbli kuchlanish manbai bilan ishlaydigan kuchaytirgichni toping! Ana shu ishni biz ikkinchi sxemada bajardik, undagi THS4521ning kirishidagi sinfaz kuchlanish ko‘lamiga yer ham kiritilgan (“NRI”- negative rail input) va kirishidagi signal - 0.1 V bo‘lsa ham

¹⁰⁴ Muhim tavsiyamizni qaytaramiz: tezkor integral sxemalar bilan ishlaganda, ularning datasheetlarida keltiriladigan maxsus tavsiyalarga ahamiyat bering; AD9255ning datasheetidan deyarli bir bet kirishdagi R va C larga bag‘ishlangan.

¹⁰⁵ Kichik kuchaytirish koeffitsient bilan ishlashdan tashqari: bu erda AD8139ning kirish terminallariga $R_f R_g$ kuchlanish bo‘luvchisidan beriladigan kuchlanish qiymatini 1 Vga etkazish uchun $G \leq 1$ bo‘lishi talab etiladi.

A.

AD8139
input CM = 1 to 4V
RR output

V_{in}
 $\pm 0.1V$

249

249

$(V_{CM} = +1V \text{ to } +4V)$

0.1 μF

4.99k

+5

V_{OCM}

4.99k

$G = 20$

50

100pF

50

AD9225

+3
+5

V_A V_D

ADC
12-bit
25 Msp/s

V_{ref}

+2.0V

10 μF

V_{CM}
2.0V

2V

B.

THS4521
input CM to gnd
RR output

V_{in}
 $\pm 0.2V$

249

249

100nF

1.24k

+3.3

V_{OCM}

1.24k

$G = 5$

100

100pF

100pF

100

ADC14L040

+3.3

ADC
14-bit
40 Msp/s

V_{CM}
1.65V

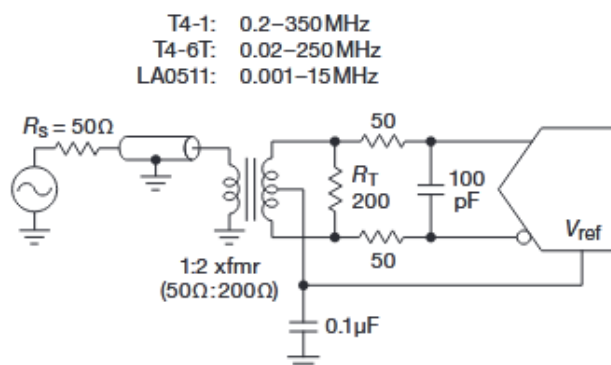
1V

¹⁰⁷ Ba'zi hollarda kichik miqdordagi shovqin, ADCning chiziqliligi va dinamik ko'lamini "farqlash" usuli bilan mukammallashtirganida, yaxshi bo'lishi ham mumkin. Misol uchun, John Watkinsonning "The Art of Digital Audio" (3-nashr/ 2001) yoki Vanderkooy Lipshitz "Dither in digital audio" J. Audio Eng. Soc.,35 (12), 966 -975, (1987)larni ko'ring.

5.102-rasm. Bir qutbli manba bilan ishlaydigan differensial kirishli ADC ga manba va signal berish. A. AD9225 shkala ko'lamining o'rta qiymatiga to'g'ri keladigan V_{ref} kuchlanish yaratib kuchaytirgichning sinfaz chiqish kuchlanishini ta'minlaydi; ammo AD8139ning kirish kuchlanishlari manba kuchlanishlari qiymatiga 1 V yetmaydigan qiymatgacha o'zgarishi mumkin. B. THS4521ning kirish kuchlanishi manfiy manba kuchlanishi qiymatigacha tushish imkoni bor (bu sxemada yergacha).

kam ulush qo'shganligi yomon bo'lib ko'rinadi. Shundan o'zingizni yaxshi his qiladigan bo'lsangiz, sxemaning chastota ko'lamini hisobga olmasligingiz (sizga kerak bo'lmasa) yoki konverterning 12 bitli o'lchamining ahamiyatini hisobga olishingiz mumkin.

C. Uchinchi iteratsiya: transformatorli bog'lanish. Siz ishlaydigan signallar tarkibida dc bo'lmagan hollarda differensial kirishli konverterga signalni chastota ko'lamini keng bo'lgan transformator orqali berish juda oson usul bo'ladi. Ular radiochastotali sxemalarda juda keng qo'llaniladi va ularning plataga montaj qiladigan turlarini topib, ishlatishingiz mumkin. 5.103-rasmda transformator sxemada ishlatilishi ko'rsatilgan. ADC kirish kuchlanishlari ko'lamining o'rta nuqtasi (V_{ref} terminalidan olinadi) sinfaz kuchlanishni o'rnatish uchun ishlatilgani, kirish terminallaridagi rezistorlar signal manbai impedansining transformatsiya qilingan qiymati bilan moslashtirish uchun ishlatiladi. Bu sxemada biz transformatorning transformatsiya koeffitsientini 1:2 nisbatda oldik, shunda impedans $50\ \Omega : 200\ \Omega$ nisbatida transformatsiya qilinadi. Transformator kuchaytirgichning kirish va chiqish kuchlanishlari, shovqin va boshqa muammolarini yaxshi hal qiladi. Ammo ADC ning o'ta kuchlanish ta'siridan ichki himoyasi yo'q ekanligini unutmang.

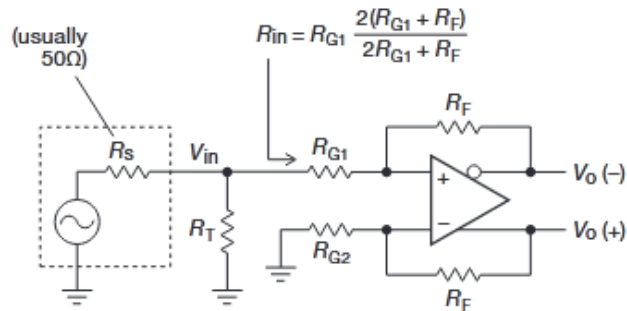


5.103-rasm. Chastota ko'lamini keng transformator orqali ADCning differensial kirishlariga signal berish mumkin. Ularning CMRR koeffitsienti juda yaxshi bo'ladi va chastota ko'lamini bilan 10000:1 nisbatda bo'lishi mumkin.

5.17.4 Impedanslarni moslashtirish. Differensial kuchaytirgichlar chastota ko'lamini keng bo'lgan signallarni kuchaytirish uchun ishlatiladi, shunda uning (bir terminalli) kirishi signal manbai impedansi (odatda $50\ \Omega$) bilan mos yuklangan bo'lishi kerak. Kuchaytirgich kirishiga signal uzun kabel orqali keladigan bo'lsa, signal kuchaytirgichning moslashmagan kirish impedansidan aks etib, qaytib ketishi mumkin, buning ahamiyati yanada ortadi (H-ilovani ko'ring). Buning qiyinchiligi yo'q¹⁰⁸. 5.104-rasmda D-turdagi differensial sxema (5.96 -rasm) ishlatilgandagi holat keltirilgan. Qo'shimcha R_T rezistori qarshiligini tanlanishda signal manbasiga ko'ringan kuchaytirgichning kirish impedansi R_S qarshiligiga teng bo'lishi kerak (bunda, $R_T || R_{in} = R_S$). Kuchaytirgichning noinvert kirishi virtual erda emasligiga ahamiyat bering, demak kuchaytirgichning R_{in} impedansi, rasmda keltirilgan tenglamadan kelib chiqqan R_{G1} qiymatidan, biroz kattaroq ekan. Differensial kuchaytir-

¹⁰⁸Balki foydali Analog Devices MT-076 "Differential Driver Analysis"ni o'qib ko'rarsiz.

gichning feedback zanjirida odatda qarshiliklari o'zaro teng bo'lgan R_f rezistorlari ishlatiladi, ammo kuchaytirish koeffitsientini o'rnatadigan R_G rezistorining qarshiliklari, kirish signali kelgan nuqtadagi cheklangan impedansni (R_{in} bilan belgilangan) hisobga olgan holda, o'zaro teng bo'lmaydi. Uning R_{G2} qiymati o'zaro parallel ulangan $R_T \parallel R_S$ rezistorlar qarshiligiga katta bo'lishi kerak. Va nihoyat, feedback R_F rezistorlari sozlanib (o'zgartirilib), kuchaytirgichning kuchaytirish koeffitsienti kerak bo'lgan qiymatiga o'rnatiladi. Kuchaytirish koeffitsienti formulada ifodalanganda V_{in} ko'rsatgichi ishlatilganiga ahamiyat bering, ya'ni, yuklangan kirish signali amplitudasiga nisbatan ifodalangan (yuklanmagan signal manbasidagi amplitudaga nisbatan emas). Buning ma'nosi shundaki, kuchaytirgich kirishiga beriladigan signal amplitudalari (signal generatoridan, va b.) faqat muvofiq yuklangan holatidagi qiymatlarida keltiriladi. Misol uchun, 50Ω impedansli signal manbai, $G = 2$, $R_{G1} = 200 \Omega$, kuchaytirish koeffitsientini o'rnatish uchun (1% aniqlikka ega standart rezistorlar tanlanadi) rezistorlar qarshiligining topilgan qiymati $R_T = 60.4 \Omega$, $R_{G2} = 226 \Omega$, $R_F = 412 \Omega$ bo'ladi. Yuqori chastotalarda bo'lganidek, past chastotalarda (misol uchun audioda) signal manbasi impedansini kuchaytirgich kirish impedansi bilan moslashtirishga xojat bo'lmaydi. Bunda R_T rezistori olib qo'yiladi va $R_{G2} = R_{G1} + R_S$ bo'ladi. Bunda kuchaytirish koeffitsienti yuklanmagan signal manbai amplitudasiga nisbatan belgilanadi, va $G = R_F / (R_{G2})$ ga teng bo'ladi.



for given R_S , G , and R_{G1} ,

$$R_T \parallel R_{in} = R_S \text{ (terminate)}$$

$$R_{G2} = R_{G1} + R_S \parallel R_T \text{ (balance)}$$

$$R_F = G \frac{R_{G2} (R_S + R_T)}{2R_T} \text{ (gain)}$$

$$\left(G \equiv \frac{V_{O(+)} - V_{O(-)}}{V_{in}} = \frac{2R_T}{R_T + R_S} \frac{R_F}{R_{G2}} \right)$$

5.104-rasm. Differensial kuchaytirgichning bir kirishli sxemasini signal manbasi bilan yuklanishi: loyihalash tenglamalari.

5.17.5 Differensial kuchaytirgichlarni tanlash

Differensial kuchaytirgichlar bir xil bo'lmaydi. Ularning ko'p nozik jihatlari, chastota ko'lami, aniqlik, chiqishining drayv imkoniyatlari, manba kuchlanishlari va shunga o'xshash boshqa xarakteristikalar orasidagi kompromislarga asoslangan. Bu yerda biz asosan 5.10-jadvalda keltirilgan differensial kuchaytirgichlarga tegishli bo'lgan bilimlarni qisqacha bayon qilinadi.

A. Manba kuchlanishi, RR chiqish rejimining imkoniyatlari. 5.10-jadvalda keltirilgan birinchi guruh yuqori voltli differensial kuchaytirgichlar ro'yxatidan iborat, ularning manba kuchlanishlari $\pm 12 \text{ V}$ dan $\pm 15 \text{ V}$ gacha (ba'zi birlari $\pm 5 \text{ V}$ da ham ishlaydi). Bipolyar, ikkiga bo'lingan manba bilan ishlaydigan namunalari bo'lsa ham, ularning asosiy qismi, chiqishida, bir qutbli manba bilan ishlaydigan ADClar bilan ishlash uchun V_{OCM} sinfaz kuchlanish berish uchun maxsus chiqishi ham bor. Ana shunday sinfaz kuchlanishli chiqishi bor kuchaytirgichlar jadvalda boshqalardan ajralib

turadi. Ko'p kuchaytirgichlarning ichki sxemalarida bir qutbli manba kuchlanishini rezistorli bo'luvchi bilan ikkiga bo'lib, sinfaz kuchlanishini yaratish zanjirlari bor (ular shuntlovchi kondensatorlarni talab etadi), ammo buning o'rniga ADCning o'rta ko'lam dc kuchlanishi ishlatilishi mumkin (§13.6.2dagi 13.28-rasmni ko'ring). Ikki datasheetni ham ko'rib chiqing – ba'zi hollarda op-amp kerak bo'lib qolishi mumkin (5.86-rasmdagi sxemaga o'xshab). Datasheetdagi " $V_{OUT} \text{ diff } I_{max} (V_{PP})$ " yozuvi ($V_{a+} - V_{b-}$) + ($V_{b+} - V_{a-}$) ni bildirishini unutmang; bunda op-ampning har bir chiqishida juftlangan pik-pik kuchlanishi bo'ladi. Bu kuchaytirgichlarning chiqish kuchlanishlari katta ko'lamda o'zgarishi mumkin $> 50V_{pp}$ (har bir chiqishda kuchlanish ± 12 V ko'lamida o'zgarishi mumkin) va hatto ± 18 V ko'lamida o'zgarish imkoni liniyalarga signal berishga yaroqli qiladi. Differensial TNAT1606, OR1632 va LMT49724 va bir kirishli DRV134 kuchaytirgichlarning barchasi professional audio uchun mo'ljallangan (§13.9.11Dni ko'ring). Avval ko'rsatilganidek, differensial turdagi kuchaytirgichlar yagona kirishli sxemada ham ishlatilishi mumkin. Signal shakli kam buzilishini ta'minlash uchun bu differensial kuchaytirgichlar kirishiga signal kichik impedansli, op-amp chiqishiga o'xshagan, signal manbaidan berilishi kerak. 5.10-jadvaldagi keyingi guruh manba kuchlanishi kichik bo'lgan kuchaytirgichlardan iborat. Yuqori chastotali va kichik manba kuchlanish bilan ishlaydigan differensial kuchaytirgichlarning quvvat manbai cheklangan bo'lib ± 5 V yoki undan ham kichik kuchlanishli bo'ladi. Ba'zibirlarini umumiy manba kuchlanishi 5 V yoki 3.3 V dan katta bo'lgan qiymatlarda ishlatib bo'lmaydi. Ba'zibirlariga bir qutbli + 2.7 V yoki +3.3 V manba kuchlanishi kifoya, boshqalariga kam deganda. + 5 V manba kerak bo'ladi. Ko'p past va o'rta chastotada ishlatiladigan kichik kuchlanishli kuchaytirgichlarning chiqishlari rail-to-rail (RRO) rejimida ishlaydi va bir qutbli manba bilan ishlaydigan va kirishidagi signal kuchlanishining o'zgarish ko'lami manba kuchlanishiga yetishiga yo'l bermaydigan ADClar bilan ishlashi mumkin; bunda kuchaytirgich bilan ADC yagona manbadan quvatlanadi. Ammo yuqori chastotali RRO turidagi kuchaytirgichlar, chiqish kuchlanishi manba kuchlanishiga yaqin bo'lgan rejimda ishlasa yuqori chastotali xususiyatlari yomonlashadi. Misol uchun, 600 MHz chastota ko'lamiga ega LTC6404 kuchaytirgichning bunday hollarda chastota ko'lami 10 MHz gacha tushib ketadi (chiqish kuchlanishi manba kuchlanish qiymatiga 400 mV distansiyaga yaqinlashganida). ADC kirishini himoya qilish uchun ishlatiladigan kichik kuchlanishli RR chiqishli kuchaytirgichlarning alternativasi sifatida chiqish kuchlanishi chegaralangan kuchaytirgich ishlatish mumkin. Bunday yaxshi imkoniyat LMH6553da bor. Bu chip SFB kuchaytirgichlar turiga kiradi, katta kuchaytirish koeffitsienti bilan keng chastota ko'lamida ishlaydi (quyidagi bo'limda yana ko'ring).

B. Sinfaz kirish kuchlanishlar ko'lami, va manfiy manba kuchlanishi. Kuchaytirgichlarning ko'p qismida mavjud bo'lgan summalovchi kontaktning kuchlanishi manfiy manba kuchlanishidan, kam deganda, bir yoki undan kattaroq voltga baland bo'lishi kerak (kam quvvatli THS4521 bundan mustasno). §5.17.1G va 5.17.3 larda ko'rsatilganidek, bunday hol kirish signalini ergacha tushishini oldini ola olmaydi, ayniqsa kuchaytirgich to'liq differensial sxemada kichik kuchaytirish koeffitsienti bilan (misol uchun $G = 1$ yoki $G = 2$ bo'lganida) ishlagan hollarda. 5.10-jadvaldagi to'qqizta kuchaytirgich (jadvalning "PRO" ustunida w yoki v harflar bilan belgilangan) o'zining summalovchi kontaktlaridagi kuchlanishni $-V_{EE}$ qiymatigacha tushishiga yo'l beradi. Ularning datasheetlarida "Sinfaz kirish kuchlanishlar ko'lami manfiy manba yoki "NRI" qiymatini ham o'z ichiga oladi" deb yozib qo'yilgan. Ko'p hollarda ana shu rejimda ishlagan kuchaytirgich, professional kuchaytirgichning chiqish kuchlanishi ekstremal qiymatlarda ishlagani kabi, o'z sifatlarini yo'qotmaydi¹⁰⁹. To'liq differensial kuchaytirgichning (–) kirishi, 5.102B-rasmdagi sxemadagidek yerga ulangan holda, ku-

¹⁰⁹Ba'zi bir kuchaytirgichlar (misol uchun, THS4008 va THS4511) spetsifikatsiyalarida " $V_S = 0$ " va "kirish yerga nisbatan o'zgaradi" degan ishlash sharoitlari keltirilgan.

chaytirgich yagona kirishdagi signalni differensial signalga konversiya qilganida buning foydasi ayniqsa bilinadi. Ammo ziyrak bo'ling – agar jamlovchi kontaktli kirishlaridan biridagi kuchlanish qiymati $-V_{EE}$ qiymatidan -0.2 Vga pastga tushadigan bo'lsa, chiqishdagi kuchlanish qutbini, bir qutbli manba bilan ishlaydigan LM324/358 op-ampda bo'ladiganidek, o'zgartirishi mumkin¹¹⁰.

C. Kichik Z_{in} . Bu kuchaytirgichlarning ko'p qismining kirish impedansi signal manbai uchun ancha kichik bo'ladi, ayniqsa kuchaytirgichning kuchaytirish koeffitsienti katta bo'lgan hollarda, chunki kuchaytirish koeffitsientini o'rnatish uchun ishlatiladigan R_f rezistorining qarshiligi kichik bo'lgani sababli $Z_{in} \approx R_f/G$ ham kichik bo'ladi (LTC6416 va EL5170 oilalar bundan mustasno). Kirish impedansi katta bo'lgan kuchaytirgichlarning asosiy qismida shovqinlar, asosan Johnson shovqinining ulushi hisobiga, ko'proq bo'ladi (F va D sxemalarida ishlatilgan AD8352 bundan mustasno). Signal impedansini moslashtirish ko'p hollarda, ayniqsa katta, aytaylik 30 – 100 MHz chastotalarda, PCB kontakt yo'llari kalta bo'lsa ham, muammo bo'ladi. Kuchaytirgichning Z_{in} impedansi, kichik bo'lgan signal manbasi impedansi bilan moslashtirish masalasini yanada murakkablashtiradi va kuchaytirgichning kuchaytirish koeffitsientiga ta'sir ko'rsatadi. §5.17.4da tushunishga yordam beruvchi formulalar keltirilgan.

D. Siljitish kuchlanishi, CMRR koeffitsienti. 5.10-jadvalda ro'yxati keltirilgan kuchaytirgichlarning ko'p qismining siljitish kuchlanishi va boshqa dc ko'rsatgichlari yaxshi emas. Ularning katta qismi (misol uchun, D3-sxemada yig'ilgan bo'lib), ichki rezistori bilan o'rnatilgan belgilangan kuchaytirish koeffitsientiga ega. Ular, differensial kuchaytirgichlar uchun tabiiy bo'lgan katta V_{OSM} sinfaz chiqish kuchlanishi va ichki rezistorlarning arzimagan moslanmaganligi sababli, siljitish kuchlanishi o'sadi; misol uchun 1% li rezistorlar qarshiliklarining moslanmaganligi V_{OSM} kuchlanishi 1.5 V bo'lganida 15 mV effektiv siljitish kuchlanishini hosil qiladi. Aksincha, jadvalda keltirilgan "toza" kuchaytirgichlarning asosiy qismida (misol uchun, D-sxemada ishlatilgan) siljitish kuchlanishi qoniqarli qiymatlarga ega. Ammo bu kuchaytirgichlarda kuchaytirish koeffitsientini o'rnatish uchun aniq-liqu 1% bo'lgan rezistor ishlatilgan, katta siljitish kuchlanishi albatta hosil bo'ladi. Differensial kuchaytirgichni D-sxemada yaratish uchun ishlatilgan qarshiliklari nomuvofiq bo'lgan tashqi rezistorlar kuchaytirgichning dc bo'yicha aniqligini kamaytirishini aslo unutmang. Agar jadvalning CMRR ustunida joy bo'lganida "toza" va belgilangan kuchaytirish koeffitsientiga ega kuchaytirgichlar ana shu sabab ikkiga bo'lingan dioxotomiyasini ko'rish mumkin bo'lardi. Kuchaytirgichlar datasheetlarini misol qilib ko'rsak, toza (kuchaytirish koeffitsienti ichki rezistorlar bilan o'rnatilmagan) ADA4932 kuchaytirgichining CMRR koeffitsienti 100 dB tipik qiymatda bo'lsa, kuchaytirish koeffitsienti aniq o'rnatilgan ADA4950da 64 dB. Shunga o'xshash LTC1992 (90 dB) va LTC1992-10 (60dB). Ko'p to'liq differensial kuchaytirgich sxemalarida CMRR koeffitsientining ahamiyati bo'lmaydi. Ammo sizning sxemangiz uchun buning ahamiyati bo'lsa o'zaro moslashtirilgan 0.1%li rezistorlarni ishlatish. Shunda sxemaning montaj sig'imlariga ham ahamiyat bering, ular o'zini yuqori chastotalarda ko'rsatadi: misol uchun, 1 MHz chastotada 500 Ω lik rezistor bilan - 80 dB moslikka erishgan bo'lsangiz, 0.03 pF sig'imni moslashtiringizga to'g'ri keladi! Va hech qanday hayrli ish jazosiz qolmaydi – CMRR koeffitsienti, chastota har bir dekadaga ko'payganida, 20 dBga kamayadi. E – va F- sxemalardagi kuchaytirgichlarni ishlatish yaxshiroq natija beradi. Intersilning ELS170-seriyali kuchaytirgichlarining CMRR koeffitsienti, misol uchun, 1 MHz chastotada 80 dB (ammo siljitish kuchlanishi 25 mV), Analog Devices AD8352 kuchaytirgichi 100 MHz chastotada 60 dB CMRR va 6 mV siljitish kuchlanishi bilan mag'rurlanadi. Bu ikki oila kuchaytirgichlari D-sxemada kirish impedanslari nomuvozanat bo'lganidan ancha kam ta'sir ko'radi.

¹¹⁰ Oxirgini mukmmallashtirilgan LT1013/1014ga almashtirishingiz mumkin, ularda bunday hodisalar bo'lmaydi va umuman yaxshi ishlaydi; ammo bunday echim differensial kuchaytirgichlarda bo'lmaydi.

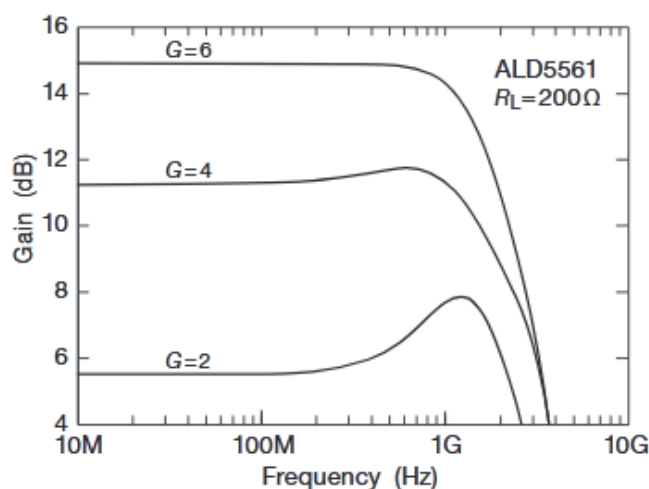
E. Kuchaytirish ko'effitsientining o'rnatilgan qiymati, tashqi rezistorlar bilan uni o'rnatish. Kuchaytirish ko'effitsientining qiymati o'rnatilgan kuchaytirgichlarni tanlashda, kattaroq aniqlikka ega bo'lgan turini tashqi, aniqligi katta bo'lgan diskret rezistorlar bilan o'rnatiladigan, turlarini tanlash oson va arzon bo'ladi – misol uchun, eng yomon holdagi kuchaytirish ko'effitsientining aniqligi $\pm 0.04\%$ bo'lgan NSCning LMP3712, $\pm 0.15\%$ li TI (Burr-Brown) ning PGA280 (ikkisining ham kuchaytirish ko'effitsienti dasturlanadi) va $\pm 0.08\%$ li Analog Devicesning dasturlanadigan pini bor, AD8270. Aniq belgilangan kuchaytirish ko'effitsientiga ega kuchaytirgichlar yaxshiroq bo'lib ko'rin-sa ham, tashqi rezistor bilan kuchaytirish ko'effitsienti o'rnatiladigan turlari o'zining jalb qiluvchi jihatlari ega bo'ladi, misol uchun TIning THS4520 va Analog Devicesning ADA4932 turlari o'zi-ning raqobatchilaridan ko'ra manbadan ancha kam tok iste'mol qiladi. THS4520ni kuchaytirish koef-fitsienti $G = 10$ va 120 MHz chastota ko'lamiga ega bo'lgan kuchaytirgich yaratishda ishlatish mum-kin. Kuchaytirishi ko'effitsienti aniq o'rnatilgan kuchaytirgich turlarini yuqori chastotalarda ishlatish ancha oson, chunki ularda tashqi ulanadigan zanjirlari yaratadigan pin-sig'imlari bo'lmaydi. Ammo kuchaytirish ko'effitsientlarining absolyut aniqligi yaxshi bo'lmaydi, 5.10-jadvalda ΔG bilan ko'r-satilgan (ADL5561 bundan mustasno). Ko'plariga, chastota ko'lamini toraytirish uchun ishlatiladi-gan filtr sig'imlarini o'rnatish tavsiya etilmaydi, kuchaytirish ko'effitsientini kamaytirish imkonlari cheklangan (PGA870 va LT1993-10lar bundan mustasno, ammo ular manbadan katta quvvat oladi).

F. VFB, CFB, f_{3dB} , GBW va filtrlar. Bir necha, kuchaytirish ko'effitsienti aniq o'rnatilgan, kuchaytirgichlarda maxsus filtrlash imkonlari bor. Bularning ichida uchta LTC ning LT6600xx seri-yali kuchaytirgichlari, ayniqsa, ajralib turadi, ularda 2.5 MHzdan 20 MHz gacha chastota ko'lamida beshta 4-tartibli filtr (alliteratsiya qilinishi!) o'rnatilishi mumkin. Kuchaytirish ko'effitsienti o'rnatila-digan barcha turlarda feedbackli op-amplar ishlatilgan bo'ladi, bulardan ikkitasi mustasno (LMH6552 va LMH6553). Kuchaytirish ko'effitsienti $G \geq 4$ bo'lgan kuchaytirgichlarda GBW (kuchaytirish ko'effitsientining chastota ko'lamiga ko'paytmasi) qoidasiga rioya qilinadi, bu quyidagi $f_{-3dB} = GBW/G$ tenglamasi bilan ifodalanadi. Ammo esingizda bo'lsin, jadvalda keltirilgan "Chas-tota ko'lamini" kuchaytirgichlar spetsifikatsiyasida keltiriladigan GBWdan kattaroq bo'ladi (1.5x yoki undan ko'proq), chunki uning qiymati kuchaytirish ko'effitsienti birga teng bo'lgan hol uchun belgilanadi, bu rejimda mavjud bo'lgan piklanish chastota ko'lamining -3 dB so'nish ko'lamini kengaytiradi. (Ishlab chiqaruvchilar o'ziga yaxshi bo'lib ko'ringan qiymatni ko'rsatishga intiladi, ammo $G = 1$ holatdagi chastota xarakteristikadagi piklanish ba'zi bir kuchaytirgichlarda shunchalik kuchli bo'lishi mumkinki, ularni ishlatishni siz xohlamay qolarsiz). GBW ko'rsatgichining aniq (va juda foydali) qiymatini topish uchun kuchaytirgich datasheetlarida keltirilgan chastota xarakteristika-larini yaxshilab o'rganib chiqishingiz kerak bo'ladi. Bular VFB op-amp bo'lgani tufayli (Virtual Frame Buffer) ularning feedback rezistoriga parallel ulangan, chastota ko'lamini cheklash uchun ish-latiladigan, kondensator ulanishi, stabilligini buzmaydi. Siz R_f rezistorining qarshiligini oshirishingiz mumkin (kirish impedansini oshiradi) va chastota ko'lamidagi piklarni nazoratga olish uchun, sig'imi kichik bo'lgan parallel kondensator C_f ham ulashingiz mumkin, bu kondensatorning sig'imi katta bo'ladigan bo'lsa, sizning signalingiz uchun filtr vazifasini bajarishi mumkin¹¹¹.

G. Chastota xarakteristikasidagi piklanish, GBW va 0.1 dBli chastota ko'lamini. Kuchayti-rish ko'effitsientining keskin piksimon kattalashib ketitishi yaxshi "0.1dBlik chastota ko'lamini" o'l-

¹¹¹LMH6553 va LMH6552 CFB kuchaytirgichlar misolida R_f qarshiligini muvofiq 274 Ω va 357 Ω o'rnat-sa chastota ko'lamlari muvofiq 900 va 1500 MHz, hamda yuksalish tezligi 2300 va 3800 V/ μ s bo'ladi. Bu ko'rsatgichlar $G = 1$ uchun keltirilgan. Ammo CFB (programmаланadigan) op-amp chastota ko'lamini qisqarishi hisobiga kuchaytirish ko'effitsientini keskin oshirsa bo'ladi. Misol uchun, LMH6552ning 1500 MHz chastota ko'lamini $G = 4$ bo'lganida 800 MHzgacha tushadi. Kattaroq kuchaytirish ko'effitsientiga erishish uchun R_f qarshiligini balki kamaytirmaslikni afzal ko'rarsiz, ko'tararsiz. CFB kuchaytirgichlarda R_f qarshiligi qiymatini oshirish yuksalish tezligini proporsional kamayishiga olib keladi, ammo siz ko'p narsani boshlamoqchi edingiz! CFB kuchaytirgichlarda R_f qarshiligini oshirish shovqinlar ko'payishiga sabab bo'ladi.

diradi. 0.1dBlik chastota ko‘laming qiymati katta kuchaytirish ko‘effitsientlarida yaxshilanishi mumkin, shunda chastota xarakteristikadagi piklar yo‘qotiladi. Keling, misol uchun, ALD5561ni olaylik, uning spetsifikatsiyasida – 3 dBlik chastota ko‘lami minimal kuchaytirish ko‘effitsientida ($G = 2$) 2900 MHz deb keltirilgan, ammo uning – 0.1 dBlik chastota ko‘lami 200 MHz bo‘lgani odamning hafsalasini pir qiladi (ya‘ni, uning – 3dBlik chastota ko‘laming faqat 7%). Shunday bo‘lsa ham, uning maksimal kuchaytirish ko‘effitsientida ($G = 6$), - 3 dBlik chastota ko‘lami 1800 MHz gacha tushganida, uning – 0.1 dB lik chastota ko‘lami 600 MHz bo‘ladi (ya‘ni – 3dB lik chastota ko‘laming faqat 33%). Kuchaytirgichning bu ajoyib sifati uning datasheetida keltirilgan (5.105-rasmni ko‘ring). Shunga o‘xshab, o‘rnatilish vaqti ham yaxshilanadi (ossillyasiya bo‘lmaydi), ammo bu ko‘rsatgichi spetsifikatsiyada keltirilmaydi. Jadvalda keltirilgan ba‘zi bir kuchaytirgichlar bir korpusda ikkitadan bo‘ladi (jadvalning “Comments” ustunida ko‘rsatilgan), bu ko‘p sxemalarda ishlatiladigan, moslashtirilgan kechiktirilgan xarakteristika yaratishda foydali bo‘ladi.



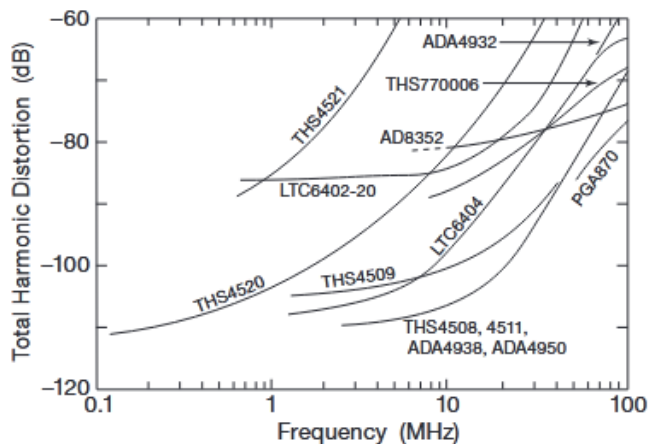
5.105-rasm. Kuchaytirgichning kichik kuchaytirish ko‘effitsienti bilan ishlaganida “- 3dB lik chastota xarakteristikasi” uning notekisligi hisobiga hosil bo‘ladi.

H. Yuksalish tezligi, o‘rnatilish vaqti, katta signalli chastota ko‘lami. Katta tezlikda ishlaydigan op-amplarga o‘xshab, kuchaytirgichlar datasheetida ancha keng bo‘lgan chastota ko‘lami katta signallar (~ 2 V) uchun emas, balki kichik signallar (~ 100 mV) uchun keltiriladi. Bu yuksalish tezligi ko‘rsatgichining masalasiga taaluqli: kuchaytirgichdagi signalning yuksalish tezligi o‘zining yuqori chegarasiga yetganida, chiqish kuchlanishning o‘zgarish ko‘lami kamayadi. Misol uchun, Analog Devicesning kam quvvatli ADA4932ning spetsifikatsiyasida keltirilgan yuksalish tezligi $2800 \text{ V}/\mu\text{s}$ deb ko‘rsatilgan, bu amplitudasi 1 V bo‘lgan sinusoidal chiqish signali $f = S/2\pi A = 445 \text{ MHz}$ chastotali bo‘lishi mumkinligini ko‘rsatadi. Haqiqatan ham, kuchaytirgichning datasheetida – 3dB lik chastota ko‘lami 560 MHz (yoki 1 GHz kichik R_f uchun) 100 mVli kichik signallar uchun va 2 Vpp signallar uchun 360 MHz deb ko‘rsatilgan. Yuksalish tezligi kattaroq bo‘lgan kuchaytirgichlar ham bor, ularning yuksalish tezligi ko‘rsatgichi $10 \text{ kV}/\mu\text{s}$ (ALD5561) bo‘ladi, bu 2 Vpp imkoni 1.5 GHz da degani bo‘ladi¹¹².

I. Signal shaklining buzilishi Ikki yuqori voltli kuchaytirgich (OR1632 va LME49724) professional audio kuchaytirgich sxemalarida ishlatiladi, ulardagi signal shaklini buzilishi grafiklari 5.43-rasmda keltirilgan. Biz to‘liq differensial sxema kirishiga differensial signal berilganida, o‘zining yagona chiqishli raqib sxemasiga nisbatan signalning buzilishlari kamroq bo‘lishini istardik, hech bo‘lmaganda simmetrik ikkinchi garmonikasida. Haqiqatan ham, differensial LME49724 - 140

¹¹²AD8351 (bizning jadvalga kiritilmagan, ammo AD8352ga o‘xshash), chastota ko‘lami 3 GHz, yuksalish tezligi $13 \text{ V}/\text{ns}$ va chiqish kuchlanishi 2GHz chastotagacha 2 Vpp bo‘lishi imkoni bor.

dB ko'lamda juda yaxshi ishlaydi. Shunday bo'lsa ham, yagona chiqishli LME49990 va ORA134 op-amplar grafiklarda yaxshiroq bo'lib ko'rinadi. 5.106-rasmdagi grafiklar, ro'yxati 5.10-jadvalda keltirilgan bir necha differensial kuchaytirgichlarda signal shakli 100 MHz chastotagacha buzilishini ko'rsatadi (ishlab chiqaruvchilarning datasheetlaridan olingan). Avval ogohlantirganimizdek, signal shakli buzilishlarining shartlari standartizatsiya qilinmagan va bevosita solishtirish bilan aniqlanadi. Shu sababli bu kuchaytirgichlarda signalning ikkinchi va uchinchi garmonikalaridagi buzilishlar, kuchaytirgichning turli kuchaytirish koeffitsienti, yuklama qarshiligi, signal amplitudasi va manba kuchlanishlari hisobga olingan holda aniqlangan juda ko'p grafiklarda alohida ko'rsatiladi.



5.106-rasm. 5.10-jadvalda keltirilgan differensial kuchaytirgichlarning umumiy garmonik buzilishlarning chastotaga bog'liqligi grafiklari (Total harmonic distortion – THD), datasheetlaridan olingan.

Signal shakli buzilishlarini aniqlaganda (bu parametрни biz jadvalda keltirmadik), ehtiyot bo'ling. Misol uchun, ADA4932ning chastota ko'lamı 560 MHz (yoki 360 MHz), ammo uning birinchi betida kuchaytirgichda signal shakli kam bo'lishiga (- 90 dB 20 MHzda) qilgan da'vosi 50 MHz chastotada 10x barobar ko'payib ketganini aniqlaganingizda, puchga chiqadi, bu chastota 360 MHz chastota ko'lamidan ancha kichik bo'lishiga qaramay. Signal shaklini kam buzadigan op-amplarning 5.43 va 5.44-rasmlarda keltirilgan grafiklaridan tezlik (katta GBW va yuksalish tezligi) va katta chastotalardagi signal shakli buzilishlari orasida aniq bog'liqlik bor ekanini ko'rishimiz mumkin. 5.106-rasmda buni yanada aniq 1 MHz dan katta chastotalarda ko'rishimiz mumkin. Misol uchun, 145 MHz chastota ko'lamli biz doim ishlatib yurgan THS4521 5 MHzdan past chastotalarda yomon ishlashini ko'rish mumkin, uning ukasi bo'lgan TI ning 1.6 GHz chastota ko'lamli THS4511 bilan solishtirib ko'ring (ikkisining ham kirishi NRI sxemada yaratilgan, ya'ni ishchi sinfaz kirish kuchlanishlari ko'lamı manfiy manba kuchlanishigacha tushadi)¹¹³. Bu klassdagi to'rt eng yaxshi kuchaytirgich 20 MHz chastotada – 100 dB signal shakli buzilishlari bilan ishlaydi, uni o'z klassida eng yaxshi bo'lgan AD8045 op-ampning 7 MHz bilan solishtiring (5.44-rasmda ko'rsatilgan). Boshqacha qilib aytganda, yuqori chastotalarda (aytaylik, 10 MHz dan yuqorida) to'liq differensial kuchaytirgichda signal shakli buzilishlari yakka chiqishli op-ampga nisbatan ancha kam bo'ladi. Biz 13-bobda ko'radigan 16-bitli ADCning o'lcham olish tezligi 250 Msps bo'lishi (misol uchun, AD9467, 13.4-jadvalni ko'ring) asoslangan holda, 100 MHz chastotada chiziqlilikni 0.01% dan yaxshi bo'lishini talab qiladi (- 80 dB signal shakli buzilishi). Baxtimizga differensial kuchaytirgichlar ishlab chiqaruvchilari bu so'rovga javob topgan¹¹⁴.

¹¹³ Aslida THS4521ga 1.1 mA manba toki iste'mol qiladi va RR chiqishga ega, THS4511 bo'lsa 39 mA tok iste'mol qiladi va chiqishi RRO bo'ladi.

¹¹⁴ Ammo ular NSC tomonidan, o'zining ADC12D1800 12-bitli 3600 Msps tezlikda o'lcham oladigan konverteri zabt etgan cho'qqiga intilmoqdalarimi? Yoki shu kitobdagi siyoh qurimasdan paydo bo'lishi mumkin bo'lgan yanada tezkor

J. Shovqin, 1/f katta shovqin burchagi. Shovqin to'g'risidagi bir necha izoh bilan mavzuni yakunlaymiz. Jadvalda biz kuchaytirgichning kuchlanish shovqinlarini keltirib, tok shovqinlarini keltirmadik. Ammo biz I_B kirishni siljitish toki qiymatlarini keltirdik, chunki bu tok shovqinining qo'pol qiymatini belgilab beradi va shu qiymat qisqa impulsli shovqin ulushiga teng bo'lishi kerak $i_n = \sqrt{2qI_B}$. CFB kuchaytirgichlar, o'zining katta kirish toklari bilan, ancha katta kirish toki shovqiniga ega bo'ladi, VFB kuchaytirgichlarga nisbatan x10 barobar katta bo'ladi. 5.10-jadvalga nazar solsak, shovqin zichligi $25 - 45 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ bo'lgan ko'p kuchaytirgichlar bor ekanligini ko'rishimiz mumkin. 10 MHz dan katta bo'lgan chastotalarda shovqin zichligi o'smaydi deb olsak (datasheetlardagi grafiklarda tekshirib ko'ring) bu shovqin $V_n = e_n \sqrt{BW}$ chastota ko'lami bilan belgilanadigan kuchlanish shovqiniga to'g'ri keladi va qiymati 50 -250 MHz chastota ko'lamida 175 – 700 μV atrofida bo'ladi. Bu 16-bitli to'liq shkalasi 2 Vpp bo'lgan differensial kirishli ADC ning 30 μV eng kichik pog'ona o'lchamidan ancha katta. Biroz shovqinsimon tebranishlar befoyda bo'lmasa ham, kuchaytirish koeffitsienti $G = 1$ bo'lgan kuchaytirgichlardagi bunday shovqin ba'zi bir sxemalar uchun katta bo'ladi. Jadvalda keltirilgan juda ko'p kuchaytirgichlarda mavjud shovqin kuchlanishi e_n 1.1 – 5 $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ko'lamida bo'lar ekan. Ammo bu shovqin “toza” kuchaytirgichning jamlovchi nuqtasidagi shovqin spektri bo'lib, unda feedback rezistorlari qo'shgan shovqin ulushi hisobga olinmagan. Kuchaytirish koeffitsienti 5 yoki 10 bo'lgan kuchaytirgichlarda hech bo'lmaganda, o'zining chiqish kaskadi shovqinlari bostiriladi degan umumiy tushuncha mavjud. Odatda kuchaytirgichdagi R_f rezistorining qarshiligi 350 -500 Ω bo'lishi spetsifikatsiyalarda keltiriladi. $G = 1$ bo'lganida R_g kirish rezistorining qarshiligi ham ana shu qiymatda bo'ladi va uning Johnson shovqini $2.4 - 2.8 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ eng kam shovqin kuchaytirgichning ham asosiy ichki shovqin ulushini belgilaydi. Shunday bo'lsa ham, $G = 10$ bo'lgan holda 35 – 50 Ω qarshilikli rezistor yaratgan shovqin $1 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ dan kam bo'ladi, bu kuchaytirgichdagi shovqinni ancha ko'paytiradi deb bo'lmaydi. Va nihoyat, ko'p kuchaytirgichlarning spetsifikatsiyalarida shovqin ko'rsatgichlari yaxshi bo'lib ko'rinadi, ammo ularning datasheetlarida keltirilgan shovqin – chastota xarakteristika grafiklarini sinchiklab ko'rib chiqish kerak; ularning ko'p qismida 1/f turdagi shovqin burchagi juda katta. Bunday hol, ayniqsa, tok shovqinlarida ko'p uchraydi, ularning 1/f turdagi shovqin burchagi 1 MHz va undan ham baland bo'lishi mumkin. Bu nohush shovqin miqdorini, kirish kaskadi pnp tranzistorlarda yaratilgan, THS4508 misolida ko'rishimiz mumkin, tranzistor toki er tomon oqib $4.7 \text{ rA}/\sqrt{\text{Hz}}$ shovqinni 1 MHz chastotada hosil qiladi. Bu tok 349 Ω rezistorda $e_n = 1.6 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ shovqin kuchlanishini yaratadi va $e_n = 2.3 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ga nisbatan yaxshiroq bo'lib ko'rinadi. Ammo siz qarshiligi 1 k rezistor ishlatadigan bo'lsangiz, muvofiq tok yaratgan shovqin kuchlanishi $4.7 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ bo'lib, kuchaytirgichning e_n shovqin kuchlanishida asosiy ulush qo'shadi. Ishlatilgan sxemaga qarab buning ahamiyati bo'lishi va bo'lmasligi ham mumkin.

5- bob bo'yicha xulosalar

A dan M gacha 5-bobda biz o'rganganlarimizning qisqa hulosalari. Bunda faqat asosiy prinsip va faktlar to'g'risida gapiramiz, sxemalar va amaliy injenerlik qurilmalar to'g'risida to'xtalmaymiz.

A. Pretsezion va dinamik diapazon. Pretsezion sxema deganda, boshlang'ich *aniqligi* (yaxshi sxema va komponentlarni tanlash hisobiga) va *stabilligi* (ya'ni aniqligi vaqt o'tishi bilan va temperatura ta'sirida kamaymaydigan) yuqori bo'lgan sxemotexnik qurilma nazarda tutiladi. Pretsezion sxema katta *dinamik ko'lamda* (ishlash ko'lamidagi signal maksimal amplitudasining minimal amplitudaga bo'lgan nisbati) ishlashi mumkin (ammo bunday ishlashi shart emas); §5.1ni ko'ring.

ADC konverterlari bundan ham katta musobaqa nishonini yaratadimi? Bunday ADC lar transformator orqali boshqariladigan bo'lsa kerak.

B. Xatolik byudjeti. Pretsezion sxema loyihalaganingizda siz sxema ishlashiga ta'sir ko'rsatishi mumkin bo'lgan juda ko'p xatolik (siljitish kuchlanishi, tok oqishida hosil bo'ladigan siljitish kuchlanishi, komponentlarning aniqligi va shunga o'xshash xatolik manbalarining) ulushlarini hisobga olishingiz kerak bo'ladi; ularning barchasi *xatolik byudjetida* hisobga olinadi va loyihalash tartibini belgilab beradi; xatolik byudjeti sizga asosiy xatolik manbasi joylashgan joyini aniqlashga yordam beradi; §5.5dagi misollarni ko'ring.

C. Qat'iylik pragmatiklikka qarshi. Loyihaning eng yomon holdagi varianti uchun qo'yilgan talablar barcha ishlatilgan komponentlar o'zlarining datasheetlarida keltirilgan spetsifikatsiyalari doirasida ishlashini nazarda tutadi, shunda ularning chegaradagi qiymatlari sababli kiritilgan xatoliklar birlashtiriladi (ishorasiz kattalik qiymatlari shaklida) va sxemaning ishlashini belgilaydi. Bunday konservativ yondashishdan olingan foyda sxema o'z spetsifikatsiyasi doirasida kafolatli ishlashi bo'ladi (sxema barcha talablarga muvofiq yaratilganligi hisobga olinganda); buning aks tomoni, mavjud va topsa bo'ladigan komponentlar bilan, ularning spetsifikatsiyalarida keltirilgan parametrlari chegar qiyamatlarining arifmetik yig'indisi bilan, sxemaga qo'yilgan talablarga muvofiq bo'lishlikning iloji bo'lmasligi ham mumkin (komponentlarning ba'zi muhim ishlash parametrlari spetsifikatsiyalarga keltirilmagan yoki ularning "tipik" qiymatlari keltirilgan bo'lishini ham hisobga olish kerak). Biz uchun pragmatik yo'l qulay bo'lib ko'rinadi (§5.3), bunda komponent parametrlarining spetsifikatsiyalarda keltirilgan eng yomon chegara qiymatlariga to'liq ishonmaslik nazari bilan qaraladi (misol uchun, kirishdagi siljish toklarini sinash chegaralari konservativ eng yomon hol uchun tanlanishini talab etadi), yoki spetsifikatsiyada keltirilmagan parametrlarning mantiqan baholangan qiymati qabul qilinadi. SHu usul, spetsifikatsiyada keltirilmagan parametrlarning sxemaga ko'rsatadigan ta'siri arzimagan deb topishga, imkon beradi; yoki sxemda ishlatiladigan komponentlar parametrlarini o'zingiz sinash usuli bilan aniqlab, spetsifikatsiyasidagi qiymatiga qanchalik yaqin ekanligini aniqlab olishingiz mumkin. Juda ko'p komponentlar sxemaning xatolik byudjetiga ulush qo'shishi mumkin bo'lgan hollarda siz sxemani to'liq yig'ilgan holda ishlashini yoki alohida kaskadlari ishlashini tekshirib ko'rishingiz mumkin. Yakuniy sinovlar sizga ancha ma'lumot berishi mumkin.

D. Komponentlar xatoliklari – rezistorlar. Eng oddiy misolni olsak, rezistorning aniqligi (temperatura koeffitsienti ham hisobga olganadi) kuchaytirgichning kuchaytirish koeffitsienti aniqligining chegaralarini belgilaydi. Ammo bu bunchalik oson emas, kuchaytirgichning kuchaytirish koeffitsienti odatda qarshiliklar *nisbatiga* bog'liq bo'ladi; agar siz, qarshiliklar nisbati aniq o'rnatilgan va temperatura koeffitsientlari moslashtirilgan, rezistorlar juftlarini ishlatasangiz hamda qarshiliklar nisbati bilan ularning temperatura koeffitsientlari chegaralangan darajada moslangan bo'lsa, situatsiyani ancha yaxshilaydi. Shunga o'xshash, differensial kuchaytirgichning CMRR koeffitsienti chegaralari ham juft rezistorlarning moslashtirilganligiga bog'liq bo'ladi. $CMRR(dB) \approx 20 \log(100/p)$, bunda p protsentlarda ifodalangan qarshiliklar nisbatining moslanmaganligi bo'ladi. Bu kattalikning masshtabini baholash uchun, aytaylik, metall plyonkali rezistorlarning aniqligi 0.05 % - 1 % ko'lamda bo'ladi, temperatura koeffitsienti bo'lsa, 25 – 100 ppm/°C; yuqori pretsezionlikka ega rezistorlarning aniqligi 0.01 % - 0.05 % ko'lamida va temperatura koeffitsienti 1 ppm/°C yoki undan ham yaxshiroq bo'ladi, moslashtirilgan rezistorlarning aniqligi va temperatura koeffitsienti muvofiq 0.01 % - 0.001 %, 1- 0.1 ppm/°C bo'ladi. Real rezistor idealidan *chiziqliligi* bilan ham farq qiladi, ya'ni ularning qarshiliklari kuchlanish berilganida biroz o'zgaradi. §5.6.1ni ko'ring; yana §1x.2da rezistorlar to'g'risidagi bahs va ularning kamchiliklari (misol uchun, uzoq muddat davomidagi dreyf, parazitik sig'imi va induktivligi) bo'yicha ma'lumotlar keltirilgan.

E. Komponentlarning xatoliklari – kondensator va kommutatorlar. Kondensatorlarning, integratorlar va sample-and-hold sxemalari aniqligiga ta'sir ko'rsatuvchi qiziq xususiyatlari bor; ular rezistiv ixroj (eksponenta bo'yicha kamayadigan) va jiddiyrog'i *dielektrik absorbsiya* (xotira effekti, §5.6.2, §1x.3 va shu bo'limdagi dielektrik absorbsiya grafiklarini ko'ring). Bu sxemalarda analogli

kommutatorlar ishlatiladi (integratorlarda reset uchun va sample-and-hold sxemalarida kommutatsiya vazifasini bajaradi) va ixroj hamda zaryad ko'chirilishi hisobiga xatolik kiritadi (§§3.4.2E va 5.6.3).

F. Kuchaytirgich kirishidagi xatoliklar. Mana shu joyda tashvishlaringizning asosiy qismi joylashgan. Pretsezion kuchaytirgichlar katalogiga kiritiladigan birinchi sifat V_{OS} kichik siljitish kuchlanishi va muvofiq uning kichik temperatura koeffitsienti TCV_{OS} (ba'zi hollarda ΔV_{OS} deb yuritiladi) bo'ladi. Siljitish kuchlanishi kuchaytirgichning kirishida ishlaydigan bo'lgani sababli RTI (referred to input) kuchaytirgichning kirishidagi xatolik V_{OS} ning o'zi bo'ladi; kuchaytirish koeffitsienti G_V bo'lgan kuchaytirgichning chiqishida V_{OS} siljitish kuchlanishi $\Delta V_{out} = G_V V_{OS}$ xatoligini yaratadi. Kirish rezistori R_{in} bo'lgan integratorlarda kirishidagi siljitish kuchlanishi $\Delta I_{in} = V_{OS}/R_{in}$ kirish tokining xatoligiga ekvivalent bo'ladi. Bu kattaliklarning masshtabiga kelganimizda tipik pretsezion op-ampning kirishidagi siljitish kuchlanishi $10 - 50 \mu V$ va temperatura koeffitsienti $0.1 - 0.5 \mu V/^{\circ}C$ bo'ladi. Auto-zero op-amlarda (Ini ko'ring) bu ko'rsatgichlar o'n barobar atrofida yaxshilangan bo'ladi; 5.5- va 5.6- jadvallarni ko'ring. Yana §5.10.5ni ham ko'ring. Bunga qo'shimcha yana xatoliklar manbalari mavjud. Kirishni siljituvchi I_B tok kuchaytirgich kirishiga ulangan signal manbai R_S orqali oqib, RTI $\Delta V_{in} = I_B R_S$ kuchlanish xatoligini yaratadi. Pretsezion bipolyar op-amlarda bu tokning qiymati $10 nA$ atrofida bo'lib, bir necha kilohm signal manbasi qarshiligi uchun ancha jiddiy bo'ladi (shunda $I_B R_S$ qiymati bir necha o'n mikrovoltlarni hosil qiladi va pretsezion op-amlarning V_{OS} kuchlanishi qatorida bo'ladi). Shunday qilib, R_S katta bo'lgan hollarda siljitish toklari kichik bo'lgan op-amlarni ishlatilishini talab qiladi, odatda ular JFET yoki MOSFET kirishli bo'ladi yoki (signal manbasining o'rtacha qarshiliklari uchun) siljitish toklari yo'qotilgan bipolyar pretsezion op-amlar ishlatiladi (unda I_B toki $1 nA$ atrofida bo'ladi). *Ogohlantirish:* FET kirishli op-amlarning juda kichik siljitish toklari temperatura oshganida keskin kattalashib ketadi (5.6-rasmni ko'ring), shunda ularning kirish toklari siljitish toklari yo'qotilgan bipolyar op-amlarning kirish toklaridan ham oshib ketishi mumkin. Yana §5.10.7ni ko'ring. Bu muammoga yanada chuqurroq qaraladigan bo'lsa, op-amp kirishidagi qo'shimcha xatolik manbalari sifatidan V_{CM} kirishdagi sinfaz kuchlanish ta'sirida I_B tokining o'zgarishlarini (§5.7.2, 5.7-rasm), V_{CM} ta'sirida V_{OS} kuchlanishining o'zgarishlarini (ya'ni CMRR, §5.7.3, §5.10.9 va 5.10, 5.29 va 5.30-rasmlar), PSRR va i_n, e_n kirishdagi shovqinlarni ko'rsatish mumkin (§§5.10.6 va 5.10.8).

G. Kuchaytirgichning chiqish xatoligi. Ko'p pretsezion analogli sxemalardagi muammolar dc va past chastotalarda bo'ladigan bo'lsa, ba'zi bir sxemalarda katta tezliklardagi aniqlik talab etiladi: audio va video, kommunikatsiyalar, ilmiy o'lchashlar va boshqa sohalarda. Op-ampning halqa kuchaytirish koeffitsienti kamayishi bilan kirish xatoliklari ortadi, chiqish impedansi ortadi va yuksalish tezligining cheklanishlari chiqish kaskadida o'tishdagi signal shakli buzilishini bostirilishining kamayishi, kuchaytirish koeffitsientining nochiziqligi va faza xatoliklari bilan birga ishga tushib ketishi mumkin. Dinamik sxemalarda kuchlanishlarning ortib ketishi, ossillyasiyalar va o'rnatilish vaqti kabi parametrlar asosiy rol o'ynaydi. Bularni raqamlarda ko'rsatish mumkin. Kuchaytirish koeffitsientining xatoligi $\delta_G \equiv (G_{ideal} - G_{actual})/G_{ideal} = 1/(1 + AB)$, bunda V , ochiq halqa A kuchaytirish koeffitsientining feedback qismini ko'rsatadi; §5.8.5ni ko'ring. Yopiq halqa chastota ko'lam $f_{3dB} = f_T/G_{CL}$ $\tau \approx G_{CL}/2\pi f_T$ vaqt konstantasiga taxminan to'g'ri keladi, (agar yaxshi faza zaxirasi bilan kompensatsiya qilingan bo'lsa) $5 - 10 \tau$ atrofida o'rnatilish vaqtini hosil qiladi; §§5.8.2 va 5.10.10 larni ko'ring. Op-ampning haqiqiy o'rnatilish vaqti ancha katta davomiylikka ega bo'lishi mumkin va uni real raqamli ko'rsatgich bilan ifodalab bo'lmaydi; 5.5-jadvalni ko'ring. Yaxshi kompensatsiya qilingan op-amp $f \approx f/f_s$ yopiq halqa faza xatoligini hosil

qiladi, bunda $f_c = f_T/G_{CL}$ kuchaytirish koeffitsienti birga tushgandagi chastota bo'ladi¹¹⁵. Op-ampdagi signal shakli buzilishlari uning chiqish kaskadi sxemasi bilan bog'liq bo'ladi; 5.43 va 5.44-rasmlarda keltirilgan kengaytirilgan grafiklarni ko'ring.

H. Rail-to-rail op-ampllar. Kichik manba kuchlanishi bilan ishlaydigan sxemalar uchun kirishidagi sinfaz signal kuchlanishi ko'lami rail-to-rail (RRI) bo'lgan, chiqishi rail-to-rail (RRO) bo'lgan yoki kirish va chiqishi rail-to-rail (RRIO) bo'lgan op-ampni tanlash yaxshi bo'lib ko'rinadi.

RRI op-ampllar. Kirish kaskadining bunday qo'sh komplementarligi bilan bog'liq bo'lgan kamchiliklari mavjud bo'lib op-ampning pretsezionligiga ancha putur yetkazishi mumkin, bunda kuchaytiriladigan kirish signali nolni kesib o'tgan onda I_B va V_{OS} bir vaqtda keskin o'zgarib ketishi mumkin (§5.9.1). Ba'zi RRIO op-amplarda (misol uchun, ORA360-seriyadan) bu muammo, chipga o'rnatilgan zaryad pompasini ishlatish bilan, aylanib o'tilgan. Agar sizga to'liq rail-to-rail (RRI) kirish kerak bo'lmasa, kirishidagi sinfaz kuchlanish manba kuchlanishlaridan birigacha (odatdan manfiy manba kuchlanishi) o'sib boradigan op-ampni tanlashingiz mumkin.

RRO op-ampllar. Chiqishi rail-to-rail (RRO) bo'lgan op-ampllar ham o'ziga xos, umumiy source (yoki umumiy emitterli) sxemani, oddiy source qaytargichi (yoki emitter qaytargichi) o'rniga, chiqish kaskadida ishlatilganligi bilan bog'liq bo'lgan, kamchiliklarga ega bo'ladi. Bunday sxemalarda signal shakli buzilishlari ortadi va chiqish impedansi ham kattaroq bo'ladi (natijada kuchaytirish koeffitsienti va faza surilishi yuklama impedansiga bog'liq bo'lib qoladi). Shunday bo'lsa ham, ko'p RRO op-amplarda, katta chastotalarda ochiq halqa chiqish impedansini kamaytirish uchun ishlatilgan ichki sig'imli feedback bilan bu muammo, 5.34-rasmda ko'rsatilganidek, ancha yumshatilgan.

Auto-zero op-ampllar. Op-amplarning bu turida siljitish kuchlanishini nollaydigan, siklik rejimda ishlaydigan (chipdagi ossillyator bilan birga ishlaydigan), ichki sxemasi kirishdagi siljitish kuchlanishini trimmerlab turadi (§5.11). 5.6-jadvalda yozilganidek bunda op-amplarda V_{OS} kuchlanishining qiymati mikrovolt, temperatura koeffitsienti $10\text{nV}/^\circ\text{C}$ atrofida bo'ladi, bu ko'rsatgichlari eng yaxshi universal pretsezion op-ampllar muvofiq ko'rsatgichlaridan yaxshiroq bo'ladi. Yana shuni qayd qilish kerakki $1/f$ turdagi past chastotali shovqin kuchlanishi ularda bo'lmaydi (5.53 va 5.54-rasmlardagi misollarni ko'ring. Aytganlarimizning barchasi yaxshi xabar bo'lgan edi. Yomon xabar op-amp kirishida ishlatilgan kommutator kommutatsiya chastotasida va uning garmonikalaridagi, shovqin spektriga ega piklarni hosil qiladi (5.51-rasm). Bu shovqin kuchlanish piklari past chastotali shovqin kuchlanishi bilan qo'shib universal presezion kam shovqinli op-amp shovqinidan ancha katta bo'lishi mumkin (5.6-jadvalni 5.5-jadval bilan solishtirib ko'ring). Kirishdagi kommutasion zanjirlar ham katta kirish shovqin tokini yaratadi, uning qiymati kam shovqinli JFET- kirishli op-amp shovqin toklari qiymati bilan solishtirarli darajada yaqin bo'ladi. Auto-zero op-ampllar CMOS texnologiyasida yaratiladi (ba'zi eskirgan variantlaridan tashqari) va manba kuchlanishi cheklangan bo'ladi (umumiy manba kuchlanishi $\leq 7\text{V}$). Ularning ichidan LTC2057HV (umumiy manba kuchlanishi 4.75 V dan 60 Vgacha!) yarqirab ajralib turadi. Ehtiyotkorlik chorasi: ichki korreksiya uchun ishlatiladigan kuchlanishni saqlash kondensatori tufayli auto-zero op-ampllar to'yingan holatidan qayta tiklanishi mumkin, bu jarayon bir necha millisekudda o'tadi.

J. Ayiruvchi, differensial va instrumental kuchaytirgichlar: taksonomiya

Ular differensial signalni aniq va stabil kuchaytirib, sinfaz signal kuchlanishini yaxshilab bostirish xususiyatiga ega: $V_{out} = \Delta V_{in} = G_V(V_{in+} - V_{in-})$. Kuchaytirgichlarni belgilanishi va ishlatish ko'lami quyidagicha bo'ladi:

¹¹⁵ Kitobda f_T shartli belgisini kuchaytirish koeffitsientining chastota ko'lami bilan ko'paytmasi (GBP, GBW yoki GBWP) iborisini qisqacha ko'rsatish uchun ishlatganmiz, bu kuchaytirish koeffitsienti birga teng bo'lgan kuchaytirgichning ekstrapolyasiya qilingan chastotasi bo'ladi.

Ayiruvchi kuchaytirgich. Kirishi differensial, chiqishi bitta; op – amp bilan ikki juft o‘zaro moslashtirilgan rezistorlar jufti (5.65-rasm, §5.14); CMRR 90 – 100 dB; aniqligi yaxshi ammo kuchaytirish ko‘effitsienti kichik ($G_V = 0.1 - 10$); kirish impedansi 25 – 100 k, kichik impedansli signal manbai bilan ishlashga mo‘ljallangan; kirishdagi signal kuchlanishi manba kuchlanishi chegarasidan chiqishi mumkin.

Instrumental kuchaytirgich. Kirishi differensial, chiqishi bitta; kirish impedansi juda katta (10 M Ω - 10 G Ω), kuchaytirish ko‘effitsienti keng ko‘lamda ($G_V = 1 - 1000$), CMRR ko‘effitsienti, katta kuchaytirish ko‘effitsientida, juda katta ($G_V = 100$ bo‘lganida 110 – 140 dB); §5.15 va 5.77-rasmni ko‘ring.

To‘liq differensial kuchaytirgich. Differensial yoki yagona kirishli, differensial chiqishli; asosan kichik kuchlanishlarda ishlaydi, tezkor o‘rnatilish vaqti kichik va chastota ko‘lami keng; eshilgan juft simli kabelga va tezkor differensial kirishli ADC ga ishlash uchun ideal; §5.17 ni ko‘ring.

K. Ayiruvchi kuchaytirgichlar. Klassik ayiruvchi kuchaytirgich sifatida INA105 ni ko‘rsatish mumkin (5.7-jadval, §5.14), uning tarkibida op-amp va bir juft moslashtirilgan rezistorli bo‘luvchilar mavjud, SENCE va REF kirish terminallari bor (bo‘luvchi rezistorlar qatorining ostida joylashgan), V_{in+} va V_{in-} signal uchun mo‘ljallangan kirishlari ham bor. Agar REF terminali erga, SENCE terminali chiqishiga ulanadigan bo‘lsa differensial kuchaytirish ko‘effitsienti $G_{diff} = V_{out}/\Delta V_{in} = R_f/R_i$ bo‘ladi, bunda R_f va R_i muvofiq feedback va kirish rezistorlari bo‘ladi. 5.66-rasmda SENCE va REF kirish terminallarini alternativ ulash bilan yaratiladigan sxemalar keltirilgan. Ayiruvchi kuchaytirgich oddiy tuzilgan bo‘lib turli sxemalarda samarali ishlatiladi. Ba’zi birlarining kirishidagi sinfaz signal kuchlanishi manba kuchlanishidan ancha katta bo‘lishi mumkin (misol uchun, INA117da ± 200 Vgacha). Ammo ayiruvchi kuchaytirgichning kamchiligi uning nisbatan kichik kirish impedansida (bir necha o‘n k Ω), kuchaytirish ko‘effitsienti cheklanganligida (tipik qiymatlari $G = 1 - 10$), nisbatan katta shovqin kuchlanishida, katta bo‘lmagan CMRR ko‘effitsientida (tipik qiymati ≤ 90 dB) va nolga teng bo‘lmagan signal manbasi impedansi bilan ishlaganida kuchaytirish ko‘effitsienti va CMRR ko‘effitsienti kamayib ketadi.

L. Instrumental kuchaytirgichlar. Bu kamchiliklar *instrumental kuchaytirgichda* ajoyib tarzda bartaraf qilingan. Uning sxemasi uchta op-ampdan iborat (5.77-rasm va §5.15). Kirish impedansi katta (10 M Ω - 1T Ω) va kuchaytirish ko‘effitsienti (juda katta $\times 1000$ bo‘lishi mumkin) yagona tashqi rezistor bilan (yoki ichki rezistorlarining chiqarilgan pinlarini ulash bilan) o‘rnatiladi. Katta kuchaytirish ko‘effitsienti bilan ishlaganida ko‘p instrumental kuchaytirgichlarning tipik CMRR qiymati 120 dB va kirish shovqin kuchlanishi e_n 10 nV/ $\sqrt{Hz}$ dan kam bo‘ladi; ularning chiqishidagi sinfaz signal kuchlanishi manba kuchlanishidan katta bo‘lmaydi. Instrumental kuchaytirgichlarning bipolyar tranzistorli, JFET va MOSFET, auto-zero va kuchaytirish ko‘effitsienti dasturlanadigan turlari mavjud; 5.8- va 5.9-jadvallarni ko‘ring.

M. To‘liq differensial kuchaytirgichlar. Ayiruvchi kuchaytirgich va instrumental kuchaytirgichdan farq qilgan to‘liq differensial kuchaytirgich (§5.17) balanslangan differensial chiqishga ega bo‘ladi, chiqishining markaziy nuqtasi o‘rnatiladigan sinfaz kuchlanishda bo‘ladi. Bu kuchaytirgichlar komplementar kirishlarga ega ADC, balanslangan transmission liniyalar va radio chastotali kommunikatsiya sxemalar bilan ishlashda juda qulay. Bu sxemalarda ishlaganida kuchaytirgichning chastota ko‘lami juda keng bo‘ladi (1 GHz va undan yuqori), yuksalish tezligi juda katta (1000 V/ μ s va undan katta), o‘rnatilish vaqti juda kichik (bir necha nanosekund) va kamshovqin bo‘ladi (5 nV/ $\sqrt{Hz}$ va undan kam). Ularning juda ko‘p ichki sxemotexnik topologiyasi (§5.17da A – G xarflar bilan belgilanadi) mavjud; 5.10-jadvaldan ularni tanlab olishingiz mumkin.

MATEMATIKAGA QISQA NAZAR

A-ilova

Bu kitobni to'liq tushunish uchun matematikaning algebra va trigonometriya sohalaridan biroz xabardor bo'lish kerak bo'ladi. Kompleks sonlar va hosila amallari bilan ishlashni bilish, juda ahamiyatli bo'lmasa ham, foydali bo'ladi. Bu ilovada kompleks sonlar va hosila amallariga doir formulalarni keltirishdan avval trigonometriya, eksponenta va logarifmlarga tegishli foydali formulalar keltirilgan. Ammo bu qisqa matematik ifodalar darslik o'rnini bosa olmaydi. Hosilalar bo'yicha eng tushunarli va foydali qo'llanma sifatida biz D.Kleppner va N. Ramseylarning *Quick Calculus*, Wiley, 2nd ed., 1985 kitobini tavsiya qilishimiz mumkin.

A.1 Trigonometriya, eksponenta va logarifmlar

Quyida bu sohalaridan olingan foydali formulalar to'plamini keltiramiz:

$$x = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}$$

$$ax^2 + bx + c = 0$$

kvadratik tenglamaning yechimi bo'ladi.

$$\begin{aligned} \sin(x \pm y) &= \sin x \cos y \pm \cos x \sin y, \\ \cos(x \pm y) &= \cos x \cos y \mp \sin x \sin y, \\ \sin 2x &= 2 \sin x \cos x, \\ \cos x \cos y &= \frac{1}{2} [\cos(x + y) + \cos(x - y)], \\ \sin x \sin y &= \frac{1}{2} [\sin(x + y) - \sin(x - y)], \\ \sin x \cos y &= \frac{1}{2} [\sin(x + y) + \sin(x - y)], \\ \cos x \sin y &= \frac{1}{2} [\cos(x - y) - \cos(x + y)], \\ e^{x+y} &= e^x e^y, \\ e^{x-y} &= e^x / e^y, \\ x^{a/b} &= \sqrt[b]{x^a}, \\ e^{\log_e x} &= x, \\ \log_e(xy) &= \log_e x + \log_e y, \\ \log_e(x/y) &= \log_e x - \log_e y, \\ \log_e x^n &= n \log_e x, \\ \log_e e^x &= x, \\ \log_e x &= \log_e 10 \log_{10} x \approx 2.3 \log_{10} x, \\ a^x &= e^{x \log_e a}. \end{aligned}$$

A.2 Kompleks sonlar

Kompleks son quyidagicha ifodalanadi:

$$N = a + ib,$$

bunda a va b real sonlar, $i = \sqrt{-1}$, kompleks sonning bo'laklari a – real qismi va b – mavhum qismi deb ataladi¹. Ba'zi hollarda kompleks sonlar qora rangli yoki tagida to'liqinsimon chiziqli harflar bilan yoziladi. Boshqa hollarda o'zingiz bilishingiz kerak! Kompleks sonlarni, oddiy sonlarga o'xshab, qo'shish, ayirish, ko'paytirish va h.k qilish mumkin:

$$\begin{aligned} (a + ib) + (c + id) &= (a + c) + i(b + d), \\ (a + ib) - (c + id) &= (a - c) + i(b - d), \\ (a + ib)(c + id) &= (ac - bd) + i(bc + ad), \end{aligned}$$

¹ Elektrik injenerlari universal $i \equiv \sqrt{-1}$ mavhum sonini ishlatishda j belgisidan foydalanishadi, chunki i harfi bilan kichik signal toklari belgilanadi. Bu kitobda biz EE talablariga muvofiq belgilarni ishlatdik, ammo matematikaga doir ilovada bungan rioya qilmadik. Shunday qilmaganimizda matematik hamkasblarimiz e'tiroz bildirishi mumkin edi.

$$\frac{a+ib}{c+id} = \frac{(a+ib)(c-id)}{(c+id)(c-id)} = \frac{ac+bd}{c^2+d^2} + \frac{bc-ad}{c^2+d^2}i$$

Bajarilgan barcha amallar bu yerda natural sonlar bilan bajarilganidek va i kattaligini kompleks sonning mavhum qismining ko'paytiruvchi sifatida ishlatilgan deb, arifmetik amallarni bajarishda davom etishingiz mumkin. $i^2 = \sqrt{-1}$ mavhum son (ko'paytirish amallarida ishlatiladi) bo'lib, kompleks sonlarni bo'lishda kasrning maxraj va surati kompleks konyugat soniga ko'paytirilib, amal soddalashtiriladi, shunda kompleks sonning mavhum qismining ishorasi o'zgaradi. Kompleks konyugat soni ba'zi hollarda yulduzcha bilan belgilanadi. Agar

$$N = a + ib \text{ bo'lsa, } N^* = a - ib.$$

Kompleks sonning qiymati (yoki moduli) real son bo'lib, mavhum qism bo'lmaydi:

$$|N| = |a + ib| = \sqrt{(a + ib)(a - ib)} = \sqrt{a^2 + b^2}, \text{ ya'ni,}$$

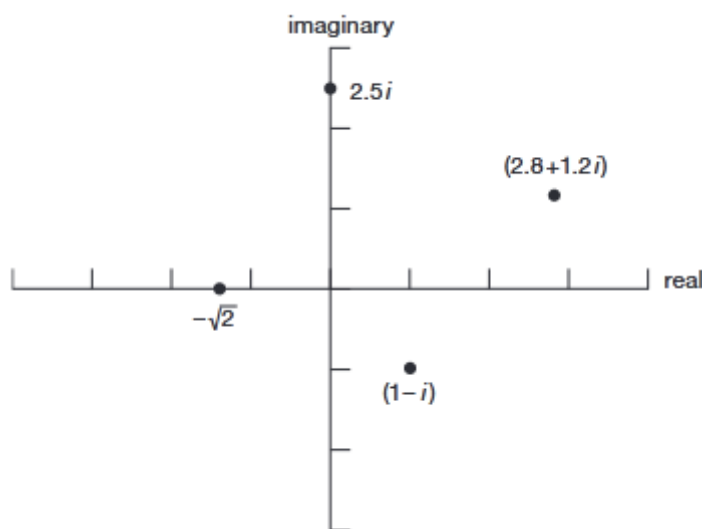
$$|N| = \sqrt{NN^*}$$

osonlikcha kompleks konyugatiga ko'paytirilish kvadrat ildiz ostidan chiqariladi. Ikki kompleks sonning ko'paytmasi (yoki bo'linish natijasi) ular qiymatlarining ko'paytmasi (yoki bo'linish natijasiga) teng bo'ladi.

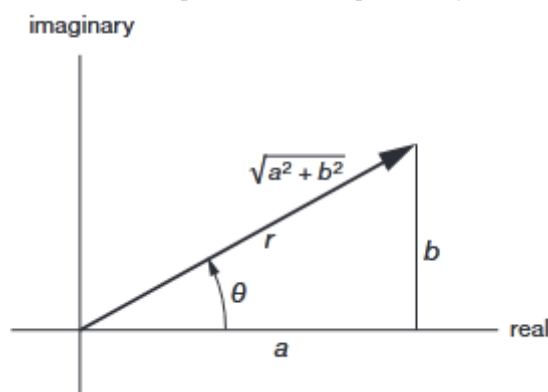
Kompleks sonning real (yoki mavhum) qismi ba'zi hollarda quyidagicha yoziladi:

real qismi $N = \operatorname{Re}(N)$, mavhum qismi $N = \operatorname{Im}(N)$.

Bularni olish uchun kompleks sonni $a + ib$ shaklida yozib, undan alohida a va b ni ajratib olib yozasiz. Shunda, kompleks son tartibsiz bo'lgani sababli, ko'paytirish yoki bo'linish amalini ishlatishingiz mumkin.



A.1-rasm. Kompleks son “kompleks maydonida”



A.2-rasm. Kompleks son qiymati va burchagi vositalarida ifodalanishi

Kompleks sonlar ba'zi hollarda kompleks maydonda ko'rsatiladi. Shunda kompleks son x y koordinatlari bilan ifodalanadi, shunda, A.1-rasmda ko'rsatilganidek, x o'qidan uning real qismi olinadi, y o'qida bo'lsa – uning mavhum qismi o'lchanadi. Shu analogiyaga ko'ra kompleks son x y koordinatlari bilan ifodalanganini ko'rishingiz mumkin:

$$a + ib \leftrightarrow (a, b).$$

Kompleks son, o'zining juft qismlari bilan, qutbli koordinatlarda ham ifodalanishi mumkin; shunda u qiymati va burchagi bilan ko'rsatiladi. Misol uchun $a + ib$ kompleks son, quyidagicha ham yozilishi mumkin (A.2-rasm):

$$a + ib = r \angle \theta,$$

bunda $r = \sqrt{a^2 + b^2}$ va $\theta = \tan^{-1}(b/a)$. Odatda bu ifodani $e^{i\theta} = \cos\theta + i\sin\theta$ formulasidan foydalanib, boshqacha yozishadi. (Bu natijaga, Euler³ formulasidan foydalanib, eksponentani Taylor qatorlariga yoyib, kelishingiz mumkin). Shunda quyidagi tenglamalarga kelimiz:

$$N = a + ib = re^{i\theta},$$

$$r = |N| = \sqrt{NN^*} = \sqrt{a^2 + b^2},$$

$$\theta = \tan^{-1}(b/a),$$

ya'ni, r va θ burchagi kompleks sonning kompleks maydonidagi qutbli koordinatlardagi nuqtasi bo'ladi. Kompleks sonlar ko'paytiriladigan bo'lsa qutbli ifodasini ishlatish qulay bo'ladi; siz ularning qiymatlarini o'zaro ko'paytirib, muvofiq burchaklarini qo'shib qo'yasiz (yoki, sonlar bo'linishi kerak bo'lsa, haqiqiy qiymatlari bo'linib, burchaklari ayiriladi):

$$(r_1 e^{i\theta_1})(r_2 e^{i\theta_2}) = r_1 r_2 e^{i(\theta_1 + \theta_2)}.$$

Va nihoyat, qutbli ifodadan to'g'ri burchakli shaklga o'tkazish uchun quyidagi Euler formulasidan foydalaniladi:

$$re^{i\theta} = r\cos\theta + ir\sin\theta,$$

bunda

$$\operatorname{Re}(re^{i\theta}) = r\cos\theta,$$

$$\operatorname{Im}(re^{i\theta}) = r\sin\theta.$$

(Bu formulalar grigonometrik funksiyalarni qo'shish va ayirish formulalaridan chiqarib olinishi mumkin, shuning uchun bu xira formulalarni eslab qolishning hojati yo'q. Faqat $e^{i(x+y)}$ formulasini yoyishda mashq qilishingiz kifoya). Kompleks sonni kompleks eksponenta soniga ko'paytirish kerak bo'lsa, kerakli ko'paytirishlarni quyidagicha amalga oshiring. Agar,

$$N = a + ib \text{ bo'lsa,}$$

$$Ne^{i\theta} = (a + ib)(\cos\theta + i\sin\theta),$$

$$= a\cos\theta - b\sin\theta,$$

$$+ i(b\cos\theta + a\sin\theta).$$

Sxema va signallar bilan ishlaganda θ burchak argumenti harakatlangan to'lqin shaklidagi ko'rsatgich bo'lib, $\theta = \omega t = 2\pi f t$ bilan ifodalanadi; demak, misol uchun, $V(t) = \operatorname{Re}(V_0 e^{i\omega t}) = V_0 \cos\omega t$.

A.3 Hosila (differensial hisob)

Gapni *funksiya* $f(x)$ konsepsiyasidan boshlaymiz, ya'ni formula bo'lib, har bir x uchun $y = f(x)$ qiymatini beradi. $f(x)$ funksiya har bir x uchun yagona y qiymatini berishi kerak. $y = f(x)$ funksiyani A.3-rasmda keltirilgan grafik shaklida ham ifodalash mumkin. y ning x ga nisbatan olingan hosilasi dy/dx ("dee y dee x") y grafigining x ga nisbatan qiyaligini ko'rsatadi. Grafikning ma'lum nuqtasida urg'u chizig'ini chizsangiz, uning qiyaligi ana shu nuqtadagi dy/dx bo'ladi; ya'ni

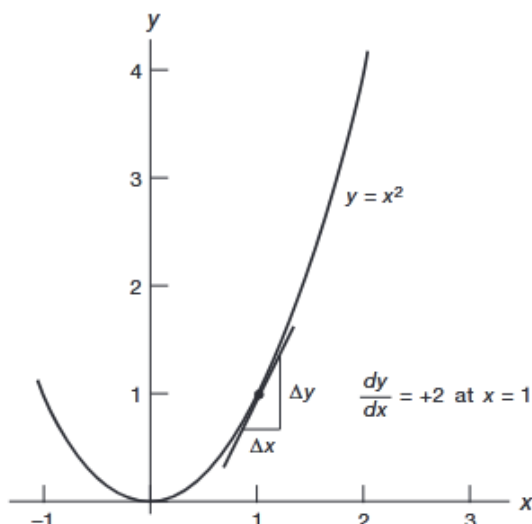
² Ogohlantirish: formulada θ burchagi $-\frac{\pi}{2}$ dan $+\frac{\pi}{2}$ gacha bo'lishi mumkin; a va b sonlarning ishoralari, ularning qiymatlari bilan birga θ burchagini to'rt kvadrantda to'g'ri o'rnatish uchun kerak bo'ladi.

³ Leonard Euler "oiler" talaffuzidagi tovush bilan aytiladi.

hosilaning o'zi ham funksiya bo'ladi, chunki uning har bir nuqta uchun qiymati mavjud. A.3-rasmda grafikning (1,1) nuqtadagi qiyaligi 2ga teng bo'lib chiqqan bo'lsa, boshlanish nuqtasida nolga teng (hosilani hisoblash yo'lini qisqacha ko'rsatamiz). Matematika iboralarida hosila bu $y(\Delta y)$ funksiyaning o'zgarishi muvofiq $x(\Delta x)$ o'zgarishishiga bo'lgan nisbati bilan belgilanadi, shunda Δx qiymati nolga qarab intilgan bo'lishi kerak. Tom Lehrer va Lewis Branscomb Harvard universitetining afsonaviy zallarida aytgan qo'shig'idan bir lavha keltiramiz:

x ning funksiyasini olib, uni y deb nomlaysan,
 Xohlagan x —nolni olib, unda amalni sinab ko'r.
 Ozgina o'zgartirish qilib, uni delta x deb nomla
 Shunda y ning muvofiq o'zgarishi sen izlaganning o'zginasi bo'ladi.
 Bo'lish natijasini olib, endi diqqat qil,
 Delta x ni nolga jo'natib, natijani ko'rasan.
 Nolga yaqin bo'lganda (bajargan amalimiz tekshirilganda)
 Olgan qiymatimizni dy/dx deb nomlaymiz...
 Ana shu ayni dy/dx bo'ladi.

(Hosila qo'shig'i, W. Benton Overstreetning "U yerda o'zgarishlar bo'ladi" qo'shig'ining kuyiga aytilgan).



A.3-rasm. Bir hadli funksiya $f(x) = x^2$

Differensiallash oddiy amal bo'lib, ko'p oddiy funksiyalarning hosilalari standart amal shaklida jadvallarda keltirilgan va Mathematica® kabi dasturlarda avtomatik ravishda bajariladi. Quyida hosila olishning qoidalari keltirilgan (u va v x ning funksiyasi, a konstantani ko'rsatadi).

A.3.1 Ba'zi funksiyalarning hosilalari

$$\begin{aligned}\frac{d}{dx}a &= 0 \\ \frac{d}{dx}ax &= a \\ \frac{d}{dx}ax^n &= anx^{n-1}, \\ \frac{d}{dx}\sin ax &= a\cos ax, \\ \frac{d}{dx}\cos ax &= -a\sin ax, \\ \frac{d}{dx}e^{ax} &= ae^{ax}, \\ \frac{d}{dx}\log_e x &= 1/x.\end{aligned}$$

A.3.2 Murakkab hosilalar uchun qoidala:

Bu yerda $u(x)$ va $v(x)$ x ning umumiy funksiyalari bo'ladi:

$$\begin{aligned}\frac{d}{dx} au(x) &= a \frac{d}{dx} u(x), \\ \frac{d}{dx} (u + v) &= \frac{du}{dx} + \frac{dv}{dx}, \\ \frac{d}{dx} uv &= u \frac{d}{dx} v + v \frac{d}{dx} u, \\ \frac{d}{dx} \left(\frac{u}{v} \right) &= \frac{v \frac{du}{dx} - u \frac{dv}{dx}}{v^2}, \\ \frac{d}{dx} \log_e u &= \frac{1}{u} \frac{du}{dx} \\ \frac{d}{dx} \{u|v(x)|\} &= \frac{du}{dv} \frac{dv}{dx}.\end{aligned}$$

Oxirgi formula juda foydali va zanjir qoidasi deb nomlanadi.

A.3.3 Hosila olishga misollar

$$\begin{aligned}\frac{d}{dx} x^2 &= 2x, \\ \frac{d}{dx} \left(1/x^{\frac{1}{2}} \right) &= -\frac{1}{2} x^{-\frac{3}{2}}, \\ \frac{d}{dx} x e^x &= x e^x + e^x \text{ (ko'paytirish qoidasi)}, \\ \frac{d}{dx} e^{-x^2} &= -2x e^{-x^2} \text{ (zanjir qoidasi)}, \\ \frac{d}{dx} a^x &= \frac{d}{dx} (e^{x \log_e a}) = a^x \log_e a \text{ (zanjir qoidasi)}.\end{aligned}$$

Funksiyaning hosilasini olganingizda, hosilaning ma'lum nuqtadagi qiymatini aniqlash kerak bo'lib qolishi mumkin. Boshqa hollarda funksiyaning maksimal va minimal qiymatlarini aniqlash kerak bo'ladi; ana shu nuqtalarda funksiyaning hosilasi nolga teng bo'ladi, demak, hosila ifodasini nolga tenglashtirib, muvofiq x ni aniqlashingiz mumkin. Misol uchun, A.3-rasmda keltirilgan funksiyaning grafigida uning qiyaligini osonlikcha aniqlashingiz mumkin, uning qiymati 2 bo'ladi ($x = 1da$) va funksiyaning minimumi ($x = 0da$) bo'ladi (shu nuqtada funksiyaning qiyaligi nolga teng).

ELEKTR SXEMALARNI QANDAY CHIZISH KERAK

B-ilova

Yaxshi chizilgan sxema uning ishlashini tushunishni osonlashtiradi va kamchiliklarini tuzatishda yordam beradi. Yaxshi chizilmagan sxema turli chalkashliklarga olib keladi. Bir necha qoidalar va tavsiyalarni esda tutib, yomon sxemani chizishga sarflagan vaqtda yaxshi sxemani ham chizishingiz mumkin. Bu ilovada beradigan tavsiyalarimizni uch turga bo'lamiz: umumiy prinsiplar, qoidalar va tavsiyalar. Real sxema chizilishida nimalarni qilmasligingiz kerakligini ko'rsatamiz.

B.1 Umumiy prinsiplar

- Sxema turlicha tushuniladigan bo'lmashligi kerak. Buni ta'minlash uchun, pinlarning tartib raqamlari, komponentlarning nominal qiymatlari, pozitsion belgilar, qutblar va boshqa yozuvlar aniq va tushunarli yozilishi kerak.

- Yaxshi chizilgan sxema uning ishlashini tushunarli qilib ko'rsatadi. Funksional qismlarni o'zaro ajratib qo'ying; varaq yuzasida bo'sh joylar qolishidan qo'rqmang va varaqni zich qilib to'ldirishgan intilmang. Sxemaning funksional bo'linmalarini chizishda muvofiq tartib o'rnatilgan; jumladan, differensial kuchaytirgichni B.1-rasmda ko'rsatilganidek chizmang, chunki sxemaning ishlashini bunda aniqlab bo'lmaydi. Shunga o'xshab, flip-flop chizilishida sinxronizatsiya va boshqa kirishlari chap tomonda bo'ladi, set va clear terminallari usti va tagida, chiqishi bo'lsa, o'ng tomonda bo'lishi kerak.

B.2 Qoidalar

- Simlarning ulangan joylari katta qora nuqta bilan belgilanadi; o'zaro kesishgan, ammo ulanmaydigan simlar nuqta bilan belgilanmaydi (simlar kesib o'tish nuqtasida "ilgak" chizilmaydi; bu usul 1950 yilda qolib ketgan).

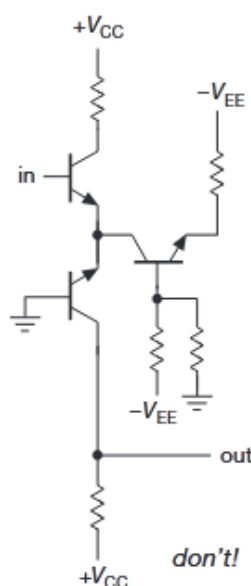
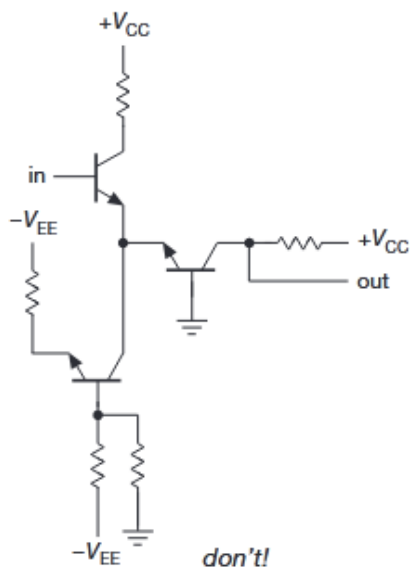
- Bir nuqtada to'rtta simni ulamaslik kerak; ya'ni simlar kesib o'tib, ulanmasligi kerak. Ba'zi sxemalarda bu qoida buzilganini ko'rishingiz mumkin, ammo buni yaxshi usul deb bo'lmaydi (chunki kontakt nuqtasini yo'qolishi yoki kerak bo'lmagan joyda kontakt nuqtasi bo'lishi har xil sxemani bildiradi).

- Bir xil komponentga bir xil shartli belgi ishlatilg; misol uchun flip-flopni har xil ko'rinishda chizmang (mustasnolar: logik sadhni ko'rsatuvchi shartli belgilar har bir gate uchun ikki xilda yoziladi).

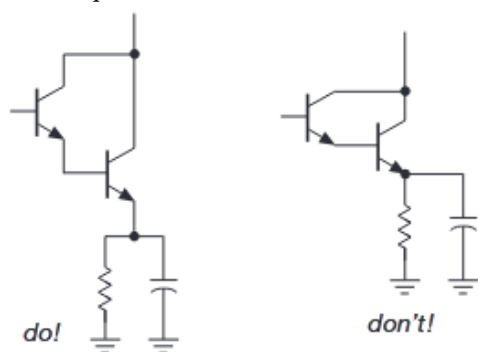
- Simlar va komponentlar gorizontal yoki vertikal yo'nalishlarda joylashtiriladi, boshqacha bo'lishiga salmoqli sabab bo'lmasa.

- Pinlarning belgilanishi tashqarida, signalning nomi ichkarida yoziladi.

- Har bir komponentning shartli belgisi bilan nominal qiymati yozilishi kerak, ularni misol uchun R_7 yoki U_3 kabi shartli belgilar bilan belgilash kerak.



B.1-rasm. Sxemadagi komponentlarni (bu yerda differensial kuchaytirgich) joylashtirilishi uning ishlashini aniq ko'rsatib turishi kerak. Sxema yuzasida ochiq joy qolishidan qo'rqmang.



B.2-rasm. Ulanish joylarini komponentning terminallaridan uzoqlashtiring

B.3 Tavsiyalar

- Sxemada ishlatiladigan komponentlarni identifikatsiya qilib, shartli belgilari, turlari va kattalik qiymatlari bo'yicha guruhlariga taqsimlab chiqing.
- Umumiy qoida bo'yicha signal chapdan o'ng tomonga qarab harakatlanadi; ammo aniqlikka putur etadigan bo'lsa bunga amal qilmasligingiz mumkin.
- Quvvat manbasining musbat qutbini varaqning yuqori tomoniga joylashtiring, manfiysini bo'lsa pastga. Demak, npn tranzistorning emitteri pastga qaragan bo'lsa, pnp tranzistorning emitteri yuqorida bo'ladi.
- Barcha simlarni manba simiga yoki umumiy er simiga ulashga harakat qilmang. Buning o'rniga urning shartli belgisini va $+V_{CC}$ manba belgisini ishlatib, bu kuchlanish qaysi joyda kerak bo'lishini ko'rsating.
- Signallar, funksional bloklar va signal shaklini ko'rsatish foydali bo'ladi; logik sxemalarda signalning harakatlanish yo'lini ko'rsatish ayniqsa muhim bo'ladi, misol uchun, RESET yoki CLK.
- Komponent terminallarining⁴ ulanish joydarini shartli belgilaridan biroz uzoqroq joylashtirish kerak. Misol uchun, tranzistorni B.2-rasmda ko'rsatilganidek chizing.
- Komponentlarning shartli belgilari atrofida biroz bo'sh joy qoldiring; misol uchun, sxema komponentlari va simlarini op-amp shartli belgisiga juda yaqin joylashtirmang. SHunda chizma zichlanib ketmasdan, yozuvlar, belgilar, pin tartib raqamlariga joy qoladi.
- Ko'rinishidan funksiyasi aniq bo'lmagan barcha joylarga belgisini qo'ying: komparator bilan op-ampni, suruvchi registr bilan hisoblagichni o'zaro farqlanishini ta'minlang. Yangi belgi kiritishdan qo'rqmang.
- Sxema chetidagi ulanish joylarini, ulanadigan pinlarni va boshqa ulanishlarni kichik to'rt burchak, doira yoki oval shartli belgilar bilan ko'rsating. Mantiqni buzmay.
- Kommutator orqali o'tadigan signal yo'li aniq ko'rsatilishi kerak. O'quvchini signal yo'llarini simlar bo'ylab qidirishga majbur qilmang.
- Op-amp va logik qurilmalarning quvvat manbasiga ulanishi aniq deb olinadi. Shunday bo'lsa ham odatda ko'rsatilmaydigan ulanishlarni belgi bilan ko'rsatib keting (misol uchun, yakka qutbli manba bilan ishlaydigan op-ampda V_- yer bo'ladi). Ishlatilmaydigan kirish terminallari ham belgilanishi kerak.

⁴ Ulash simlari? Ha albatta... Kriminalistik laboratoriyadagi do'stlarim bilan gaplashib ko'raman. Bu ishning ustida to'rtta detektiv ishlamoqda, bizni ham navbati bilan ishlashga majbur qilishdi.

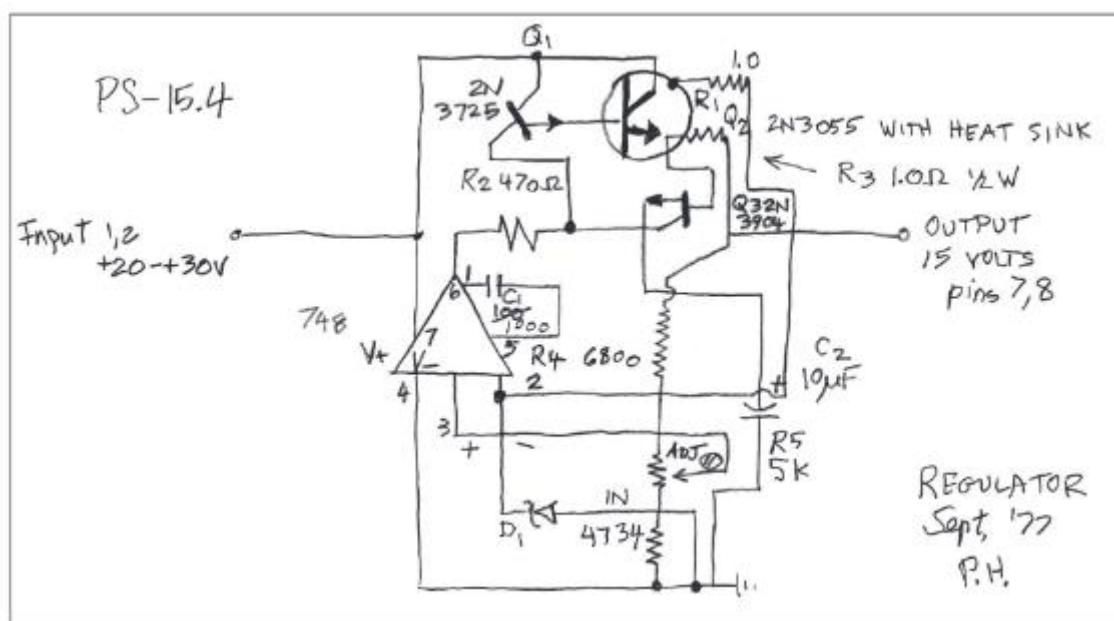
• Sxemada ishlatilgan integral sxemalarning kichik jadvalini keltirish ham foydali bo‘ladi. Unda elementlarning tartib raqami, turi va quvvat manbasiga ulanishi ko‘rsatiladi (misol uchun, V_{CC} manbaga ulanish pin tartib raqami va yer).

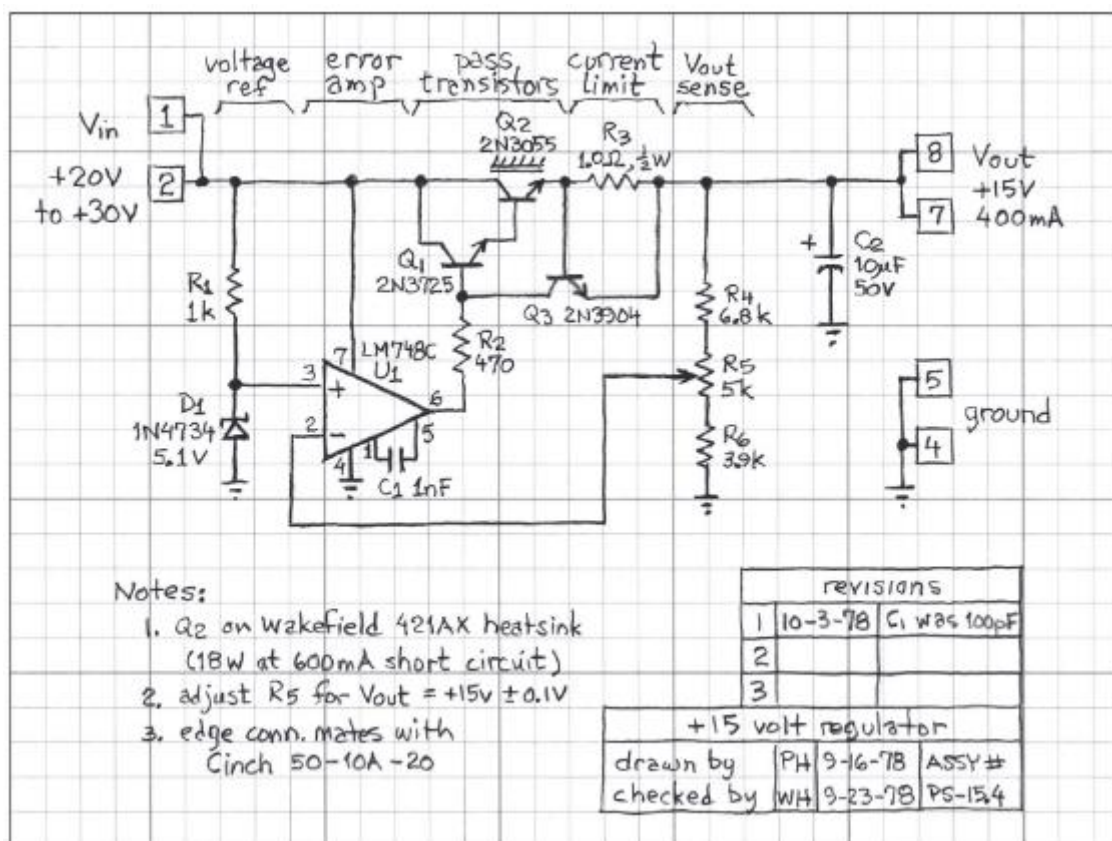
• Sxema chizmasining quyi qismida titulli yozuvlar uchun joy qoldiring, unda sxemaning nomi, sxema ishlatilgan qurilmaning nomi, sxemani yaratgan va tekshirgan xodimlar nomlari, sana, sxemaning shartli tartib raqami keltiriladi. Sxema tekshirishlarini qayd etish uchun alohida ustunga joy beriladi, unda tekshirilgan sana, mavzu va tartib raqami yoziladi.

• Sxemani avval qo‘lda katak chiziqli qog‘ozda chizishingizni tavsiya qilamiz (misol uchun, National ® Brand “Engineer’s Computation Pad” in “Eye-Ease”® yashil katakli qog‘ozlarini ishlatishingiz mumkin). Oddiy millimetrli kataklar tushirilgan qog‘ozni ham ishlatishingiz mumkin. Sxemani qo‘lda chizish tez bo‘ladi va juda yoqimli natija beradi. Qora qalam (biz NV qattqlikdagi diametri 0.5 mmli qalam ishlatamiz) yoki siyoh ishlatilg; sharikli ruchka yoki flomaster ishlatmang.

B.4 Kichik misol

Sxemaning “badbashara” va “yaxshi” chizilgan namunalarini B.3-rasmda keltirdik. Birinchi chizmada deyarli barcha qoidala buzilgan va sxemani tushunib bo‘lmaydi. Bunda odamning juda ko‘p salbiy ko‘nikmalarini ko‘rishingiz mumkin. Bunday hollarni biz professionallar chizgan sxemalarda ham ko‘rishimiz mumkin! (Sxemaning “yomon” chizmani biz aeroportda, uchish vaqtini kutgan damlarda chizgan edik. Bu katta xursandchilik uchun sabab bo‘lgan edi, toza kulgan edik.)





B.3-rasm. “Injeniring qog‘ozida” yaxshi chizilgan sxema (balki juda yaxshi), va juda yomon. Nima nimaligini topib bo‘lmaydi.

REZISTOR TURLARI

C- ilova

C.1 Tarixdan xabarlar

Yarim asr davomida elektronkada terminallari simli (“leaded”) bo‘lgan rezistorlarni ishlatishgan: agar eski radioning ichini ochib qarasangiz (~1950 yildan avvalgi) silindr shaklidagi rangli detallarni ko‘rishingiz mumkin. Detallarning yuzasida rangli nuqtalar tushirilgan bo‘lib, har bir uchida o‘qiga perpendikulyar joylashtirilgan radial terminallarini (“radial leads”) ko‘rasiz. Bu karbon kompozitsiyali rezistorlar rivojlanib, standart karbon kompozitsiyali aksial terminalli (“axial leads”) rezistorga shakllandi (uning silindrik shakli saqlanib qolib, yuzasida rangli tasma chiziqlar tushirilgan, ikki uchining o‘qidan simli terminallari chiqariladigan bo‘ldi). Rezistorlarning shunday shakli 20-asrning oxirigacha asosiy bo‘lib qoldi (kitobning avvalgi nashrida biz bu turdagi rezistorlarni oddiy sxema maketlarida ishlatishni tavsiya etgan edik). Aksial terminalli rezistorlar hali ham juda keng ishlatiladi. Qarshiligi juda katta bo‘lgan ($\geq 100 M\Omega$), katta kuchlanishlarda ishlashga mo‘ljallangan va katta quvvatli yoki o‘ta yuqori pretsezionli rezistorlarning konstruksiyasi aksial terminalli bo‘ladi. Ammo, zamonaviy elektronkada, gabarit o‘lchamlari kichiklashgani sababli komponentlarning yuzaki montaji ishlatiladigan bo‘lib ketdi. Bu sxemalarda plataga joylashtirilgan komponentlar zichligi ortib (SMT komponentlar o‘lchamlari kichik bo‘lgani sababli, ular joylashtirilgan platada montaj tuynikchalar uchun bo‘sh joy qolmadi). Yuzaki montaj rezistorlari, boshqa SMT komponentlar (kondensator, induktiv g‘altak) bilan birga 4-raqamli kod bilan belgilanadigan o‘lchamlarda bo‘ladi, bu raqamlar komponentning uzunligi va kengligini 0.010” o‘lchash birligida ko‘rsatadi; misol uchun, “0603” kodi 0.06” x 0.03” (1.5 mm x 0.75 mm). Bizga ana shu yoki 0805 o‘lchamli rezistorlar oddiy sxemalarni yuzaki montaji uchun ishlatishga qulay bo‘lib qolgan. O‘lchamlari kichikroq bo‘lgan

rezistorlar (0402, 0201 va xatto “01005”) bosh og‘riq bo‘ladi – ularni montaj qilishda siz mikroskop ishlatmasangiz bo‘lmaydi (aks urish ham mumkin emas).

C.2 Mavjud qarshilik qiymatlari

Siz o‘zingizga kerak bo‘lgan qarshilik qiymatini tanlab ola olmaysiz. Rezistorlarning nominal qarshiliklari standartlashtirilgan, EIA deb nomlanadigan, standart dekadalariga joylashtirilgan bo‘ladi, ular dekadada mavjud bo‘lgan nominal qarshilik qiymatlari soni bilan ataladi (misol uchun, E24 – to‘plamda 24ta, aniqligi 5 % bo‘lgan nominal qarshiliklar qiymatlari bo‘ladi, ikki qiymatning oralig‘i 10% bo‘ladi; quyida ko‘ring). Aniqligi 1% bo‘lgan rezistorlar shu kunlarda juda arzon, narxi 5 %li rezistorlar bilan deyarli bir xil⁵, demak 1 %li rezistorlarni qo‘rqmasdan ishlatishingiz mumkin. Ularning nominal qiymatlari E96 standart toplamga kiritilgan (bir dekadada 96 nominal qarshilik qiymatlari bo‘ladi, ikki qiymat oralig‘i 2 % bo‘ladi; demak bu to‘plamda qarshiligi 10 Ω dan 1 M Ω bo‘lgan rezistorlardan 481 nominal qiymat bor, quyida ko‘rishingiz mumkin). Aniqligi yanada yuqori bo‘lgan rezistorlar (misol uchun 0.1 %li) E192 super to‘plam⁶ tarkibida bo‘ladi va qulay butun sonlar bilan o‘rnatilgan qarshiliklarga ega bo‘ladi (misol uchun, 250, 300, 400 yoki 500), bu raqamlar EIA qatorlarida bo‘lmaydi. Quyida E24 qatoriga kiritilgan 5 %li qarshilik qiymatlari keltirilgan (E12 qatoriga kiritilgan 10 % qarshilik qiymatlari qora rang bilan berilgan):

10	16	27	43	68
11	18	30	47	75
12	20	33	51	82
13	22	36	56	91
15	24	39	62	100

Aniqligi “1 %” bo‘lgan qarshiliklar qiymati E96 qatoriga kiritilgan va quyida ko‘rishingiz mumkin (2% qarshilik qiymatlari uchun E48 qatori ishlatilgan, unda 1% li qarshilik qiymatlari ham kamaytirilgan holda qora raqamlar bilan ko‘rsatilgan):

100	137	187	255	348	475	649	887
102	140	191	261	357	487	665	909
105	143	196	267	365	499	681	931
107	147	200	274	374	511	698	953
110	150	205	280	383	523	715	976
113	154	210	287	392	536	732	
115	158	215	294	402	549	750	
118	162	221	301	412	562	768	
121	165	226	309	422	576	787	
124	169	232	316	432	590	806	
127	174	237	324	442	604	825	
130	178	243	332	453	619	845	
133	182	249	340	464	634	866	

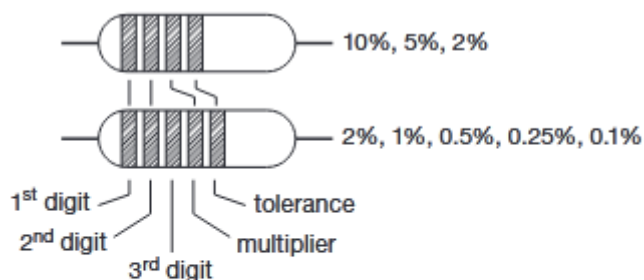
C.3 Rezistorlarning belgilanishi

Terminallari o‘qidan chiqqan rezistorlarning belgilanishi ikki usulda bajariladi: (a) rezistor qarshiligi va qarshilikning aniqligini ko‘rsatuvchi, yuzasiga tushirilgan to‘rt yoki beshta rangli tasma

⁵ Misol uchun, Digi-Key katalogida Vishay/Dale CRCW-seriyali yuzaki montaj rezistorlarining to‘liq ro‘yxati keltirilgan, ularning o‘lchamlari 1210da pastga qarab 0201gacha bor. O‘lchamlari qulay bo‘lgan 0603 rezistorlarning aniqligi 1 % va 5 % bo‘lganlarining narxлари muvofiq \$0.025 va \$0.023 donasi, 200 donali to‘plamini olsangiz. (Agar 10 dona oladiga bo‘lsangiz uch barobar qimmat bo‘ladi va to‘liq 5000 donaga besh barobar ko‘p haq to‘laysiz).

⁶ To‘liq E192 to‘plami o‘zining sub to‘plamlari bilan birga
[http:// www.logwell.com/tech/components/resistor_values.html](http://www.logwell.com/tech/components/resistor_values.html) da keltirilgan

chiziqlari bilan; yoki (b) aniqligini belgilaydigan harf ketidan yozilgan 4-raqamli qarshilik kodi bilan. Yuzaki montaj rezistorlarining belgilanishi (a) 3 – yoki 4-raqamli qarshilik kodi bilan, yoki o'lchamlari juda kichik bo'lgan rezistorlar (b) umuman belgilanmaydi!



color	digit	multiplier	tolerance	(tol. suffix)
black	0	1	–	
brown	1	10	1%	F
red	2	100	2%	G
orange	3	1k	–	
yellow	4	10k	–	
green	5	100k	0.5%	D
blue	6	1M	0.25%	C
violet	7	10M	0.1%	B
gray	8	–	0.05%	A, W
white	9	–	–	
gold	–	0.1	5%	J
silver	–	0.01	10%	K
(none)	–	–	20%	M
			0.02%	N, Q, P
			0.01%	T, L
			0.005%	V
			0.0025%	X
			0.002%	U
			0.001%	S

C.1-rasm. Aksial terminalli rezistorlarida ishlatiladigan rangli belgilar (ayniqsa karbon plyonkali va karbon kompozitsiyali turlarida). Qarshilik qiymati boshidagi 2- yoki 3-raqam (rezistorning aniqligiga bog'liq), uning ketidagi rangli tasma 10 sonining darajasi bilan keltirilgan ko'paytiruvchini ko'rsatadi. Misol uchun, sariq-siyox rang – to'q sariq –tilla rang (yellow-violet-orange-gold) $47 \text{ k}\Omega \pm 5\%$ ni bildiradi va sariq-oq-oq-qora-jigar rang (yellow-white-white-black-brown) $499 \Omega \pm 1\%$ ni bildiradi. Oxiridagi suffiks harfi qarshilik aniqligini ko'rsatib, qarshiligi raqamlar bilan keltirilgan rezistorlarda bo'ladi.

Boshlovchilar uchun bunday rangli belgilanish ancha murakkab bo'lib ko'rinadi, ammo amaliyot mahorati oshgan sari ularni sxemalarda farqlab olish ancha osonlashadi va qarshilik qiymati yozilgan rezistorlarga nisbatan ancha qulay bo'ladi. Har bir rang, o'nlik verguli suzib turadigan sonning yagona raqamini bildiradi (sonning yakuniy qiymati darajali o'n ko'paytiruvchisi bilan o'rnatiladi); oxirgi rangli tasma chiziq qarshilikning aniqligini ko'rsatadi. C.1-rasmni ko'ring. Qarshiligi raqamlar bilan belgilangan rezistorlarda ham ana shu sistema ishlatilgan, faqat raqamlar rezistor yuzasiga tushirilgan bo'ladi (aksial terminalli rezistorlarda), yuzaki montaj rezistorlarida raqamlar ustki yuzasiga tushirilgan bo'ladi; oxirgi harf, rasmda ko'rsatilganidek, qarshilikning aniqligini ko'rsatadi.

C.4 Rezistor turlari

Umumiy montaj ishlari uchun odatda matell plyonkali (aksial terminalli) va qalin plyonkali (yuzaki montaj uchun) rezistor turlari tanlanadi. Yupqa plyonkali yuzaki montaj rezistorlarining xarakteristikalarini (aniqligi, stabiligi va kriogen muhitda ishlash imkonini) yaxshiroq bo'ladi. Katta quvvatlarda ishlashga mo'ljallangan rezistorlar odatda simli bo'ladi (izolyatorga nixrom simi o'ralgan

rezistorlar), ularning mustaqil havoda sovutiladigan keramik korpusli va suniy oqim bilan sovutiladigan metall korpusli (“Dale-type”) turlari bo‘ladi. Qarshiligi katta bo‘lgan rezistorlar ($> 10 M\Omega$) odatda metall oksidli konstruksiyada bo‘ladi (misol uchun, Ohmitening “Mini-MOX” yoki “Super-Mox” yoki Vishayning RNX- seriyali rezistorlari. Plyonkali rezistorlar katta pik quvvatga chidamsiz bo‘ladi; bu sohalarida keramik kompozitsiyali yoki karbon kompozitsiyali rezistorlar ishlatiladi, bu sohada ishlashga mo‘ljallangan tkrlari ham bo‘ladi. Eng stabil, temperatura koeffitsienti kichik bo‘lgan rezistor turlaridan Vishay firmasining ajoyib metal plyonkali rezistorlari ajralib turadi. Ularda maxsus temperatura o‘zgarishlarini kompensatsiya qiladigan texnologiya ishlatilgan: rezistiv metall elementining musbat temperatura koeffitsienti (rezistiv metall element aniq izolyasion material ichiga joylashtirilgan) izolyasion materialning differensial kengayishi hisobiga manfiy temperatura koeffitsienti bilan kompensatsiya qilinadi⁷. Rezistorlarni o‘zaro solishtirish uchun biz ularning sifatlarini C.1-jadvalda keltirdik.; yana ko‘proq ma’lumot kerak bo‘lsa, §1x.2ni ko‘ring. Keng ishlatilib kelinadigan rezistorlar kulgili darajada arzon bo‘ladi- qalin plyonkali yuzaki montaj rezistorlarining narxi kam sonlarda oladigan bo‘lsangiz, donasi bir necha sent bo‘ladi, katta miqdorda (0603 o‘lchamidan 5000ta) oladigan bo‘lsangiz, donasi sentning bo‘lak qismiga teng bo‘ladi. Distribyutorlar rezistorlarni 25- 50 donadan kam bo‘lgan partiyalarda sotishni hush ko‘rishmaydi; shu sababli assortiment to‘plami qutilarda ham bo‘ladi (misol uchun, Yageo yoki Vishay/BCning assortiment to‘plamlari) va ancha arzon tushadi. Bizga konstruktiv sifati yaxshi bo‘lgan va narxi ham qoniqarli SMT Zone assortiment to‘plami ancha qulay. (www.smtzone.com).

C.5 Chalkashliklar

Komponentlarga tushirilgan yozuvlar aniq va ravshan bo‘lishi kerak. Ammo ba’zi hollarda bunday bo‘lmaydi! 1.130-rasmda rezistor va boshqa komponentga tushirilgan chalkashtiruvchi yozuvlarni ko‘rishingiz mumkin.

Table C.1 Selected Resistor Types

Parameter	Resistor Type					Units
	carbon comp axial (RC-07)	thick film SMT-0603 (Vishay CRCW)	thin film SMT-0603 (KOA Speer RN73)	metal film axial (RN-55D)	metal foil SMT (Vishay VSMP)	
Tolerances	5%, 10%	1%, 5%	0.05%-1%	0.1%-1%	0.01%-1%	$\Delta R/R$
Temp coef	~1000	100, 200	5, 10, 25, 50, 100	50, 100	0.05 (typ)	ppm/C
Load life	10%	2%	0.25%	0.5%	0.01%	$\Delta R/R$
Moisture	10%	2%	0.5%	0.5%	0.02%	$\Delta R/R$
Thermal cycle	2%	2%	0.25%	0.25%	0.01%	$\Delta R/R$
Low temp	3%	-	-	0.25%	0.01%	$\Delta R/R$
Overload	2%	0.5%	0.1%	0.25%	0.01%	$\Delta R/R$
Soldering	3%	0.5%	0.1%	0.25%	0.01%	$\Delta R/R$
Vibration	2%	-	-	0.25%	-	$\Delta R/R$
Voltage coef	-	-	-	5	0.1	ppm/V
Self-heating	-	-	-	-	5ppm	$\Delta R/R$
Price (approx) (for tol and TC)	\$0.35 (5%)	\$0.025 (1%, TC=200)	\$0.32 (0.1%, TC=25)	\$0.05 (1%, TC=100)	\$10 (0.01%, TC=0.05)	ea, qty 100

Tanlangan rezistorlar sifatlari. Afsonaviy aksial terminalli “karbon-kompozitsiyali” rezistorlar o‘rnini arzon metall plyonkali (yoki karbon plyonkali) rezistor turlari bosdi. Ularning sifat ko‘rsatgichlari (katta quvvat piklariga chidamsizligi bundan mustasno, 1x-bobni ko‘ring). Biz Vishay CMF-55 metall plyonkali rezistorlarini hush ko‘ramiz (sanoat versiyasi MIL RN-55D). Yuzaki montajli sxema-

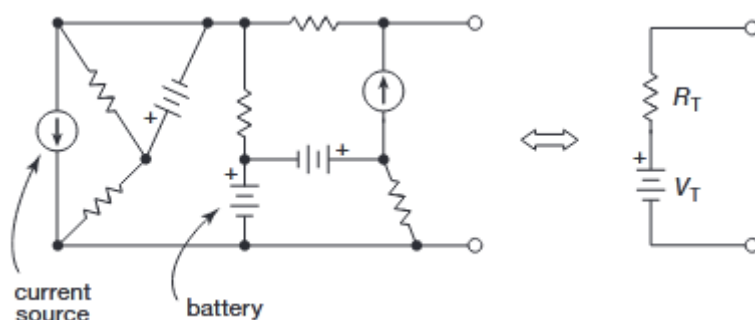
⁷Buni tekshiring: Felix Zandman, 1982 US patent # 4,318,072, “Precision resistor with improved temperature characteristics.”

larda asosan “qalin plyonkali” (metall-keramika kompoziti) turlari yaxshi bo‘ladi, yupqa plyonkali va metall plyonkali rezistorlarning sifat ko‘rsatgichlari yaxshiroq. Vishay “Z-foil” tomonida ishlab chiqariladigan o‘ta pretseziyon germetik izolyasiyalangan rezistori boshqa rezistor turlari bilan solishtirish uchun keltirilgan (ammo uni narxi sizni qiziqtirsa, aytganini berasiz). Kuchlanish koeffitsienti kabi parametrlarni ko‘rib chiqish befoйда bo‘lmaydi, uning 5ppm/V qiymati 200 V berilganida qarshiligi 0.1 %ga o‘zgarishiga to‘g‘ri keladi.

THEVENIN TEOREMASI

D-ilova

1-bobda biz Thevenin teoremasini ko‘rib chiqishni boshlagan edik (ammo isbot qilmadik). Teorema aytishicha, tarkibi faqat rezistor, batareyalardan va tok manbalaridan tashkil topgan ikki terminalli sxema, elementlarining o‘zaro qanday ulanganligidan qat’iy nazar faqat yagona batareya V_{TH} va unga ketma-ket ulangan R_{TH} yagona rezistordan iborat ekvivalent sxemaga o‘zgartirilishi mumkin⁸; D.1-rasmni ko‘ring. Biz bu teoremaning isbotini, kitobning ruhiga muvofiq, keltirmagan edik, biz hech narsani isbotlamaymiz; biz faqat sxema qanday ishlashini tushuntiramiz xolos. Ammo shu joyda biz mustasno qilamiz, bir narsaning isbotini ko‘rish juda maroqli bo‘ladi, shundaymi?



D.1-rasm. Thevenin teoremasi: yagona rezistor, unga ketma-ket ulangan batareya bilan rezistorlar, batareyalar va tok manbalaridan iborat barcha tartibsiz o‘zaro ulangan sxemani imitatsiya qilishi mumkin.

D.1 Teoremaning isboti

Sxemaning chiziqli elementlari uchun (bunda rezistorlar nazarda tutilmoqda) “asosiy tenglamalar” (Kirchhoffning kuchlanish qonuni KVL va Kirchhoffning tok qonuni KCL) chiziqli tenglamalar sistemasini tashkil qiladi. Barcha “mustaqil manbalarga” (batareyalar, tok manbalari) bog‘liq bo‘lgan va har bir ulangan manbaga qisman qo‘shilgan ulush bilan birgalikda bo‘lgan sxema kattaliklarining (kuchlanish yoki tokni) barchasini aniqlashimiz mumkin. (Bu superpozitsiyani ishlatib kattalikni aniqlash amali, aytaylik, zaryadlar miqdori bilan elektr maydon kattaliklarini aniqlash amalining aniq analogi bo‘ladi). Bu usul sxemalarning analizida juda foydali bo‘ladi.

Bu yerda biz real sxemadagi V bilan I ning o‘zaro bog‘liqligini (soddaroq bo‘lgan), yakka batareyaga yakka rezistor ketma-ket ulangan Thevenin ekvivalentlari bilan imitatsiya qilmoqchimiz. Aytaylik, ikki terminalli sxema kirishiga tashqaridan I_{ext} tok berib, mavjud V kuchlanish va I tokning o‘zaro bog‘liqlikni ifodalovchi funksiyani aniqlamoqchi bo‘ldik. Shunda tashqaridan berilgan tok sxemaning ikki terminali orqali oqib o‘tishi natijasida ana shu terminallar oralig‘ida V kuchlanish tushuvi hosil bo‘ladi. Bu V kuchlanish qiymati I_{ext} tashqaridan berilgan tok va sxemada mavjud bircha batareyalar (V_{int}) va tok manbalariga (I_{int}) bog‘liq bo‘ladi.

⁸ Bunga qardosh bo‘lgan Norton teoremasi ham bor, unda ekvivalent sxema o‘zaro paralel ulangan R_N rezistor va I_N tok manbasidan iborat.

1. Barcha $V_{int} = 0$ va barcha $I_{int} = 0$ ga o'rnatamiz; bunda barcha ichki batareyalar qisqa tutashuvga, barcha tok manbalari uzilgan ochiq zanjirga almashtiriladi. Endi sxema kirishiga berilgan I_{ext} tok yaratgan V_1 kuchlanishini ko'rib chiqamiz.

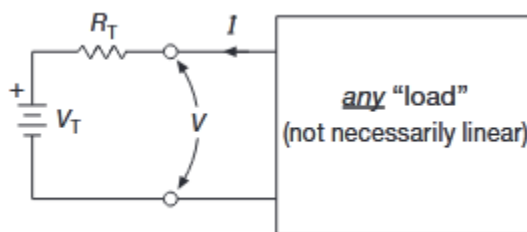
2. $R_T = V_1/I_{ext}$ qarshiligini aniqlaymiz. (Chiziqlilik sababli ular proporsional bo'lishi kerak).

3. Endi $I_{ext} = 0$ o'rnatib, ichki batareya va tok manbalarini ulaymiz. Shunda biz ko'rgan V_2 kuchlanishni V_T deb ataymiz.

4. Va nihoyat, kuchlanishlarning superpozitsiyasi quyidagicha bo'lishi kerak:

$$V_{(actual)}V_1 + V_2 = I_{ext}R_T + V_T$$

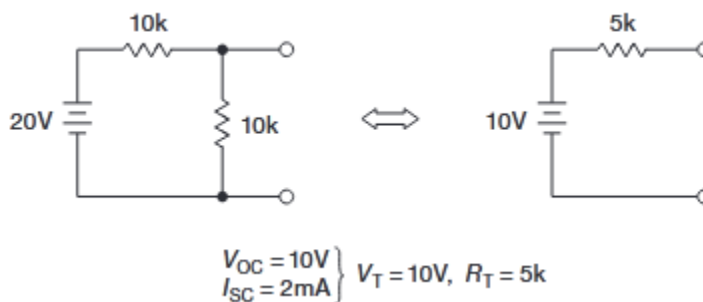
Bu formula barcha I_{ext} toklar uchun to'g'ri bo'lgani tufayli siz aniqlamoqchi bo'lgan Thevenin ekvivalent sxemasiga yuklama ulagandagi tokning aniq o'zi bo'ladi (yuklama chiziqli bo'lishi shart emas); D.2-rasmini ko'ring. Endi natijalarni umumlashtiramiz: (a) R_T va V_T kattaliklar qiymatini siz ochiq zanjir uchun aniqlangan kuchlanish bilan aniqladingiz, uning qiymati V_T ga teng; bundan keyin (b) qisqa tutashtirilgan zanjirdagi tokni I_{SC} aniqladingiz, uning qiymati V_T ning R_T ga bo'lingan qiymatiga teng. Boshqacha qilib aytganda, $V_T = V_{OC}$ va $R_T = V_{OC}/I_{SC}$. Agar sizga "qo'ra quti" sxemasi aniq bo'lsa bu natijaga siz uni analiz qilish natijasida keldingiz, bilmasangiz, o'lchashlar bilan ham ana shu natijani olishingiz mumkin.



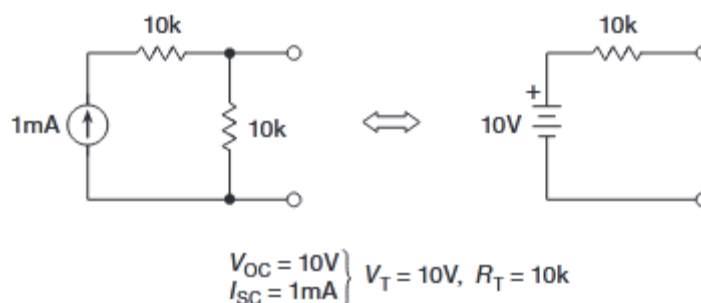
D.2- rasm. Thevenin ekvivalent sxemasi yuklamaning tabiatidan qat'iy nazar asli asos bo'lgan sxema bilan bir xil ishlaydi.

D.1.1 Ikki misol – kuchlanish bo'luvchisi

D.3 va D.4- rasmlarda rezistiv kuchlanish bo'luvchisi variantlaridan ikkita oddiy misol keltirilgan. Qiziq bo'lgani shuki, rezistorlar qarshiligi va ochiq zanjir kuchlanishi bir xil bo'lsa ham, ularning Thevenin ekvivalent sxemalari har xil.



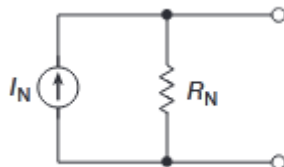
D.3- rasm. Oddiy rezistiv kuchlanish bo'luvchisining Thevenin ekvivalenti. (Agar kuchlanish manbasi qisqa tutashuv bilan almashtirilsa) R_T kuchlanish bo'luvchisining parallel qarshiligi bo'lib qolishiga ahamiyat bering.



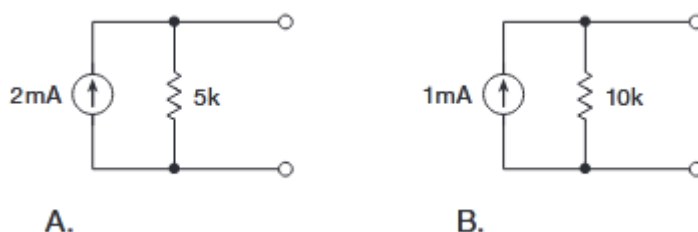
D.4- rasm. Bu sxemada Thevenin ekvivalent qarshiligi kuchlanish bo'luvchisi komponentlariga parallel bo'lmaganiga ahamiyat bering. Buning o'rniga u chiqishga ulangan rezistor qarshiligi qiymatiga teng bo'ldi (agar tok manbasi olib qo'yilib, o'rnida ochiq zanjir qolgan holda).

D.2 Norton teoremasi

Siz Thevenin sxemasini, I_N tok manbasi va unga parallel ulangan R_N rezistoridan iborat bo'lgan, Norton sxemasiga almashtirishingiz mumkin (D.5- rasm). Bunda $I_N = I_{SC}$ va $R_N = R_T (= V_{OC}/I_{SC})$ bo'lishini osonlikcha ko'rsatish mumkin. Yuqorida keltirilgan ikkita misol uchun Norton ekvivalenti D.6- rasmda ko'rsatilganidek bo'ladi.



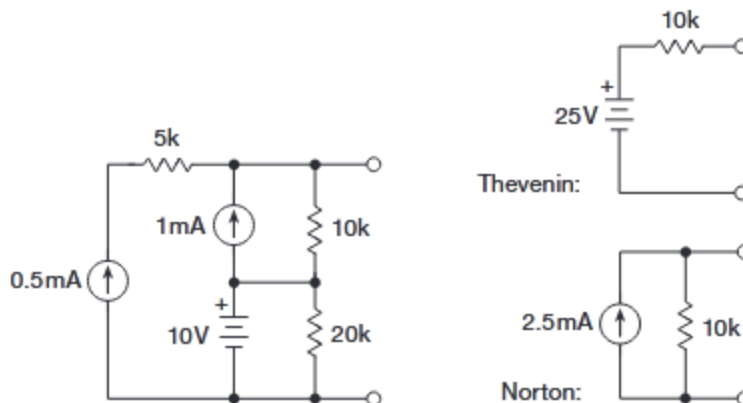
D.5- rasm. Norton ekvivalent sxemasi: tok manbasi rezistorga parallel ulangan



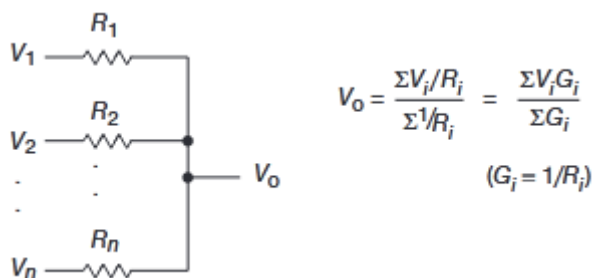
D.6- rasm. D.3 (A) va D.4-rasmlaridagi sxemalarning (B) Norton ekvivalentlari.

D.3 Boshqa misol

D.7- rasmda murakkab bo'lib ko'ringan sxema keltirilgan. Bu sxemada $V_{OC} = 25 V$ ekanligini osonlikcha ko'rish mumkin (10 k lik rezistorning quyi uchi +10 V kuchlanish manbasida o'tiribdi, uning yuqori uchiga 1.5 mA tok oqib kirmoqda, shunda $I_{SC} = 2.5 mA$ bo'ladi (10 V kuchlanish 10 k qarshilikka berilgan plyus ikkita tok manbasining toki). Bundan ko'rsatilgan ekvivalent sxemalarga kelasiz.



D.7- rasm. Murakkab bo'lib ko'ringan sxemaning Thevenin va Norton ekvivalentlari.



D.8- rasm. Parallel sxema uchun Millman teoremasi.

Millman teoremasi (parallel generator teoremasi nomi bilan ham ia'lum) foydali amaliy instrument bo'lib, bir necha parallel tarmoqlariga ega bo'lgan sxemalarga ishingiz tushsa, yordam berishi mumkin. Teoremaning mazmuni D.8-rasmda ko'rsatilgan, unda bir necha V_i kuchlanishlar to'plami muvofiq R_i rezistorlari bilan V_0 chiqish kuchlanishini hosil qiladi. Bu harf $V_0 = (\sum V_i G_i) / \sum G_i$ ifodasiga ega, bunda G_i o'tkazuvchanlik bo'lib $G_i \equiv 1/R_i$ ga teng. V_i kirish kuchlanishlari erga nisbatan bo'ladi va kuchlanish bo'luvchisini hosil qiladi. Millman teoremasi umumiy zanjir teoremasidan kelib chiqqan bo'lib, I_k kirish toklarini qo'shish bilan umumlashtirilgan shaklga keltirilishi mumkin; toklarning summasi kasrning suratiga qo'shiladi (ammo uning ketma-ket qarshiligi, bo'lgan holda, mahrajda ko'rsatilmagan).

LC BATTERWORTH FILTRI

E-ilova

Aktiv filtrlar (6-bobni ko'ring) past chastotalarda yaxshi ishlaydi, ammo radiochastotalarga kelganda, operatsion kuchaytirgichlarning yuksalish tezligi va chastota ko'lamini cheklangani sababli, ular qoniqarli ishlamaydi. 100 kHz va undan yuqori chastotalarda (ba'zi hollarda pastroq chastotalarda ham) induktiv g'altak va kondensatorlardan tashkil topgan filtr ishlatish eng yaxshi echim hisoblanadi. (O'ta yuqori va mikroto'lqinli chastotalarda bu "komponentlar to'dasi" bilan yaratilgan filtrlarning o'rnini stripline liniyalari (uzun liniyalar) va rezonatorlar bosadi). Aktiv filtrlarga kelganda, LC filtrlar yaratishda juda ko'p usullar bo'lib, muvofiq filtr xarakteristikalarini ham ko'p. Misol uchun, siz klassik deb hisoblangan Butterworth, Chebyshev va Bessel filtrlarini loyihalashingiz mumkin. Bularning har biri past va yuqori chastotali, bandpass va band-reject variantlarda bo'lishi mumkin. Butterworth filtrini yaratish eng oson bo'lgani sababli biz quyidagi bir necha varaqda past chastotali va yuqori chastotali Butterworth filtrlarini loyihalashga doir barcha kerakli informatsiyani keltirishga harakat qildik.

E.1 Past chastotali filtr

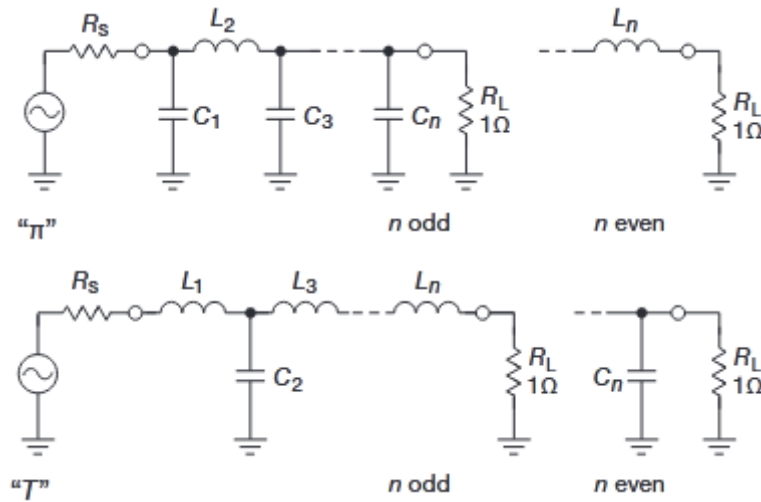
E.1-jadvalda tartib raqami turli bo'lgan past chastotali filtr uchun kerak bo'lgan induktivlik va sig'implarning normalizatsiya qilingan qiymatlari keltirilgan. Bularni ishlatib haqiqiy filtr yaratish mumkin, faqat bunga chastota bilan quyidagi impedansni masshtablash qoidalari qo'shiladi:

$$L_n(actual) = \frac{R_L L_n(table)}{\omega},$$

$$C_n(actual) = \frac{C_n(table)}{\omega R_L},$$

bunda R_L yuklamaning impedansi va ω burchak chastotasi bo'ladi ($\omega = 2\pi f$).

E.1-jadvalda ikki: (a) signal manbasi va yuklamaning impedansi o'zaro teng va (b) signal manbai yoki yuklamadan birining impedansi ikkinchisidan ancha katta bo'lgan hollar uchun, qutblar soni ikkita-dan sakkiztagacha bo'lgan past chastotali filtrning normalizatsiya qilingan induktivlik va sig'implarining qiymatlari keltirilgan. Jadvaldan foydalanish uchun avval Butterworth chastota xarakteristikasiga asoslangan filtrning (6.30-rasmda grafiklari keltirilgan) sizga kerak bo'lgan qutblar soni tanlanadi. Ikkinchi qadamda keltirilgan tenglamalardan foydalanib filtr konfiguratsiyasi (sxemasi) (T yoki π ; E.1-rasmni ko'ring) va komponentlar kattaliklarining qiymatlari aniqlanadi. Signal manbai va yuklama impedanslari o'zaro teng bo'lgan filtr keltirilgan sxemalar to'g'ri keladi; π -sxemasi afzarroq bo'lishi mumkin. Yuklama impedansi impedansi signal manbasining impedansida ancha katta (kichik) bo'lgan hollarda T (π) sxemasi ishlatiladi.



E.1-rasm. π va T konfiguratsiyadagi filtr sxemalari. E.1-jadval va matnga qarang.

E.2 Yuqori chastotali filtr

Yuqori chastotali filtr loyihalaganda yuqorida keltirilgan tartibga amal qilinib, avval filtrning qutblarning kerakli soni tanlanadi. Ikkinchi qadamda universal past chastotali filtr yuqori chastotali filtrga E.2-rasmda ko'rsatilganidek, transformatsiya qilinadi, bunda oddiygina induktivliklar o'rniga sig'img'lar va sig'img'lar o'rniga induktivliklar joylashtiriladi. Komponentlar kattaliklarining haqiqiy qiymatlari E.1-jadvalda keltirilgan normalizatsiya qilingan qiymatlarini olib, quyidagi tenglamalarga kerakli chastota va impedanslar masshtabi quyidagi qoida bo'yicha kiritiladi:

$$L_n(actual) = \frac{R_L}{\omega C_n(table)},$$

$$C_n(actual) = \frac{1}{R_L \omega L_n(table)}.$$

E.3 Filtr misollari

Quyida past va yuqori chastotali filtrlarni loyihalash misollari keltirilgan.

I misol. Signal manbai va yuklamaning impedansi 75Ω bo'lgan besh qutbli past chastotali filtr loyihalang, filtrning kesim chastotasi (-3 dB) 1 MHz bo'lishi kerak. Induktiv g'altaklar sonini minimizatsiya qilish maqsadida biz filtrning π konfiguratsiyasini ishlatamiz. Masshtablash qoidasi bizga quyidagini beradi:

$$C_1 = C_5 = \frac{0.618}{2\pi \times 10^6 \times 75} = 1310 \text{ pF},$$

$$L_2 = L_4 = \frac{75 \times 1.618}{2\pi \times 10^6} = 19.3 \text{ } \mu\text{H},$$

$$C_3 = \frac{2}{2\pi \times 10^6 \times 75} = 4240 \text{ pF}.$$

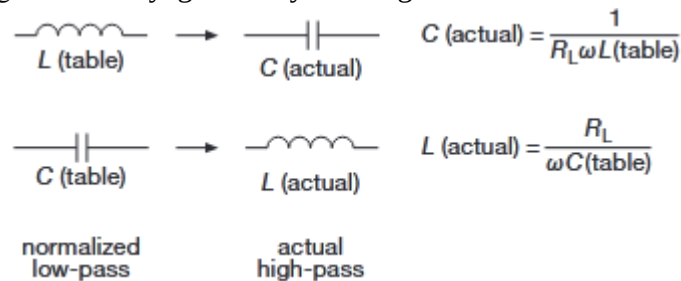
Table E.1 Butterworth Lowpass Filters^a

$\pi \rightarrow R_S$	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7	L_8
$T \rightarrow 1/R_S$	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7	C_8
$n = 2$	$\begin{cases} 1 \\ \infty \end{cases}$	$\begin{cases} 1.4142 \\ 1.4142 \end{cases}$	$\begin{cases} 1.4142 \\ 0.7071 \end{cases}$					
$n = 3$	$\begin{cases} 1 \\ \infty \end{cases}$	$\begin{cases} 1.0000 \\ 1.5000 \end{cases}$	$\begin{cases} 2.0000 \\ 1.3333 \end{cases}$	$\begin{cases} 1.0000 \\ 0.5000 \end{cases}$				
$n = 4$	$\begin{cases} 1 \\ \infty \end{cases}$	$\begin{cases} 0.7654 \\ 1.5307 \end{cases}$	$\begin{cases} 1.8478 \\ 1.5772 \end{cases}$	$\begin{cases} 1.8478 \\ 1.0824 \end{cases}$	$\begin{cases} 0.7654 \\ 0.3827 \end{cases}$			
$n = 5$	$\begin{cases} 1 \\ \infty \end{cases}$	$\begin{cases} 0.6180 \\ 1.5451 \end{cases}$	$\begin{cases} 1.6180 \\ 1.6944 \end{cases}$	$\begin{cases} 2.0000 \\ 1.3820 \end{cases}$	$\begin{cases} 1.6180 \\ 0.8944 \end{cases}$	$\begin{cases} 0.6180 \\ 0.3090 \end{cases}$		
$n = 6$	$\begin{cases} 1 \\ \infty \end{cases}$	$\begin{cases} 0.5176 \\ 1.5529 \end{cases}$	$\begin{cases} 1.4142 \\ 1.7593 \end{cases}$	$\begin{cases} 1.9319 \\ 1.5529 \end{cases}$	$\begin{cases} 1.9319 \\ 1.2016 \end{cases}$	$\begin{cases} 1.4142 \\ 0.7579 \end{cases}$	$\begin{cases} 0.5176 \\ 0.2588 \end{cases}$	
$n = 7$	$\begin{cases} 1 \\ \infty \end{cases}$	$\begin{cases} 0.4450 \\ 1.5576 \end{cases}$	$\begin{cases} 1.2470 \\ 1.7988 \end{cases}$	$\begin{cases} 1.8019 \\ 1.6588 \end{cases}$	$\begin{cases} 2.0000 \\ 1.3972 \end{cases}$	$\begin{cases} 1.8019 \\ 1.0550 \end{cases}$	$\begin{cases} 1.2470 \\ 0.6560 \end{cases}$	$\begin{cases} 0.4450 \\ 0.2225 \end{cases}$
$n = 8$	$\begin{cases} 1 \\ \infty \end{cases}$	$\begin{cases} 0.3902 \\ 1.5607 \end{cases}$	$\begin{cases} 1.1111 \\ 1.8246 \end{cases}$	$\begin{cases} 1.6629 \\ 1.7287 \end{cases}$	$\begin{cases} 1.9616 \\ 1.5283 \end{cases}$	$\begin{cases} 1.9616 \\ 1.2588 \end{cases}$	$\begin{cases} 1.6629 \\ 0.9371 \end{cases}$	$\begin{cases} 1.1111 \\ 0.5776 \end{cases}$
								$\begin{cases} 0.3902 \\ 0.1951 \end{cases}$

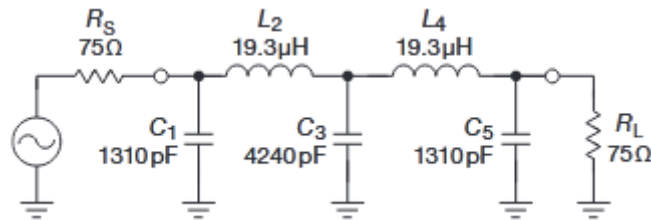
Notes: (a) Values of L_n , C_n for 1Ω load resistance, and cutoff frequency (-3dB) of 1 rad/s . See text for scaling rules.

Izoh: L_n va C_n qiymatlari 1Ω yuklama qarshiligiga mo'ljallangan, kesim chastotasi (-3 dB) 1rad/s . Masshtablash qoidasini matnda ko'ring.

Loyihalangan filtr sxemasi E.3-rasmda keltirilgan. Signal impedansi bilan yuklama imedansi teng bo'lgan filtrda mavjud bo'lgan simmeriyaga ahamiyat bering.



E.2-rasm. Past chastotali filtrning yuqori chastotali filtrga transformatsiya bo'lishi.

E.3-rasm. 1-misol uchun sxema. Beshta qutbli 1MHz li past chastotali filtr. Signal manbai va yuklama impedanslari o'zaro teng.

II misol. Signal manbasining impedansi 50Ω va yuklama impedansi 10 k , kesim chastotasi 100 kHz bo'lgan uch qutbli past chastotali filtr loyihalangan. $R_S \ll R_L$ bo'lgani sababli biz T ko'nfiratsiyani tanlaymiz. $R_L = 10\text{ k}$ uchug masshtablash qoidasi quyidagini beradi:

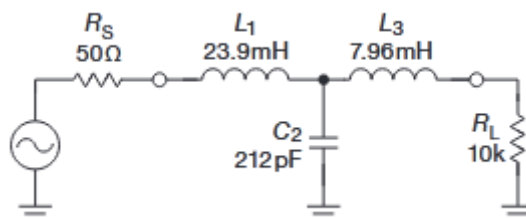
$$L_1 = \frac{10^5 \times 1.5}{2\pi \times 10^5} = 23.9\text{ mH},$$

$$C_2 = \frac{1.3333}{2\pi \times 10^5 \times 10^4} = 212 \text{ pF},$$

$$L_3 = \frac{10^4 \times 0.5}{2\pi \times 10^5} = 7.96 \text{ mH}.$$

Loyihalangan filtr sxemasi E.4-rasmda keltirilgan.

III misol. Signal impedansi nol bo'lgan (kuchlanish manbasi) va yuklama qarshiligi 75Ω , kesim chastotasi 10 MHz bo'lgan to'rt qutbli filtr loyihalang. Biz, avvalgi misoldek, $R_S \ll R_L$ bo'lgani sababli T-konfiguratsiyali filtrni ishlatamiz.



E.4-rasm. II misol sxemasi. Uch qutbli 100 kHz, manbasi 50Ω , yuklamasi 10 k past chastotali filtr. Shunda masshtablash qoidasi bizga quyidagini beradi

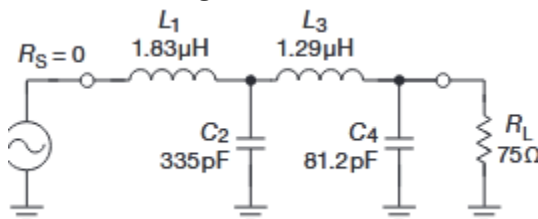
$$L_1 = \frac{75 \times 1.5307}{2\pi \times 10^7} = 1.83 \mu\text{H},$$

$$C_2 = \frac{1.5772}{2\pi \times 10^7 \times 75} = 335 \text{ pF},$$

$$L_2 = \frac{75 \times 1.0824}{2\pi \times 10^7} = 1.29 \mu\text{H},$$

$$C_4 = \frac{0.3827}{2\pi \times 10^7 \times 75} = 81.2 \text{ pF}.$$

Filtrning to'liq sxemasi E.5-rasmda keltirilgan.



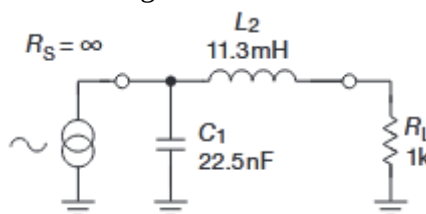
E.5-rasm. III misol sxemasi. To'rt qutbli 10 MHz, kuchlanish manbasi kirishida va yuklamasi 75Ω past chastotali filtr.

IV misol. Signal tok manbasidan beriladigan, yuklama imedansi 1 k, kesim chastotasi 10 kHz bo'lgan past chastotali filtr loyihalang. $R_S \gg R_L$ bo'lgani sababli filtrning π konfiguratsiyasini ishlatamiz. Masshtablash qoidalari quyidagini beradi:

$$C_1 = \frac{1.4142}{2\pi \times 10^4 \times 10^3} = 0.0225 \mu\text{F},$$

$$L_2 = \frac{10^3 \times 0.7071}{2\pi \times 10^4} = 11.3 \text{ mH}.$$

Filtrning to'liq sxemasi E.6-rasmda keltirilgan.



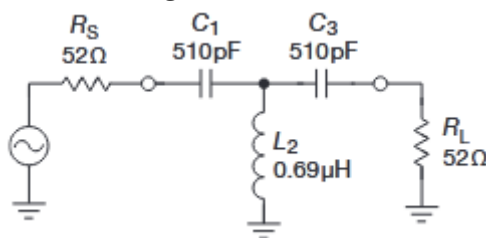
E.6-rasm. IV misol sxemasi. Ikki qutbli, 10 kHz, tok manbasi kirishida va 1 k yuklamali past chastotali filtr.

V misol. Signal manbaining va yuklama impedansi 52Ω , kesim chastotasi 6 MHz bo'lgan uch qutb:

$$C_1 = C_3 = \frac{1}{52 \times 2\pi \times 6 \times 10^6 \times 1.0} = 510 \text{ pF},$$

$$L_2 = \frac{52}{2\pi \times 6 \times 10^6 \times 2.0} = 0.690 \text{ } \mu\text{H}.$$

Filtrning to'liq sxemasi E.7-rasmda keltirilgan



E.7-rasm. V misol sxemasi. Uch qutbli 6 MHz yuqori chastotali filtr signal manbasi va yuklama impedanslari o'zaro teng.

Passiv filtrlarni loyihalash sohasi juda boy va rangbarang va biz bu erda keltirgan Batterworth filtrlarining jadvali bu sohaga kirish yuzalarini timdalagani ham emasligini qayd etishimiz kerak.

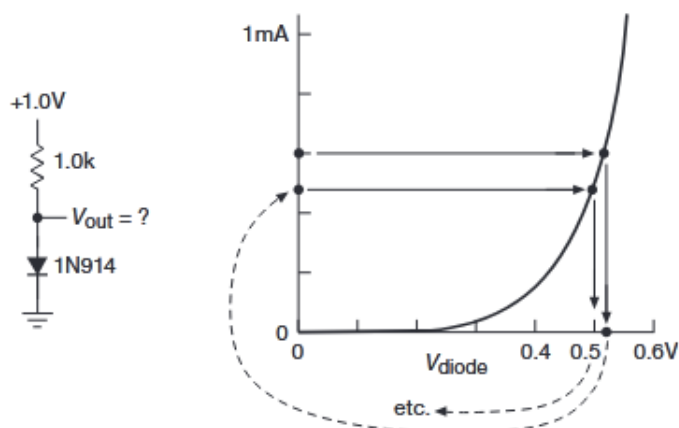
YUKLASH LINIYALARI

F-ilova

“Yuklash liniyasi” grafik usuli odatda elektronika darsliklarida vaqtli paydo bo'ladi. Biz bu mavzuni e'tiborsiz qoldirganimizning sababi tranzistorli sxemalarda, elektron lampalar sxemotexnikasida bo'lganidek, buning shunchaki foydasi yo'q. SHunday bo'lsa ham ba'zi nochiziqli qurilmalarni (misol uchun, tunnel diodlar) analiz qilganda bu usul foydali bo'ladi va konseptual instrumen sifatida har holda foydali.

F.1 Misol

Keling mavzuni misoldan boshlaylik. Aytaylik, sizga F.1-rasmdagi diodda hosil bo'lgan kuchlanish tushuvini aniqlash kerak bo'lib qoldi. Sizga ana shu diodning volt-amper xarakteristikasi ($V - I$) ma'lum deb olaylik (bu xarakteristika ishlab chiqarish sababli hosil bo'lgan hamda temperatura ta'siridagi chekinishlariga ega, albatta); xarakteristikaning ko'rinishi rasmda keltirilgan grafikka o'xshasa kerak. Siz qanday qilib diodning sokinlik nuqtasini⁹ topasiz?



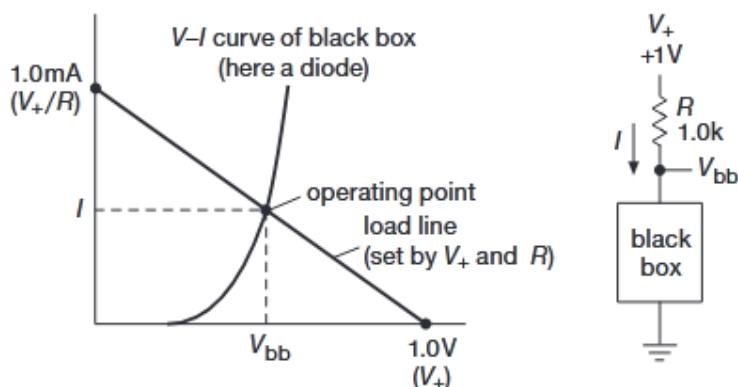
F.1-rasm. Iteratsiya usuli bilan diodning ishchi nuqtasini aniqlash

Ussullarda birida tokning taxminiy qiymati topish uchun uning aytaylik 0.6 mA qiymati olinib, shu tok rezistorda hosil qiladigan kuchlanish tushuvini xarakteristikadan muvofiq topiladi (har bir tok qiymatiga aniq kuchlanish to'g'ri keladi). Yana yangi tok qiymati olinib, (bizning misolda, 0.48 mA) unga

⁹ Sokinlik nuqtasini yana *ishchi nuqta* deb ham atashadi. Bu nuqta sxemada as signal bo'lmagan holdagi dc tok va kuchlanish qiymatlari bilan belgilanadi.

to'g'ri kelgan kuchlanish aniqlanadi. Bu iteratsiya usuli F.1-rasmda ko'rsatilgan. Bir necha iteratsiya qilinganda bu usul sizga natijani beradi, ammo bu usulni juda ham yaxshi deb bo'lmaydi.

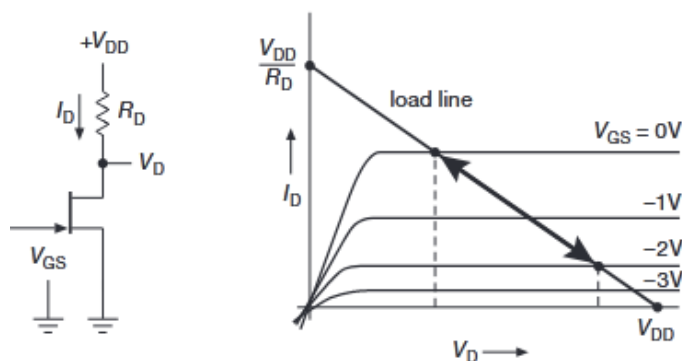
Yuklanish liniyasi usuli bunday masalaning echimini juda tez beradi. Aytaylik, sxemada diodning o'rniga boshqa bir qurilma ulangan; 1.0 k rezistor qurilmaning yuklamasi vazifasini bajaradi. Endi rezistordagi kuchlanishning hosil qilgan tokiga bo'lgan bog'liqligini ko'rsatuvchi chiziq (ya'ni rezistorning volt-ampere xarakteristikasi) chiziladi. Bu juda oson amal ekanligini ko'rish mumkin: kuchlanish nolga teng bo'lganida tok qiymati V_+/R bo'ladi (rezistorda manba kuchlanishining to'liq qiymati tushadi); kuchlanish tushuvi V_+ volt bo'lganida tok qiymati nolga teng bo'ladi. endi ana shu kuchlanish – tok koordinatlariga qurilmaning volt –ampere xarakteristikasi chiziladi. Ishchi nuqta shu ikki chiziqning kesishgan nuqtasiga to'g'ri keladi (F.2-rasm).



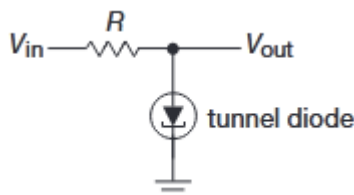
F.2- rasm. “Yuklash liniyasi”sizga ishchi nuqtani bevosita aniqlashga imkon beradi.

F.2 Uch terminalli qurilma

Yuklanish liniyasi uch terminalli qurilmalarda (misol uchun, elektron lampa, tranzistorda) ham, ularning volt-ampere xarakteristikasiga chizilib, ishlatilishi mumkin. F.3-rasmda depletion mode FET tranzistorning chiqish volt-ampere xarakteristikalariga chizilgan yuklanish liniyasi ko'rsatilgan, har bir tranzistorning xarakteristikasi o'zining gate-source kuchlanishiga muvofiq chizilgan. Kirishga berilgan gate-source kuchlanining o'zgarish ko'lamidan yuklanish liniyasi vositasida (kirish kuchlanishi yuklanish liniyasi bo'ylab o'zgarganida, maksimal va minimal chegaralari muvofiq chiqish kuchlanishining minimal – maksimal chegaralariga to'g'ri keladi) chiqish kuchlanishining o'zgarish ko'lami aniqlanadi. Bu misolda, biz bu amalni bajarib, gate kuchlanishining yerdan – 2 Vgacha o'zgarishlari (kirish) muvofiq drain kuchlanishining o'zgarishlariga sabab bo'ldi (chiqish). Bu usul juda qulay bo'lib ko'rinsa ham, FET tranzistorli sxemalarda ancha cheklanishlarga ega va buning bir juft sabablari bor. Bir tomondan yarimo'tkazgichli qurilmalar uchun ishlab chiqaruvchilar nashr qiladigan xarakteristikalar “tipik” bo'lib, real xarakteristikalar ulardan besh barobargacha farq qilishi mumkin. Agar bu xarakteristikalar o'zining to'rtinchi bir qiymatigacha qisqarib qolganda siz chizgan yuklash liniyasining holati qanday bo'lishini tasavvur qilib ko'ring! Ikkinchidan, diod aslida logarifmik xarakteristikali qurilma bo'lgani sababli, chiziqli yuklash liniyasi faqat juda tor bo'lgan xarakteristika qismi uchun to'g'ri natija berishi mumkin xolos. Va nihoyat, biz bu kitobda ishlatgan grafiqsiz usul qattiq jismlar uchun to'liqligicha qoniqarli bo'ladi. Yana bu usullar siz ishonib ishlatmoqchi bo'lgan parametrlarni aniq ifodalab beradi (r_e , I_C ning V_{BE} va T ga bog'liqligi va h.k.), bularga nisbatan (β , V_{er}) kabi parametrlar mavhum bo'lib keng ko'lamda o'zgarib turishi mumkin. Tranzistorlarning xarakteristikalarida chizilgan yuklash liniyasi sizni adashtirishi mumkin, chunki real xarakteristikalar nashr qilinganlariga nisbatan ancha tarqoq bo'ladi.



F.3- rasm. Uch terminalli qurilmada yuklanish liniyasini ishlatish.

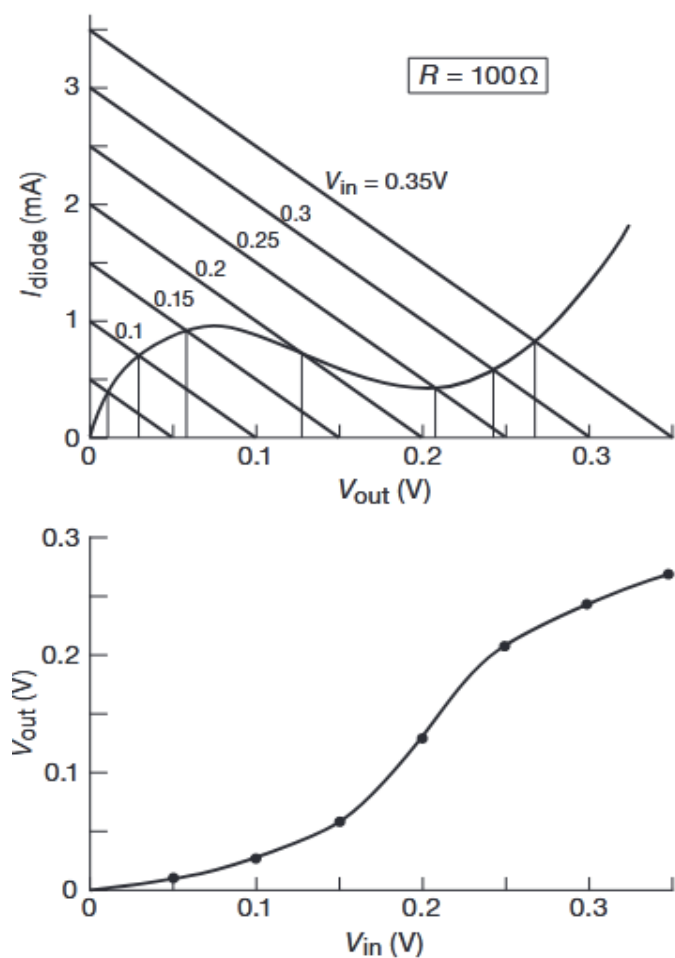


F.4-rasm. Tunnel diodi: ikki terminalli nochiziqli, xarakteristikasida manfiy qarshilik bo‘lagi mavjud bo‘lgan qurilma (F.5-rasmni ko‘ring).

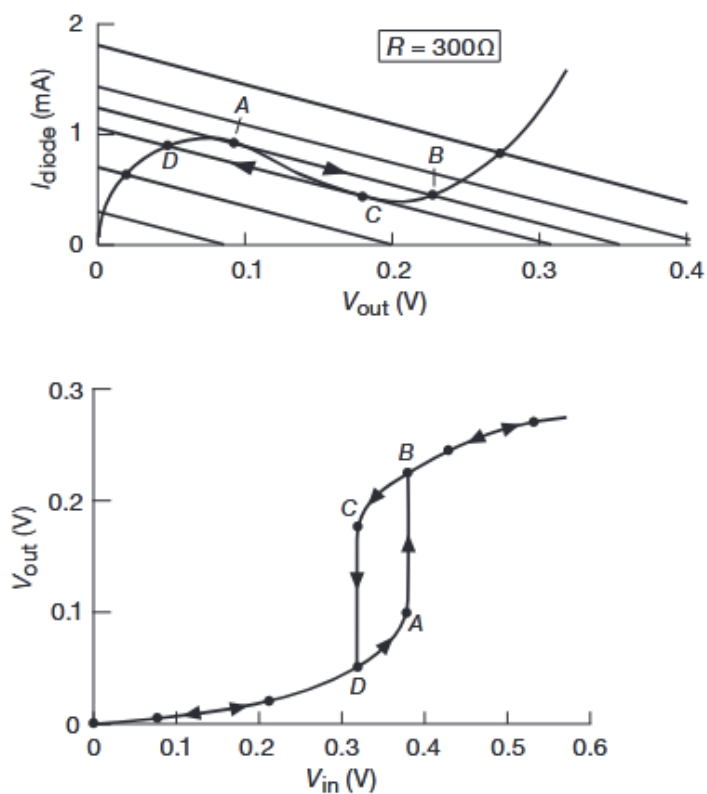
F.3 Nochiziqli qurilmalar

Yuklash liniyalari, xarakteristikasi o‘ta nochiziqli bo‘lgan qurilmalarning sxemalarda ishlash tabiatini tushunishga imkon beradi. Tunnel diodlar misoli ikkita qiziqarli omilni namoyish qilib beradi. Keling F.4-rasmda keltirilgan sxemani analiz qilaylik. Bunda, avvalgi misoldagidek V_{in} manba kuchlanishi vazifasini bajaradi. Shunda signalning o‘zgarishlari, qurilmaning volt-ampere xarakteristikasini kesib o‘tgan, parallel yuklash liniyalari oilasini yaratadi (F.5-rasm). Sxemada keltirilgan qiymatlar qarshiligi $100\ \Omega$ yuklama rezistori uchun berilgan. Kirish kuchlanishining o‘zgarishlari tunnel diodi xarakteristikasining manfiy qarshilik bo‘lagidagi yuklash liniyasiga to‘g‘ri kelgan qismida, chiqish kuchlanishi tez o‘zgarganini ko‘rishingiz mumkin. V_{in} kirish kuchlanishining turli qiymatlariga (alohida yuklash liniyasini kesib o‘tgan nuqtalarida) to‘g‘ri kelgan V_{out} chiqish kuchlanishlarining qiymatlarini olib (ularning x o‘qiga tushgan proeksiyalarini) nuqtalarni birlashtirsak, biz sxemaning “o‘tish” xarakteristikasini chizgan bo‘lamiz. Shu sxema kirish kuchlanishi 0.2 V bo‘lgan nuqta atrofida kuchlanishni kuchaytirish efektiga ega.

Yuklash liniyasi diod xarakteristikasining o‘rta qismiga nisbatan yuzakiroq bo‘lgan hollarda qiziq hodisani ko‘rish mumkin. Buna yuklama qarshiligi qiymati diodning manfiy qarshilik qiymatidan ortgan bo‘ladi. SHunda yuklash liniyasi diod xarakteristikasini F.6-rasmda ko‘rsatilganidek, ikkita nuqtasida kesib o‘tadi. O‘tib borgan kirish signali yuklash liniyalarini surib, kesishish nuqtasi boradigan joyi qolmaguncha olib boradi va shunda V_{out} chiqish kuchlanishining kattaroq qiymatiga sakrab o‘tish sodir bo‘ladi. Qaytish yo‘lida yuklash liniyalari kesishish nuqtasini quyi tomon surib borib, qayta orqaga sakrashni ssodir qiladi. Shunda umumiy o‘tish xarakteristikasida, ko‘rsatilganidek, gisterezis hosil bo‘ladi. Tunnel diodlarning shu xususiyati tezkor kommutatsiya sxemalarida (triggerlarda) ishlatilgan.



F.5-rasm. Tunnel diodi sxemasidagi yuklash liniyalari va o'tish xarakteristikasi

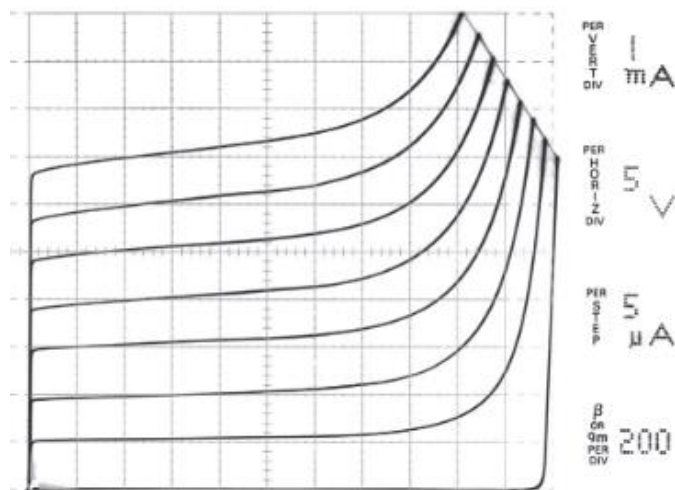


F.6-rasm. Tunnel diodli sxemada $|R_{load}| > |R_{neg}|$ bo'lgan qismida gisteresis hosil bo'lib diodning kommutatsion sifatleri namoyon bo'ladi.

XARAKTERIOGRAF

G-ilova

Bipolyar (2-bob) va maydon effektli tranzistorlar (3-bob)xususiyatlarini o'rganish uchun xarakteriograf yaxshi o'lchash va sinash vositasi bo'ladi. Ingliz tilida uni *curve tracer* deb nomlashadi. Sodda qilib aytganda xarakteriograf tranzistorning chiqish volt- amper xarakteristikalarini oilasini har xil qiymatlardagi baza toklari uchun chizib beradi (yoki siz Ebers – Moll bo'lmaqchi bo'lsangiz, baza kuchlanishlari uchun chizadi). Shunda tranzistorning kollektor tokini cheklash va o'rnatish uchun kollektor rezistorlari¹⁰ ishlatiladi. G.1-rasmda bir uyum 2N3904 tranzistorlar ichidan tanlab olingan namusining xarakteriograf chizib bergan chiqish volt-amper xarakteristikasini ko'rishingiz mumkin. Unda tranzistorning baza toki pog'onalar 5 μ A dan ko'paytirib borilgan, kollektor kuchlanishi bo'lsa har bir baza tokida 0 dan 50 Vgacha o'zgarib turgan (sweeping). Kollektor kuchlanishi katta bo'lganida tranzistorning beta koeffitsienti kattalashganini aniq ko'rishingiz mumkin va tranzistor kollektor tokining keskin ortib ketishi 50 Vdan kichik bo'lgan kuchlanishlarda boshlanishini ko'rasiz (bu tranzistorning maksimal V_{CEO} kuchlanishi 40 V qilib, spetsifikatsiyasida o'rnatilgan). Bu xarakteriograf sizga grafikning mashtabini, β koeffitsientining bir bo'linmaga to'g'ri kelgan " β per div" qiymatini, bu tranzistor namunasining beta koeffitsienti 200 atrofida ekanligini ko'rib turibsiz (datasheetda keltirilgan qiymatlari $100 \leq \beta \leq 300$, $I_C = 10 \text{ mA}$). Xarakteriograf o'zaro yaqin turgan xarakteristikalarda beta qiymatini osonlikcha hisoblab aniqlaydi. Achinarlisi shuki, bu ananaviy xarakterioagraflar savdodan yo'qolib bormoqda va T&M (test and measurements) ishlab chiqaruvchilari va hatto tabarruk Tektronixning mahsulot chizig'idan yo'qolib ketdi. Ammo siz shu kunlarda ham xarakteriograf ishlatilganini ko'rishingiz mumkin, misol uchun, eBayda uning narxi ming dollar yoki undan ham ortiq. Xarakteriograf vazifasini bajaradigan zamonaviy mo'chazgina o'lchash qurilmasini Agilent ishlab chiqaradi, narxini so'raganda o'tirib turishingiz kerak; ular Semiconductor Parameter Analyser (model 4155C) yoki Power Device Analyser/ Curve tracer (model B1505A) nomlari bilan sotiladi.



G.1-rasm. Tektronix 576 xarakteriografining displeyidagi 2N3904 tranzistorining chiqish volt-amper xarakteristikalarini.

Bu xarakterioagraflardan arzonroq muqobili bo'lgan "source-measure-unit" (SMU) ajoyib o'lchash va sinash vositasi sifatida sinalgan tranzistorga kuchlanish va tok beriladigan manba tanlangan terminaliga ulab, shu bilan bir vaqtda tok va kuchlanish qiymatlarini o'lchab, o'zgartirib turishi mumkin. Sinaladigan tranzistorga beradigan kuchlanish dc ramp, step yoki impuls ko'rinishda bo'lishi mumkin.

¹⁰ Tranzistor xarakteristikasini olganda uning umumiy bazali sxemasida ulashingiz mumkin, sizga shu kerak bo'lsa albatta; xarakteriografning boshkarish dastaklari juda ko'p.

kin, olingan natijalarni noutbuk dispeyiga chiqarib ko'rishingiz mumkin; bir xil tranzistorlarni sinaganda olingan barcha natijalarni xotirada saqlab, parametrlarning yoyilish ko'lamni ko'rishingiz mumkin. Keling misolni ko'raylik, (8.39-rasm) yoki 3x-bobdagi "Power transistors for Linear Amplifiers" mavzusida biz SMUdan olgan barcha xarakteristikalarini keltirganmiz.

TRANSMISSIYA LINIYALARI VA IMPEDANSLARNI KELISHTIRISH

H-ilova

N.1 Transmissiya liniyalarining xususiyatlari

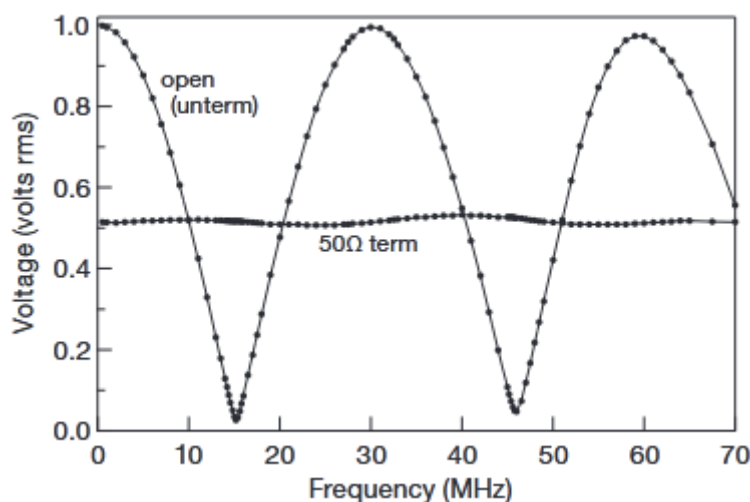
§12.9da biz transmissiya liniyalariga (signalni bir qurilmadan ikkinchisiga etkazish) kirish qilgan edik. Ular asosan koaksial kabel ("coax"), misol uchun "BNC cable" (RG-58 turdagi kabelning har bir uchida BNC konnektorlar mavjud) shaklida bo'lib elektron qurilmalarni signal bo'yicha o'zaro ulab turishga mo'ljallangan bo'ladi. Bunday kabellar, past chastotali signallar uchun yaxshi izolyasiya qilingan, sig'imi $\sim 30 \text{ pF/ft}$ bo'lgan kommutatsion sim vazifasini bajarishini biz aytib o'tgan edik. Ammo yuqori chastotalarda (aytaylik signal to'lqin uzunligining kam deganda $1/20$ qismiga teng uzunlikdagi kabel) tabiati mutlaqo boshqa bo'ladi: g'alati misol sifatida, uzoqdagi uchi ochiq kabel, istehzo bilan qayd etsak, yuqori chastotalarda uzunligi signal to'lqin uzunligining $\lambda/4$ qismiga teng bo'lganida *qisqa tutashgan* bo'lib qoladi. Uzunligi 5 fut bo'lgan koaksial kabelda bu hodisa 32 MHz chastotali signal uchun sodir bo'ladi. Bu ajib hodisaning muhim xulosalaridan biri, siz shu BNC kabel bilan signal generatorini sinov ostida bo'lgan kirish impedansi katta bo'lgan qurilmaga ulab, signal generatordan kabel orqali qurilmaga o'tishini ta'minlay olmaysiz; buning o'rniga chastotani o'zgartirganingizda signal so'nib yoki juda ko'tarilib ketganini ko'rishingiz mumkin, buning sababi generator uchun yuklamaning impedansi qisqa tutashgan holatidan (signal chastotasi 32 MHzning toq ko'paytmalariga teng bo'lgan holatlarda, ya'ni toq garmonikalari uchun) uzilgan zanjir (32 MHzning juft garmonikalarida) holatidek bo'lib ko'rinadi. Hayron qoldiradigan hodisa shuki, kabelning uzoq uchini 50Ω qarshilikli rezistorga yuklab qo'ysangiz signal chastotasi o'zgarsa ham, amplitudasi konstanta qiymatida kabel orqali o'tganini ko'rishingiz mumkin (shunda yuklamaga kelgan signal amplitudasi yuklanmagan generator chiqishidagi signal amplitudasining yarmiga teng bo'ladi). Kabelning bu nointuitiv xususiyatini N.1-rasmda keltirilgan ossillogrammalardan ko'rishingiz mumkin. Bunday "yuklangan" kabellarning kirish uchidan qaraganda sig'imi to'liq yo'q bo'lib, faqat shu aktiv 50Ω impedans ko'rinadi xolos. Bu yanada nointuitiv hodisa bo'lib chiqdi.

N.1.1 Xarakteristik impedans

Quyidagi oddiy misol (termination) qurilma chiqishini yuklashning ahamiyatini ko'rsatadi: koaksial kabel, Z_0 xarakteristik impedansiga ega, transmissiya liniyasining bir turi hisoblanadi. Bu impedans real qiymatga ega bo'lib, o'zining fizik konstruksiyasiga bog'liq bo'ladi:

$$Z_0 = \sqrt{L/C} = \frac{138}{\sqrt{\epsilon}} \log_{10} \frac{b}{a} \text{ ohm},$$

bunda L va C kabelning uzunlik o'lchash birligiga keltirilgan induktivlik va sig'imi bo'ladi. Xarakteristik impedans faqat kabelning ichki o'tkazgichning tashqi diametri a va tashqi o'tkazgichning b ichki diametri va, ikki o'tkazgichni ajratib turgan izolyasion materialining ϵ dielektrik konstantasiga bog'liq bo'ladi. Transmission liniya orqali tarqalgan to'lqin uchun Z_0 signalning kuchlanishining signalning tokiga bo'lingan qiymatiga teng bo'ladi. Koaksial kabellarning eng keng tarqalgan RG-58 turi-ning impedansi 50Ω bo'ladi (uning geometrik o'lchamlari $a = 0.81 \text{ mm}$, $b = 2.95 \text{ mm}$ va $\epsilon = 2.3$. Shu o'lchamlarga ega kabelning xarakteristik impedansi yuqorida keltirilgan tenglamaga muvofiq $Z_0 = 51 \Omega$ bo'ladi). Bu impedans radiochastotalarda standart bo'lib qolgan, videochastotalarda bo'lsa $Z_0 = 75 \Omega$ standart ishlatiladi; bu turdagi kabelning belgilanishi RG-59. Impulsli elektronikada 93Ω lik (RG-62) turdagi kabelni ko'rishingiz mumkin.



H.1-rasm. Sinusoidal signal ossillyatrlining ochiq chiqishidagi, amplitudasi 1 V bo‘lgan signalni ikkita holdagi ossilligrammalari: uzunligi 10 fut RG-58 (50 Ω) koaksial kabelning uzoqdagi uchi ochiq, va shu kabelning uzoq uchi 50 Ω rezistor bilan tutashtirilgan (yuklangan).

Signalning kabel orqali tarqalish tezligi

$$v_{wave} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon}} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

s – vakuumdagi yorug‘lik tezligining ($3 \times 10^8 m/s$) $1/\sqrt{\epsilon}$ qismiga teng. $1/\sqrt{\epsilon}$ faktori *tezlik faktori* deb ataladi va, egiluvchan koaksial kabellar uchun, qiymati 0,66 dan (qattiq polietilen) 0,80 gacha (ko‘pik polietilen) bo‘ladi. Dielektrik bo‘lmaganida tezlik faktori 1,0ga teng bo‘ladi, ya‘ni, to‘lqinlar havo dielektrikli koaksial liniyasida yorug‘lik tezligida sayohat qilar ekan. Kabelda signal tarqalishi bilan belgilangan “elektr uzunlik” uning fizik L uzunligidan $\sqrt{\epsilon}$ barobar uzun bo‘ladi, ya‘ni $L_{elec} = L_{physical}\sqrt{\epsilon}$. Kabelning induktivligi va sig‘imi faqat cheklangan qiymatlarga ega bo‘lishi mumkin ekanligiga e‘tibor bering, ular qiymatlarining ko‘paytmasi LC yorug‘lik tezligi bilan chegaralangan. Demak, agar xarakteristik impedans va tezlik faktori qiymatlarini bilsangiz kabelning uzunlik o‘lchami birligiga to‘g‘ri kelgan sig‘imini (yoki aksincha) aniqlashingiz mumkin bo‘ladi:

$$C = \frac{\sqrt{\epsilon}}{cZ_0} \text{ Farads/meter}$$

Misol uchun, RG-8 tur kabelining spetsifikatsiyasida ko‘rsatilgan xarakteristik impedansi 52 Ω va tezlik faktori 0,66; yuqrida keltirilgan tenglamadan $C = 97.1 pF/m$ yoki $29.6 pF/ft$, spetsifikatsiyasida keltirilgan $29.6 pF/ft$ qiymatiga juda yaqin bo‘ldi.

A. Eshilgan juft va PCB o‘tkazgich yo‘llari

Transmission liniyalar albatta koaksial geometriyaga ega bo‘lishi shart emas. Zamonaviy eng xaridorqir transmission liniyalar *eshilgan juft* bo‘ladi: unda bir juft izolyasiyalangan sim yumshoq eshilgan bo‘lib, tashqi izolyasiyal material bilan qoplanadi (ko‘p hollarda tashqi izolyasion qobig‘i bo‘lmaydi ham). Bu kabellar bizning davrda transmission liniyalarning asosiy turiga aylanishi mumkin, chunki mahalliy kommunikatsiya liniyalarda (local area network LAN) faqat shu turdagi kabellar ishlatilmoqda. Siz odatda to‘rtta eshilgan juft birlashtirilgan kabelni himoyalovchi qobig‘isiz kabellarni ko‘rasiz; ularni “UTP” (unshielded twisted pair) deb nomlashadi va LAN kabellarning asosiy shakli bo‘lib qolgan. Bu turdagi kabellarning ustiga qobig‘ qoplangan turlari ham bo‘ladi, ular (shielded twisted pair - “STP”) deb nomlanadi. Zamonaviy UTP va STP kabellarning nominal impedansi 100 Ω bo‘ladi va xarakteristiklari bo‘yicha (impedans va attenyuatsiya) 10 Mbps (megabit per second) yoki 100 Mbps bo‘ladi; ularni muvofiq 3- kategoriya va 5- kategoriya deb nomlashadi va farqi kabeldagi simlarning

eshilish qadami bilan belgilanadi. Ularni cat-3 va cat-5 deb ham atashadi¹¹. Shu turdagi kabellar ishlatilgan lokal tarmoqni (Ethernet LAN) “10 baseT” va 100 base TX” deb nomlashadi, bunda “T” “twisted” eshilgan liniyani bildiradi; “thinnet” koaksial Ethernet kabellar “10base2” bilan belgilanadi. Katta tezlikda ishlaydigan elektronika printlangan platalarda elementlarning o‘zaro ulanishini transmission liniyalar shaklida bo‘lishi talab etiladi. §1x.1 bobdagi mavzuda biz *microstrip* transmission liniyalarni tushuntirgan edik, ular, printlangan plata yuzasida shakllantirilgan yupqa o‘tkazgich tasmasi bo‘lib, tagidagi izolyasion platada uning yerga ulangan jufti shakllantirilgan bo‘ladi. Buning keng ishlatiladigan variantida ikki tomondan yerga ulangan himoyalovchi o‘rnatilgan liniya *grounded coplanar waveguide* (GCPW) deb ataladi. Ular to‘liq yopiq tasma (stripline) geometriyasida yaratilgan bo‘lib, undagi o‘tkazgich (lar) ikkita yerga ulangan tasma orasiga joylashtirilgan bo‘ladi.

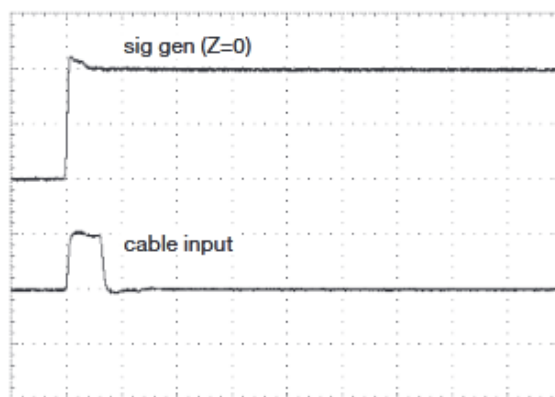
H.1.2 Kabelni yuklash: impuls

Past chastotalarda (to‘lqin uzunligi kabeldan ancha uzun bo‘lganida) transmission liniyalar, tipik sig‘imi 30 pF/ft bo‘lgan kondensatordek bo‘ladi. Ammo katta chastotalarda, yoki, shunga ekvivalent bo‘lgan katta yuksalish tezligiga ega signallar bilan ishlaganda transmission liniyaning tabiati boshqacha bo‘ladi. N.1-rasmda rasmda ko‘rsatilgan transmission liniyaning g‘aroib tabiatini tushunish uchun uning kirishiga oddiy impuls berib ko‘rish foydali bo‘ladi. Aytaylik, chiqish impedansi 50Ω bo‘lgan (signal generatorlari, funksional generatorlar va impulsli generatorlarning standart chiqish impedansi) tezkor impuls generatorini, uzoq uchi qisqa tutashtirilgan 50Ω lik koaksial kabel kirish uchiga uladik. Impuls birinchidan Z_0 impedansda yo‘q bo‘lib qoladi (signal amplitudasi yuklanmagan generator chiqishidagi signal amplitudasining yarmini tashkil qiladi), ammo generatordan chiqqan impuls transmission liniyaning qisqa tutashtirilgan uzoq uchidan aks etib, teskari qutbda generatorga qaytib keladi (N.2-rasm). Liniyaga berilgan signal yuksalish tezligi juda katta bo‘lgan qadam bo‘lsa, aks etib, qaytib kelgan signal impuls shakliga o‘zgaradi (N.3-rasm). Liniyaning uzoq uchi ochiq bo‘lganda (qisqa tutashmagan) qaytib kelgan signalning qutbi o‘zgarmaydi va effektning ko‘rinishi N.4-rasmdagidek bo‘ladi. Yuklama rezistorining qarshiligi R boshqa qiymatlarga ega bo‘ladigan hollarda qaytib kelgan signal amplitudasining yuborilgan signal amplitudasiga nisbati (refleksiya koeffitsienti) quyidagi formula bilan ifodalalanadi:

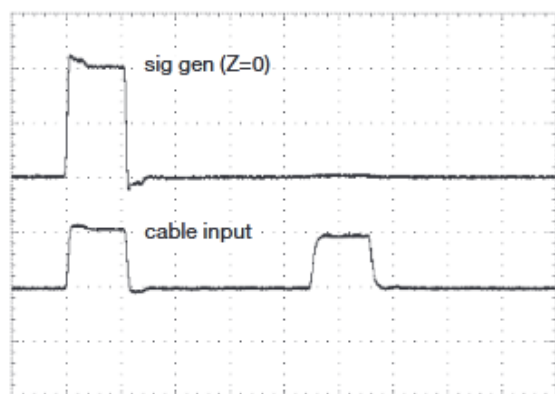
$$\rho = A_r/A_i = (R - Z_0)/(R + Z_0).$$

Liniyani yuklagan qarshilik $R = Z_0$ bo‘lgan holda signal undan aks etmasligiga ahamiyat bering. SHunda liniya kirishiga berilgan signal yuklama qarshiligida to‘liq absorbsiya bo‘lib ketadi (issiqlikka aylanadi) va umuman yo‘q bo‘lib ketadi. SHunda signal manbasi yuklama rezistorini Z_0 ga teng deb ko‘radi. (Avval biz yuklamadan aks etib, qaytib kelgan signal, yana generatordan aks etishi to‘g‘risida tashvish qilishning keragi yo‘q edi – uning 50Ω impedansi kabelning kelishtirilmagan yuklamasidan qaytib kelgan signalni to‘liq yutib yuboradi va shu sababli signal manbalarining asosiy qismi standart 50Ω impedansli bo‘ladi).

¹¹ Xarakteristikalar yuqoriroq standartga ega bo‘lgan eshilgan juftli kabellar 5e va 6e kategoriyalarga kiritilgan (“e” “enhanced”-kuchaytirilgan), rivojlangan gigabitli Ethernetning signalni o‘tkazish tezligi 1 gigabit/sec bo‘lgan eshilgan qobig‘siz juft kabellar 1000 baseT nomi bilan yuritiladi. Bunday yuqori tezlikka erishish uchun to‘rt juft orqali 5-pog‘onali amplitudasi kodlangan signal yuborish usuli ishlatiladi.



H.3-rasm. Uzunligi 8- fut va uzoq uchi qisqa tutashtirilgan RG-58/U (qattiq polietilen dielektrik, tezlik faktori 66%) kabelga berilgan qadam signalning qaytib kelishi.



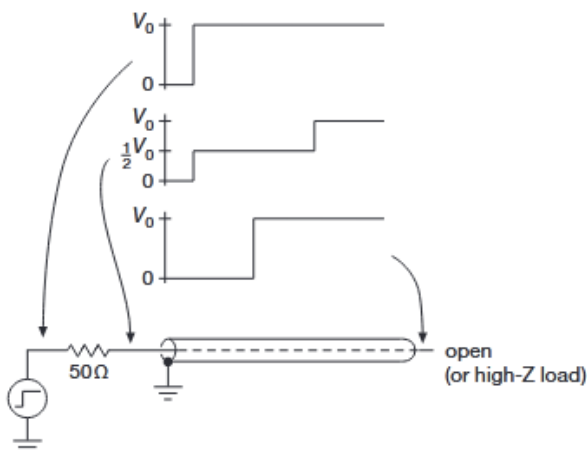
H.4-rasm. H.2B-rasmdagi, uzoq uchi ochiq, kabel kirishiga berilgan impulsning yaqin uchiga qaytib kelgan shakli

A. Ketma-ket yuklanish

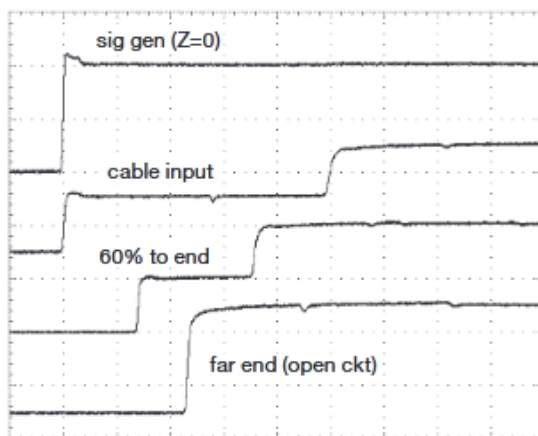
Kabelning uzoq uchidan aks etib, qaytib kelgan signal to'liq yutilib issiqlikka aylanib ketishi uchun signal manbasining impedansi transmission liniya impedansi bilan kelishtirilgan bo'lishi kerak. Impedanslarni bunday kelishtirish usuli *ketma-ket yuklash* (yoki *qayta yuklash*) deb ataladi va yuqori tezlikdagi logik signallar uchun ko'p ishlatiladi (kabel yuklamasi katta impedansga ega bo'lgan hollarda ham bu usul qo'llaniladi). N.5-rasmga nazar soling: signal manbasi rezistor bilan ketma-ket ulangan (rezistorning qarshiligi liniya impedansi qiymatiga teng) bo'lib, uzoq uchi yuklanmagan (ya'ni, ochiq) bo'lgan transmissiya liniyasiga signal bermoqda. Amplitudasi V_{sig} bo'lgan qadam shaklidagi signal berildi deb aytaylik; bu signalning yarim amplitudali qiymati liniya orqali tarqalib, uzoq uchidan aks etib qaytib kelgan signalning amplitudasi to'liq V_{sig} bo'ladi. Liniya bo'ylab tarqalgan signal shakli ikki pog'onali ko'rinishda bo'lsa ham, uzoq uchida to'liq V_{sig} amplitudali bir pog'onali signalni ko'rish ajib hodisadek bo'ladi; ana shu joyda amplitudasi kirish signal amplitudasining yarmiga teng bo'lgan tushgan signal bir vaqtda aks etgan yarim amplitudali signal bilan qo'shilib, to'liq amplitudasi signal shaklini hosil qiladi. Juda qiziq bo'lgan bu hodisa N.6-rasmda ko'rsatilgan.

Bu usulni siz CMOS logik signalni koaksial liniya orqali yuborishda ishlatishingiz mumkin: uchta parallel 74NS bufferga ($15\ \Omega$ atrofidagi kichik manba impedansi uchun) ketma-ket ulangan $33\ \Omega$ li rezistor orqali RG-174 yoki RG-316 (yupqa koaksial $50\ \Omega$ li liniya) liniyasiga berilgan signal liniyaning uzoq uchida yuklanmasdan qabul qiluvchi gatega ulangan. Qabul qiluvchi gate shunda logik signalni to'liq amplitudasida ko'radi. Bu usul kelishtirilgan yuklama muqobiliga nisbatan ba'zi hollarda afzalroq bo'ladi, chunki $50\ \Omega$ ga bevosita yuklangan liniya signal manbasi uchun ikki barobar katta qarshilikka yuklangan (bu misol uchun $100\ \Omega$) bo'lib ko'rinadi, shunda bu hol faqat liniya bo'ylab ikki

marta haraktlangan signal uchun taaluqli bo‘ladi (shunda yuklama ochiq zanjirdek bo‘lib qoladi)¹². Juda tezkor logik signallar uchun (misol uchun, ECL 100K yoki zamonaviy tezkor CMOS protsessorlari, xotira va periferiyalar) signal, uzunligi bir necha dyuym bo‘lgan transmissiya liniyalari orqali uzatilishi kerak bo‘ladi. Tipik printlangan platalarda (PCB) signal uzatish yo‘llarining impedansi $50\ \Omega$ dan $100\ \Omega$ gacha bo‘ladi, ammo ularning kengligini va er o‘tkazgichiga nisbatan joylashganini o‘zgartirib, kerak bo‘lgan impedansni yaratish mumkin; bu maxsus usul *microstrip* usuli deb ataladi¹³, va tezkor raqamli signallar hamda chastotasi 100 MHz dan katta bo‘lgan signallar (UHF va microwave) uchun foydali bo‘ladi.



H.5-rasm. Uzoq uchi ochiq bo‘lgan liniyani ketma-ket yuklash: liniya impedansi kelishtirilgan signal manbasidan signal oladi; amplitudasi yarmiga teng bo‘lgan kirishdagi step uzoq uchigacha tarqalib boradi va fazasini o‘zgartirmasdan undan aks etib orqaga qaytadi va yuklanmagan manba chiqishidagi step amplitudasi tiklanadi. Uzoq uchidagi katta impedansli yuklama uchun step to‘liq amplitudada ko‘rinadi.

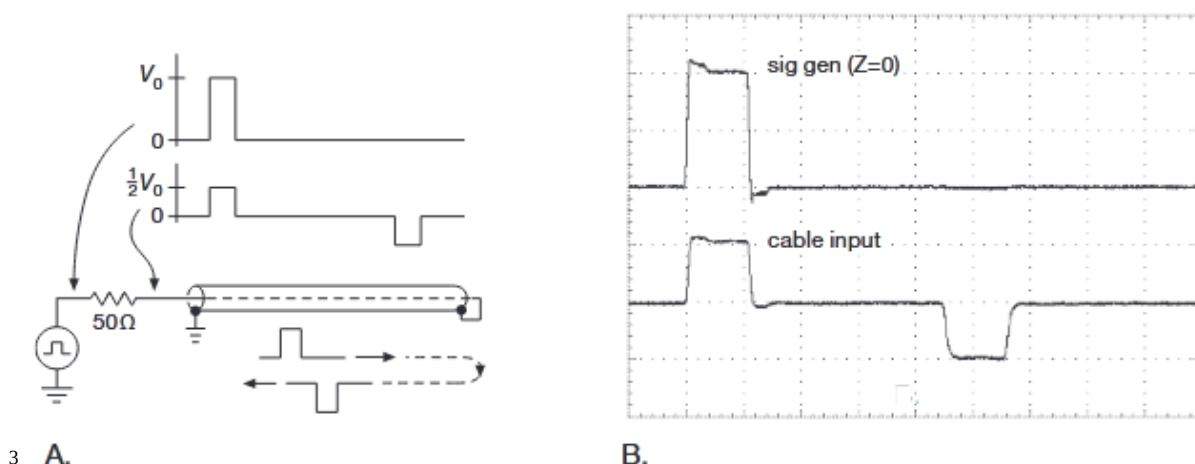


H.6-rasm. Kirishi ketma-ket yuklangan kabelning kirishiga step berilganda, uning kirishi, o‘rtasi va uzoq uchidagi signal ossillogrammalari. Impedansi nolga teng bo‘lgan generatorning chiqish signali ham keltirilgan; kabel kirishiga amplitudasi 2 V bo‘lgan step chiqishi ochiq bo‘lgan kabel kirishiga berilgan. Kabel, uzunligi 60 ft RG-58/U (tezlik faktori 66 %), signal 36 ft uzunligida katta kirish impedansli ossilloskop probeida o‘lchangan.

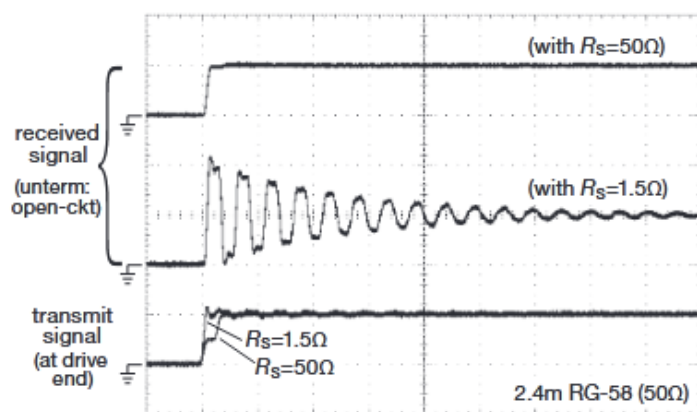
Masshtab: vertikal: 1 V/div; gorizontali: 40ns/div.

¹² §12.10da logik signallar bilan kabelni drayverlash usullari ko‘rsatilib, tushuntirilgan.

¹³ Signal o‘tkazgichlari tasmalarini bir juft erga ulangan tasmalar orasiga izolyatorlar bilan joylashtirsangiz stripline yaratgan bo‘lasiz, §1x.1ni ko‘ring.



H.2-rasm. A. Uzoq uchi qisqa tutashtirilgan transmission liniyasining kirishiga generatordan berilgan impuls uzoq uchidan aks etib, liniya kirishiga qarshi qutbdagi impuls bo‘lib qaytib keladi. B. Uzunligi 70 ft bo‘lgan RG-8/U ko‘pik dielektrikli (tezlik faktori 78 %), uzoq uchi qisqa tutashtirilgan kabeldan olingan ossillogramma. Massstab: vertikal o‘q- 1 V/div; gorizontall o‘q - 40 ns/div. Bu va bundan keyingi ossillogrammalarni olishda biz katta impedansli ossilloskop probeni ishlatdik, shunda qo‘shimcha transmission liniyalik effekt bo‘lmaydi.



H.7-rasm. Uzunligi 8 ft bo‘lgan 50 Ωlik yuklanmagan liniyaning uzoq uchidagi signal ossillogrammasi. Liniya kirishiga step signal impedansi 50 Ω bo‘lgan signal manbasidan (yuqoridagi ossillogramma) va impedansi kichik bo‘lgan manbadan (o‘rtadagi ossillogramma) berilgan. Quyi ossillogrammada muvofiq signallarning liniyaning yaqin uchidagi ko‘rinishlari keltirilgan. Gorizontall o‘q masshtabi: 100 ns/div.

Aytganlar nazaryada juda chiroyli bo‘lib ko‘rinadi – ammo amaliyotda siz, liniyaning impedansi bilan kelishtirilmagan, tezkor raqamli signallar bilan kurashishingizga to‘g‘ri keladi. Bunday hodisalar, katta tezlikda ishlaydigan mikroprotessorlarning PCBga o‘rnatilgan raqamli portlarida va RSVdagi o‘tkazgich yo‘llari impedansi bilan yaxshi kelishtirilmagan FPGAlarda sodir bo‘ladi. Misol uchun, impedansi $Z_0/2$ bo‘lgan signal manbasidan signal olgan yuklanmagan liniyaning ikki uchda ham sado tebranishlarini kuzatish mumkin, uzoq uchidagi tebranishlar 33 %ga amplituda qiymatidan ortib ketadi; bunday sado tebranishlari raqamli logikaning noto‘g‘ri ishlashiga olib kelishi mumkin. Aytganlarimizni ko‘rsatish uchun, biz, uzunligi 2.4 ft bo‘lgan va uzoq uchi yuklanmagan RG-58/U ($Z_0 = 50 \Omega$) koaksial kabelining kirishiga step signal berib, kabelning kirish va chiqishidagi signallarning ossillogrammalarini oldik. Bu sinovni biz ikki xil sharoitda amalga oshirdik: (a) kirish bilan ketma-ket 50 Ωlik rezistorga yuklangan liniyada (ya’ni, “qaytishi yuklangan” liniyada); va (b) kichik impedansli manbadan ($R_S = 1.5 \Omega$) step kuchlanishi berilganida.

H.7-rasmda natija ossillogrammalari keltirilgan, unda kirishga berilgan signalning ochiq zanjir amplitudasi (uni V_{OC} deb ataylik) vertikal bo'yicha masshtabning bir bo'linmasiga to'g'ri kelgani ko'rsatilgan. Ketma-ket keltirilgan rezistor bilan yuklangan liniyada amplitudasi V_{OC} shakli toza step signal qabul qilingan (boshlang'ich amplitudasi $V_{OC}/2$ bo'lgan signal ikki yo'nalishda harakat qilganligi sababli, kechikkan signal bilan qo'shib, N.6-rasmda kengaytirib ko'rsatilgan V_{OC} signalini hosil qiladi). Va aksincha, kichik Z_{li} manbadan berilgan signal liniya kirishida to'liq amplitudali V_{OC} step signal bo'lishini ta'minlab uzoq uchidagi qiymati $2V_{OC}$ bo'ladi (chunki invertlanmagan aks etib qaytgan signal unga kelgan to'liq amplitudali signal bilan qo'shiladi) va kichik impedansli kirishdan aks etib qaytib ketgan inversiyalangan signal chiqish signalini nolga tushiradi (signal bir marta borib kelish vaqtidan so'ng). Signallarning bunday ketma-ketligi davom etib kabeldagi yo'qotishlar va 1.5 Ω lik drayverdagi rezistiv yo'qotishlar bilan asta so'nadi. Bu signallarning tartibsizligi bo'ladi! SHu sababli drayver imedansini uzunligi transmission liniyadek bo'lgan liniyalar (signal o'sishini hisobga olgan holda) xarakteristik impedansi bilan kelishtirishga biroz harakat qilish kerak bo'ladi¹⁴.

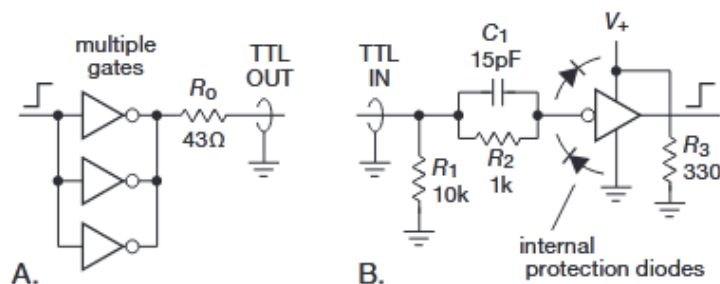
B. Ishonarli logik aloqa

H.7-rasmda ko'rsatilgan kuchlanish amplitudasining ortib ketishi logik sxemalarning kirishlarini ishdan chiqarishi mumkin. Laboratoriyada elektron qurilmani tekshirganda unda mavjud bo'lgan koaksial o'tkazgichning uzunligi bo'yicha kichik impedansli logik signalni (yoki impulsli generator chiqishida) harakatlanishini ko'rib, shunday hodisa sodir bo'lish xavfi borligini ko'rishingiz mumkin. Odatda logik sxemalarning kirishlarining impedansi nisbatan katta bo'lishini ta'minlash uchun kirishlar yuklanmaydi (50 Ω lik yuklamaga ishlay olmaydigan signal manbasini ortiqcha yuklanishi va signalni so'nishini oldini olish uchun). Agar o'zingiz yaratgan qurilmani shunday xatardan saqlamoqchi bo'lsangiz H.8-rasmda ko'rsatilgan qo'shimcha elementlar kiritishingizga to'g'ri keladi. Signalni qabul qilish zanjiriga ketma-ket ulangan R_2 rezistor, logik sxemaning kirishidagi himoyalovchi diolar orqali oqishi mumkin bo'lgan tokni cheklaydi; "tezlashtiruvchi" C_1 kondensatori tezlik kamayishini oldini oladi sxema kirishidagi 1k Ω qarshilik o'tkazgich simlarning 10 pF sig'imi bilan hosil qilgan RC vaqt konstantasi 10 ns bo'ladi (raqamli logika dunyosida bu juda katta vaqt hisoblanadi). Logik sxemaning kirish zanjiri uzilgan hollarda, unda logik kuchlanish bo'lishini ta'minlash uchun, kirishni quyi tomonga siljituvchi rezistor (R_1) o'rnatish yaxshi amal deb hisoblanadi. Ehtiyotkorlikni yanada ko'paytirish uchun biz R_3 rezistorini ham qo'shdik, uning vazifasi musbat V_+ manba kuchlanishini ortib ketishini oldini olish bo'ladi, aksincha, boshqa integral sxemalar ishdan chiqishi mumkin; bu rezistorni o'rnatmasa ham bo'ladi, ammo kirishida BNC konnektor o'rnatilgan sxemalarda hamda sxemadagi oz sonli integral sxemalar kam quvvatli regulyatordan (7805 kabi, §9.3.2, 9.6-rasm va 9.1-jadvalni ko'ring) manbalangan hollarda foydasi bo'ladi. Bu regulyatorning chiqish kuchlanishi oson ortib ketishi mumkin.

O'zaro parallel ulangan logik sxemalarning kirish impedanslari 5-10 Ω gacha tushib ketishi mumkin; bu qarshilik ketma-ket ulangan R_0 rezistori qarshiligi bilan qo'shib kabelning 50 Ω xarakteristik impedansiga yaqin qilib qo'yadi. Mana shu holat sizga ayni kerak bo'lgan edi, shuning o'zi ketma-ket yuklangan drayver bo'lib sizni xotirjam qilishi mumkin. Ammo, avval aytganimizdek, resiver uchini himoya qilishga xalaqit qilmaydi: bu kirishga kimdir impulsli generator ulab manfiy impuls yoki musbat 20 V li musbat impuls berishi mumkinligini siz bilmaysiz albatta (bunday hollar bizning laboratoriyada ko'p uchraydi).

Logik interfeys va kabelga signal berish masalalarini biz 12-bobda §12.10dan boshlab ko'rib chiqishni boshlaymiz.

¹⁴ Katta uzunlikdagi transmission liniyalarda ham analogik hodiso sodir bo'lib Ferranti effekti deb nomlanadi; unda kuchlanishning ortib ketishi Ferranti effekti sababli bo'ladi va muvofiq kompensatsiya qilinmagan bo'lsa quvvat liniyasiga o'rnatilgan kommutatsion qurilmalar ishdan chiqishiga sabab bo'lishi mumkin.



H.8-rasm. A. Ketma-ket yuklangan kabel uchun oddiy logik drayver; B. Kuchlanish oshib ketishidan himoya qilingan logik signal resiveri. Bu ikki sxemani o‘zaro ulasangiz to‘liq signal yo‘lini hosil qilasiz.

H.1.3 Yuklash: sinusoidal signallar

Transmission liniyalar orqali signal tarqalishi to‘g‘risida bahs yuritgan edik, liniyada sodir bo‘ladigan jarayonlarni impuls va step signal o‘tishi bilan tushuntirgan edik. Muvofiq yuklanmagan uzun kabelga kiritilgan sinusoidal signal ham uning uchlardan aks etib, qaytishi mumkin. Kabelning uzoq uchidagi moslanmagan Z_L yuklama va signal to‘lqin uzunligining l kabel uzunligiga bo‘lgan nisbati kirish tokini kirish kuchlanishiga o‘zgartirib, bu effektga sabab bo‘lishi mumkin. Kabeldagi effekt sababli uning kirish impedansi shakllanadi (uning tabiati umuman olganda kompleks bo‘ladi) va quyidagi tenglama bilan ifodalanadi:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan(2\pi l/\lambda)}{Z_0 + jZ_L \tan(2\pi l/\lambda)}$$

bundan quyidagilarni ko‘rish mumkin:

(a) kabel yuklanishi kelishtirilgan bo‘lsa ($Z_L = Z_0 = [\text{odatda}]50\Omega$), kirish impedansi natijada kabel-ning xarakteristik impedansiga teng bo‘ladi va kabel uzunligi hamda chastotaga bog‘liq bo‘lmay qoladi; (b) chorak to‘lqinli liniya (liniyaning geometrik uzunligi nazarda tutilmoqda) yuklama impedansini inversiya qiladi, ya‘ni $Z_{in} = Z_0^2/Z_L$; (c) yarim to‘lqinli liniyada yuklama impedansi o‘zgarmaydi, ya‘ni $Z_{in} = Z_L$; (d) uzoq uchi ochiq kalta liniya $l \ll \lambda$ sig‘im tabiatiga ega bo‘ladi, jumladan $Z_{in} \approx -j/\omega C'$, bunda S' (effektiv sig‘im) konstanta l/cZ_0 qiymatiga ega; (e) uzoq uchi qisqa tutashtirilgan kalta liniya $l \ll \lambda$ induktiv tabiatga ega bo‘ladi, jumladan $Z_{in} \approx j\omega L'$, bunda L' (effektiv induktivlik) konstanta qiymatiga ega $Z_0 l/c$. Transmission liniyaning impedansni o‘zgartirish xususiyatini impedanslarni kelishtirishda ishlatish mumkin, ammo bunday sxemalarning barchasi chastotaga bog‘liq bo‘ladi; “Stubs”- zarba berish degan so‘zlarni eshitsangiz siz transmission liniyalar impedansini kelishtirish to‘g‘risida gap borayotganini bilishingiz mumkin. Bu sohaning ustalari tarmoq analizatorlarini aktiv ishlatadi va o‘zining “Smith diagrammalari” bilan sizni hayratga solishga harakat qiladilar (bu mavzu kitobning kamtarona hajmidan tashqarida qoldirilgan¹⁵).

Transmission liniyaga kiritilgan sinusoidal signal liniyaning uzoq uchidan aks etib qaytadi va yaqin uidan ham aks etib qaytishi natijasida sinusoidal signal liniya bo‘ylab turib qoladi, bu holatini *standing waves* – turib qolgan tebranishlar deb nomlashadi. Demak bunday holatda signal liniyaning ikki uchidan aks etib (o‘zgarmagan chastotada), tushgan va qaytgan to‘lqinlar o‘zaro qo‘shilishi natijasida “turib qolgan” to‘lqinni hosil qiladi. Misol uchun, liniyaning ochiq uchidan aks etgan signalning amplitudasi o‘zgarmaydi; natijada turib qolgan to‘lqin chastotasi o‘zgarmasdan amplitudasi, qo‘shilish natijasida, ikki barobar katta bo‘ladi, shunda tebranishlarning maksimal amplitudasi liniyaning ochiq uchiga to‘g‘ri keladi (va har bir yarim to‘lqinda qaytarilib turadi) va nolga teng nuqtasi (“tuguni” – kuchlanish nolga teng bo‘lgan nuqtasi liniya uzunligining yarmida bo‘ladi. Uzoq uchi qisqa

¹⁵ Smith diagrammalari Ramo, Whinnery va Van Duzerning *Fields and Waves in Communication Electronics* (Wiley, 1994) va Hagen Radio-Frequency Electronics (Cambridge University Press, 2009) kitoblarda berilgan ilovada tushunarli qilib keltirilgan.

tutashtirilgan liniyada shunga o'xshash jarayon bo'ladi, ammo aks etgan to'lqinning qutbi teskari bo'ladi, shunda to'lqinning nolga teng nuqtasi uzoq uchiga to'g'ri kelib (va har yarim to'lqinda qaytarilib turadi), maksimal amplitudasi oralig'ida bo'ladi. (Uzun chilvirning bir uchini bir joyga boylab qo'yib, ikkinchi uchinin bir xil tezlikda yuqori va pastga silkitadigan bo'lsangiz, ana shu turib qolgan to'lqin shaklini olishingiz mumkin). Liniyaning yuklanishida biroz kelishtirilmagan hol bo'ladigan bo'lsa siz to'liq yo'qolishni ta'minlay olmaysiz.

Turib qolgan to'lqinlarni albatta yomon deb bo'lmaydi (ular hech qachon¹⁶ yaxshi bo'lmagan!) Ammo u, shu quvvatni o'tkazadigan kelishtirilgan liniyaga nisbatan, pik kuchlanish va rezistiv yo'qotishlarni ko'paytiradi (keyingi bo'limga qarang). Bunday simptomlar liniya kelishtirilmaganligidan dalolat beradi. Shu sababdan, odamlar kommunikatsiya sistemalaridagi *turib qolgan to'lqin nisbatini* kamaytirishga harakat qilishadi (bu parametr SWR yoki *kuchlanish* to'lqinlari nisbati uchun VSWR - "VIZ-wahr" talaffuzida aytiladi). Bu turib qolgan to'lqinlar parametri maksimal amplitudaning minimal amplitudaga bo'lgan nisbati bilan ifodalanadi:

$$VSWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{A_f + A_r}{A_f - A_r},$$

bunda V as signalning liniya bo'ylab o'lchangan kuchlanishi bo'ladi; A_f va A_r muvofiq tushgan va aks etib qaytgan to'lqinlarning amplitudalari bo'ladi. Turib qolgan to'lqinlar bo'lmagan liniya bo'ylab bajarilgan o'lchashlar konstanta amplitudani beradi (demak $VSWR = 1.0$). $VSWR$ parametrining qiymati 1.0 dan (liniya yaxshi kelishtirilgan, aks etgan signal yo'q) ∞ gacha ("yaxshi kelishtirilmagan" liniyada aks etgan to'lqin amplitudasi tushgan to'lqin amplitudasiga teng) bo'lgan haqiqiy son bo'ladi. Refleksiya koeffitsienti ρ bilan ifodalanagan $VSWR$ quyidagicha bo'ladi:

$$VSWR = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|}.$$

Kelishtirilmagan yuklanish toza rezistiv bo'lgan holda biz ρ uchun avval keltirilgan ifodalani ishlatishimiz mumkin:

$$VSWR = \begin{cases} R/Z_0 & \text{if } R > Z_0 \\ Z_0/R & \text{if } Z_0 > R \end{cases}.$$

$VSWR$ qiymatidan refleksiya koeffitsientining qiymatini (ammo fazasini emas) aniqlashingiz mumkin:

$$|\rho| = \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1}.$$

$VSWR$ qiymati yo'nalishli quvvat o'lchagichi bilan o'lchanadi. Tushgan va qaytgan signal quvvatlarini bilsangiz yuqorida keltirilgan tenglamani quyidagicha ifodalashingiz mumkin:

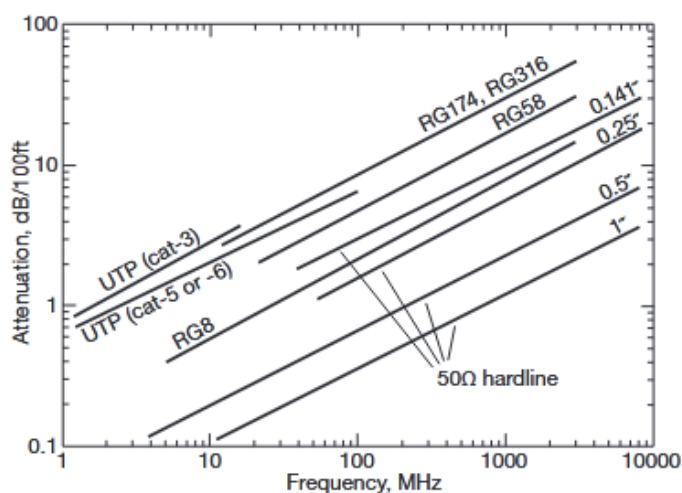
$$VSWR = \frac{1 + \sqrt{P_r/P_f}}{1 - \sqrt{P_r/P_f}}.$$

H.1.4 Transmission liniyalardagi yo'qotishlar

Real transmission liniyalar biz sizni ishonitirishga harakat qilgan ideal analoglari kabi juda mukammal emas. Real transmission liniyalarda yo'qotishlar bo'ladi, signal liniya bo'ylab harakat qilganida atenuatsiya hisobiga qisman so'nadi; ularda qisman bo'lsa ham *dispersivlik* hodisasi kuzatiladi, ya'ni chastotasi har xil bo'lgan signallar liniya bo'ylab har xil tezlikda tarqaladi. Liniyadagi yo'qotishlar biroz signal chastotasiga bog'liq bo'ladi: uning qiymati (odatda "dB per 100 ft" birligidagi signal so'nishi bilan ifodalanadi) $\sqrt{f}$ ga proporsional bo'ladi; ya'ni chastotaning to'rt barobar ko'payishi berilgan liniya

¹⁶ Doim shunday bo'ladi! Tor ko'lamdagi chastotalarda ishlaganingizda siz kelishtirilmagan liniyalarning impedansni o'zgartirish xususiyatlarini ishlatishingiz mumkin. bunday liniyalarda turib qolgan to'lqinlar albatda mavjud bo'ladi. Bunga misollar (a) ochiq yoki qisqa tutashtirilgan kalta liniyalarni katta Q koeffitsientiga ega kondensator yoki induktivli siftda ishlatganda, (b) qisqa tutashtirilgan yarim to'lqinli yoki ochiq chorak to'lqinli liniyani RF shuntlovchi kondensator sifatida ishlatganda, (c) qisqa tutashtirilgan yarim to'lqinli yoki ochiq chorak to'lqinli liniyani RF drossel sifatida ishlatganda, (d) xarakteristik impedansi ikkita kelishtiriladigan impedanslarning geometriyasiga bog'liq bo'lgan.

uzunligidagi yo‘qotishlarni ikki barobarga (dBlarda) oshiradi. Bu yo‘qotishlarning asosiy sababi *skin effect* – yuzaki effekt bo‘ladi: ya‘ni o‘zgaruvchan tok o‘tkazgich orqali oqib o‘tganida o‘tkazgichning to‘liq hajmi bo‘ylab oqmaydi – balki o‘tkazgichning yupqa yuza qatlamidan oqadi (bu qatlam *skin depth*-qobig‘ qalinligi deb ataladi) va uning qalinligi $\delta = \sqrt{\pi\sigma f}$ bilan ifodalanadi, bunda σ o‘tkazuvchanlik va f o‘zgaruvchan tok chastotasi bo‘ladi¹⁷. Bu qobig‘ qatlami chastotaning ildiz osti qiymatiga proporsional ravishda yupqalashgani sababli chastota to‘rt barobar oshganida o‘tkazgich qarshiligi ikki birobarga ortadi (o‘tkazgichning tok oqadigan kesim yuzasi kamaygani sababli) va liniya uzunligiga ekvivalent bo‘ladi (yo‘qotishlar ham nazarda tutilgan). Ana shu hodisa transmission liniyalarning signalni atenuatsiya qilish grafigining approksimatsiya qilingan qiyaligini belgilaydi (H.9-rasm), ularda katta-roq diametrli liniyalarda yo‘qotishlar kamroq bo‘lganini ko‘rishimiz mumkin. Juda katta chastotalarda liniyadagi yo‘qotishlarga dielektrik yo‘qotishlar qo‘shimcha bo‘ladi.



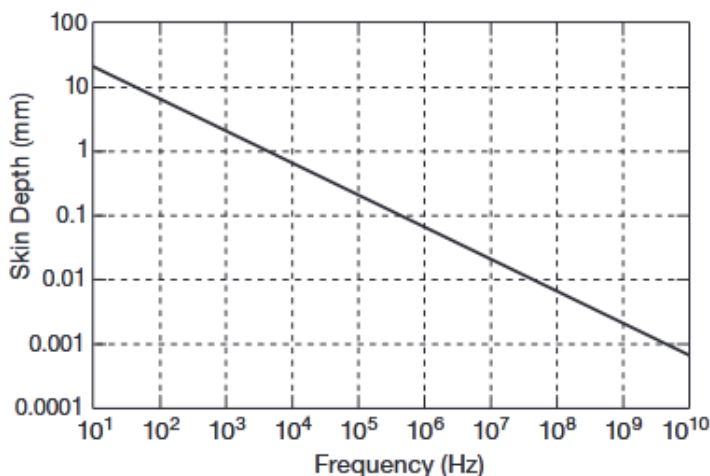
H.9-rasm. Bir necha representativ kabel turlari uchun atenuatsiya (dB/100 ft) chastota funksiyasi.

Transmission liniyaning chorak to‘lqinli seksiyalarini oraliqqa o‘rnatish bilan har xil bo‘lgan ikki impedansni kelishtirilganda (kabel, signal manbasi yoki yuklamani) (bu optikadagi chorak to‘lqinli qoplamaning analogi bo‘ladi), (e) tuynikli liniya va katta impedansli probe ishlatib to‘lqin uzunligini bevosita o‘lchaganda va (f) transmission liniyalarni “ring hybrid” va “rat-race hybrid”larni yaratish uchun ishlatganda. Bizga “yaxshi turib qolgan to‘lqinlar” to‘g‘risida yuqorida keltirilgan ma‘lumotlari uchun Jon Hagen va Darren Leighga minnatdorchilik bildiramiz.

Grafiklar kelishtirilgan liniyalar uchun berilgan; agar ularda signalning refleksiyasi bo‘ladigan bo‘lsa (ya‘ni, agar VSWR koeffitsienti 1.0dan katta bo‘ladigan bo‘lsa) *ana shu tarmoq bo‘ylab transmissiya qilingan quvvat* kattaroq bo‘ladi. Skin effekt past chastotalarda ham ta‘sirini ko‘rsatishini bilish befoyda bo‘lmaydi – tarmoqdagi 60 Hz chastotadagi tok mis simning yuzasidagi 1 cm qatlamda oqadi, mis simning o‘zgaruvchan tok oqadigan yuza qatlamining qalinligi xona temperaturasida $\delta(\text{Cu}) = 6.6/\sqrt{f}$ bo‘ladi; bundan qalinroq bo‘lgan simni ishlatib undagi quvvat yo‘qotishlarini kamaytira olmaysiz. Radio chastotalarda skin qatlami shunchali yupqaki (misol uchun 40 MHz chastotada $\delta = 10 \mu\text{m}$), yo‘qotishlari kam bo‘lgan o‘tkazgich, induktor va boshqa qurilmalar uchun o‘tkazuvchanligi yaxshi bo‘lmagan metall o‘tkazgich yuzasiga kumush qoplashingizga to‘g‘ri keladi. Yyengil asboblarda va kompyuterlarni ekranlash maqsadida ishlatiladigan asosiy usul plastik korpus yuzasiga

¹⁷ Aniqrog‘i, tokning zichligi eksponensial tartibda kamayib boradi va δ chuqurlikda o‘tkazgich yuzasidagi qiymatidan $1/e$ barobar (37 %) kamayadi.

yupqa metallik qomlama tushirish bo'ladi. H.10- rasmda mis o'tkazgichining 10 Hzdan 10 GHz gacha bo'l-gan signallar uchun skin qatlamining qalinligi ko'rsatilgan.



H.10- rasm. Mis o'tkazgichidagi skin qatlami qalinligining chastotaga bog'liqligi $\delta = f(F)$

H.2 Impedanslarni kelishtirish

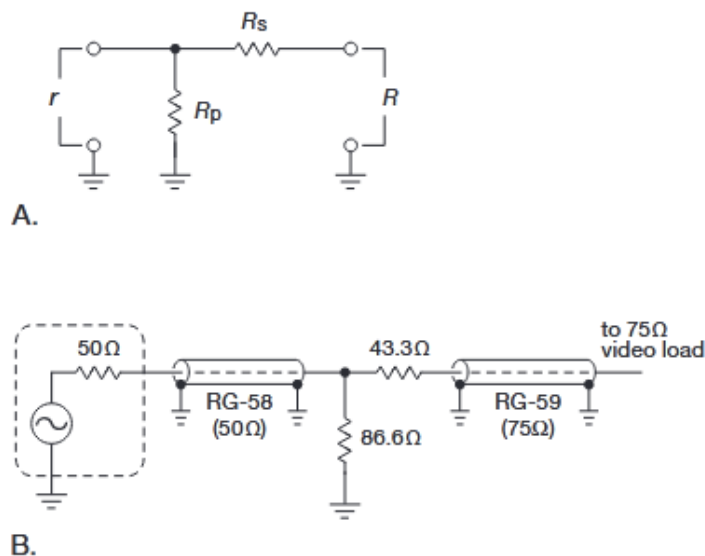
Yuklanmagan (yoki noto'g'ri yuklangan) transmission liniyalarda refleksiya bo'lgani sababli, elektr uzunligi signal tarkibidagi eng yuqori chastota to'liq uzunligining salmoqli qismiga (aytaylik, kam deganda 1/20) teng bo'lgan uzunlikdagi koaksial kabel ishlatganda, impedanslarni kelishtirishga to'g'ri kelganini ko'p ko'rganmiz. Chastota iboralari o'rniga vaqt iboralari bilan ifodalaganda, signal kebelning uzoq uchiga borib, aks etib qaytib kelishiga sarflangan vaqt signalning yuksalish vaqtining 20% ga etganida impedanslarni kelishtirish to'g'risida o'ylashingiz kerak bo'ladi.

Buning eng oson yo'li liniyaning uzoq uchini uning xarakteristik impedansiga teng bo'lgan qarshilik, misol uchun, deyarli barcha koaksial kabellar uchun 50 Ω , bilan yuklash bo'ladi. Kabelning ikki uchi ham yuklanishi shart emas, chunki uning yuklangan uchi tushgan signalni to'liq o'zlashtirib yuboradi. Aytaylik, siz uzoq uchi yuklangan liniyaning impedansi bilan impedansi kelishtirilmagan signal manbasini ishlatdingiz yoki, yuqorida ko'rganimizdek, uzoq uchi yuklanmagan liniyaning yaqin uchini "ketma-ket yuklama" bilan yuklab qo'ydingiz (ya'ni, signalni, yuklama impedansi kattaroq bo'lgan liniyaga berdingiz). Joriy amaliyotda liniyaning ikki uchi ham xarakteristik impedansga yuklangan bo'ladi (konservativ yondoshish bilan aks etgan signal quvvatini minimumga tushirish). Misol uchun, siz sintezator yoki generator signalini kabelning uzoq uchidagi 50 Ω lik yuklamaga uzatish uchun odatda xarakteristik impedansi 50 Ω bo'lgan, ya'ni impedanslari kelishtirilgan, kabel ishlatasiz; sizning yuklamangiz impedansi katta bo'lgan holda kabelning uzoq uchiga ulangan yuklamaga parallel 50 Ω lik rezistor ulaysiz (yoki 50 Ω lik koaksial o'tish yuklamasini ishlatasiz).

Ba'zi hollarda impedansi farq qilgan yuklama (yoki signal manbasini) liniya impedansiga kelishtirishga to'g'ri keladi; misol uchun, sizga 75 Ω lik video kabelning xarakteristikalarini o'lchash kerak bo'lib qoldi (elektronika jamoasining noroziligiga qaramasdan, videoindustriya ana shu impedansni tanlab olgan), sizda bo'lsa faqat 50 Ω lik o'lchash vositasidan boshqa narsa yo'q. Yoki, yuqori chastotali generator chiqish impedansini antennaga borgan uzun kabel impedansi bilan kelishtirish kerak bo'ldi.

Bular bizni kelishtirish zanjirlari mavzusiga olib kiradi. Quyida biz (a) keng ko'lamli rezistiv (yo'qotishlar bor bo'lgan) zanjirlarda impedanslarni kelishtirish va signalning so'nishi masalalarini, (b) transformatorli (yo'qotishlarsiz) keng ko'lamli kelishtirish masalalari hamda (c) reaktiv (yo'qotishlarsiz) tor ko'lamli kelishtirish masalalarini ko'rib chiqamiz.

H.2.1 Rezistiv (yo‘qotishlari bor) keng ko‘lamli kelishtirish zanjirlari



H.11-rasm. A. Rezistiv L - zanjir barcha haqiqiy (rezistiv) impedanslarni kelishtirishi mumkin; parallel R_p rezistor, r impedansi kichik bo‘lgan portga ulangan. B. 50 Ωlik signal manbasi va kabelni 75 Ωlik video kabel va yuklama bilan kelishtirishga misol (yo‘qotishlar 5.72 dB).

Bir juft r va R impedanslarni kelishtirish uchun kerak bo‘lgan ikkita rezistor (“ L – zanjir” shaklida o‘zaro ulangan, H.11A- rasm) qarshiliklarini osonlikcha hisoblab, aniqlashingiz mumkin (impedanslarni, barcha kabellardek, rezistiv deb olamiz); ikki tomon ham rozi - har biriga kelishtirilgan yuklama ko‘rinadi. Kelishtirilgan rezistorlar qarshiliklarini quyidagicha ifodalaymiz:

$$R_p = r \sqrt{\frac{X}{X-1}},$$

$$R_s = r \sqrt{X(X-1)},$$

bunda r kichikroq impedans va X impedanslarning nisbati bo‘ladi: $X = R/r$. Yuqoridagi misolni olib 50 Ωlik o‘lchash vositasini 75 Ωlik koaksial kabel (umumiy turdagi kabel RG-59 deb nomlanadi) bilan kelishtirishingiz mumkin, buning uchun 86.6 Ω rezistorning 50 Ωlik portga parallel ulaysiz va kabelga 43.3 Ωlik ketma-ket rezistor orqali ulaysiz (H.11B-rasm).

Bu kelishtirish L – zanjiri chastotaga bog‘liq bo‘lmaganligi yaxshi xabar bo‘lsa, undagi yo‘qotishlar yomon xabar bo‘ladi. Zanjirdagi yo‘qotishlarni oson ko‘rsatish mumkin:

$$loss = 20 \log_{10} \left(\frac{\sqrt{X}}{X + \sqrt{X(X-1)}} \right) dB.$$

Misol uchun 50 Ω ni 75 Ωga kelishtiruvchi L -zanjirda ikki tomon harakatlangan signalning transmissiya yo‘qotishlari 5.72 dB bo‘ladi. Rezistiv kelishtirish zanjir uchun siz shu signal so‘nishini qabul qilishingiz kerak bo‘ladi (buni minimum loss pad –minimal yo‘qotish yostig‘i deb ham nomlashadi). Quyida, transformator yoki L va C lardan tashkil topgan (“reaktiv kelishtirish zanjirlari”) ishlatilgan, yo‘qotishlarsiz kelishtirish zanjirlarini ko‘rib chiqamiz. Rezistorlar soni ko‘payadigan bo‘lsa yo‘qotishlar ham ortishini yaxshi tushunsangiz kerak! Jumladan, yana bitta rezistor qo‘shib “T” yoki “Pi” zanjirli, ikkita impedansni o‘zaro kelishtiradigan sxemani ishlatishingiz ham mumkin, ammo unda, biz yuqorida ko‘rib chiqqan, minimal qiymatidan yo‘qotishlar oshib ketadi. Bunday sxema variantlari sizga kerak bo‘lmasa ham bu sohada ishlatiladigan boshqa variantlar foydali bo‘lishi mumkin; aynan, ikkita o‘zaro kelishtirilgan impedanslar oralig‘iga so‘ndiruvchi zanjir kiritish kerak bo‘lgan hollarda.

H2.2 Rezistiv attenuator

Radiochastotali sxemalarda signalni attenuatsiya qilish zarur bo‘lib turadi - misol uchun, signal kuchaytiriladigan kaskadda signal kuchlanishining ortib ketishini oldini olishda. Boshqa hollarda, ku-

chaytirgich kabi impedansga sezgir bo'lgan kaskadni mikser yoki kabel, yoki impedansi kelishtiril-magan komponentdan izolyasiya qilish uchun rezistiv attenuator ishlatishingizga to'g'ri keladi; oxirgi qurilmaga misol filtr bo'lib, uning impedansi o'zining passband chastota ko'lamida kelishtirilgan bo'la-di, ammo uning stopband chastota ko'lamida (jiddiy impedanslar kelishtirilmaganligi sababli) signal-ni refleksiya bo'lishi kuzatiladi. Ba'zi bir kuchaytirgichlarda, chastota ko'lamida keskin chegaralangan, filtrga yuklangan bo'lsa ossillyasiyalar hosil bo'lishi ham mumkin. Bu muammolarni xal qilishda impedanslari kelishtirilgan rezistiv attenuator ishlatish asosan ishlatiladigan echim hisoblanadi. Bu attenuatorlarning sxemalarda ishlatiladigan ikkita topologiyasi mavjud, ularni T va Pi zanjirlar deb atashadi (H.12-rasm). Bunda ishlatiladigan rezistor qarshiligini tenglama shaklida ifodalash qiyin ish emas:

$$R_p = \frac{1+x}{1-x} R_0,$$

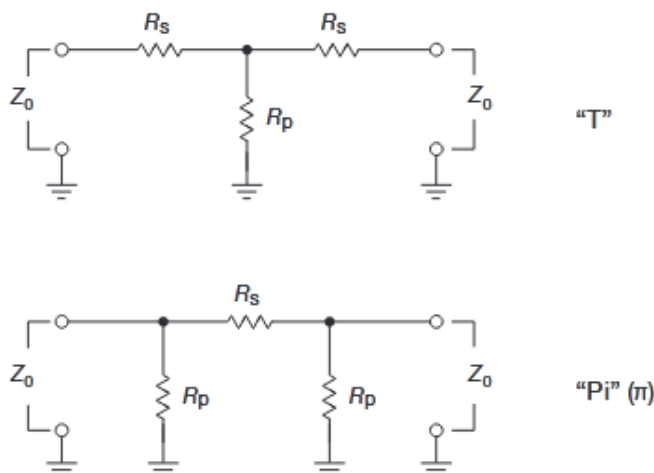
$$R_s = \frac{1-x^2}{2x} R_0, \quad (\text{Pi- zanjir}),$$

va

$$R_s = \frac{1-x}{1+x} R_0,$$

$$R_p = \frac{2x}{1-x^2} R_0, \quad (\text{T- zanjir}),$$

bunda x attenuatsiya tomonidan beriladi $atten(dB) = -20 \log_{10} x$ (yoki, unga ekvivalent bo'lgan $x = 10^{-atten(dB)/20}$) va Z_0 (rezistiv deb olindi) kirish va chiqishning impedansi bo'ladi. 50 Ω lik signal manbai va yuklama impedansi uchun attenuatsiya koeffitsientlari H.1- jadvalda keltirilgan.



H.12- rasm. Kirish va chiqish impedanslari o'zaro teng bo'lgan T va Pi rezistiv attenuatorlar.

H.2.3 Transformatorli (yo'qotishsiz) kelishtirish zanjiri

Sizning loyihangizda impedanslarni rezistiv kelishtirish usuli noiloj yo'qotishlarga sabab bo'lishi maqsadga muvofiq bo'lmasa transformatorli kelishtirish eng oddiy usul bo'ladi. Misol uchun, kommunikatsiya transmitterlari yoki, ishlashi kuchaytirgich va issiqlik shovqinlari bilan cheklangan kam quvvatli sxemalarda transformator yoki reaktiv kelishtirish usullari yo'qotishlarni salmoqli darajada kamaytiradi. Demak, bunday hollarda siz transformatorli yoki reaktiv kelishtirish sxemalarini ishlatishingiz mumkin; ammo hech qanday usul dalgacha tushishga imkon bermaydi. Transformatorli usul nisbatan keng chastota ko'lamida ishlash imkoniga ega, ammo impedanslar nisbati bo'yicha cheklangan; reaktiv kelishtirish bo'lsa, aksincha, impedanslarning keng qiymatlar ko'lamida (reaktiv impedanslar ham shu jumladan) kelishtirishi mumkin, ammo faqat yagona markaziy chastota atrofida. Quyida biz reaktiv kelishtirish zanjirlar to'g'risida alohida bahs yuritamiz.

Signal chastotalarida ishlatiladigan transformator ishlash prinsipi bo'yicha oddiy ac quvvat transformatorlaridan farq qilmaydi, ularda bir juft kirish va chiqish o'ramlari magnit maydon vositasida o'zaro bog'langan va undagi o'ramlar sonlarining nisbati kuchlanishlar nisbatini belgilab beradi. (Misol

uchun, birlamchi: ikkilamchi o‘ramlari sonlarining nisbati 1:4 bo‘lgan transformatorga imedansi $50\ \Omega$ bo‘lgan manbadan signal berilsa, chiqish impedansi $800\ \Omega$ bo‘ladi va shu qiymatdagi impedansli qurilmaga yuklanishi shart). Signal chastotalari kattaroq bo‘lgani sababli ularda ishlatiladigan magnit o‘zak girdov shaklidagi toklar uchun sezilarli o‘tkazuvchanlikka ega bo‘lmasligi kerak. Audio chastotalarda quvvat transformatorlarda ishlatiladigan, o‘zaro izolyasiyalangan metall plastinali magnit o‘zak ishlatiladi, faqat izolyasion qatlam ancha yupqa bo‘lishi kerak. Yanada yuqori chastotalarda bu o‘zaklar o‘rniga metall kukunli yoki elektr o‘tkazuvchanligi bo‘lmagan magnit “ferrit” materiadan press usulida yaratilgan o‘zaklar ishlatiladi. Transformatorlarda mavjud sig‘im va induktivlikning vayronlovchi effekti sababli, radio chastotalarda (10 MHzdan yuqori) ishlatiladigan transformatorlar umuman transmission liniyalardan yaratiladi (magnit o‘zak atrofida o‘ralgan koaksial yoki parallel kabel shaklida. Impedanslarni kelishtirish uchun ishlatiladigan transformatorlar sotuvda keng tarqalgan bo‘lsa ham, sxemangiz uchun kerak bo‘lgan transformatorni o‘zingiz o‘rashingiz mumkin. Audio chastotalar uchun ishlab chiqaruvchilar, o‘lchamlari kichik bo‘lgan, impedanslarni kelishtirish transformatorlari istemolchilarga taklif etadilar, ularning chastota ko‘lami “telefon” (200 Hz – 4 kHz) yoki to‘liq audio chastotalar (20 Hz – 20 kHz) ko‘lamiga mo‘ljallangan bo‘ladi; ular kelishtiradigan impedanslar elektrodinamik karnay va mikrofon imedanslaridan ($8 - 600\ \Omega$) katta “hi-Z” $10\ k - 50\ k\Omega$ qiymatlarigacha bo‘lishi mumkin. Bu to‘g‘risida §8.10 batafsil ma’lumot beramiz.

Table H.1 50 Ω T and Pi Attenuators

Attenuation (dB)	Pi		T	
	R_P (Ω)	R_S (Ω)	R_P (Ω)	R_S (Ω)
0	∞	0	∞	0
0.25	3.47k	1.44	1.74k	0.72
0.50	1.74k	2.88	868	1.44
0.75	1.16k	4.32	578	2.16
1.00	870	5.77	433	2.88
1.25	696	7.22	346	3.59
1.50	581	8.68	288	4.31
1.75	498	10.1	247	5.02
2.0	436	11.6	215	5.73
2.5	350	14.6	171	7.15
3	292	17.6	142	8.55
4	221	23.9	105	11.3
5	178	30.4	82.2	14.0
6	150	37.4	66.9	16.6
7	131	44.8	55.8	19.1
8	116	52.8	47.3	21.5
9	105	61.6	40.6	23.8
10	96.3	71.1	35.1	26.0
15	71.6	136	18.4	34.9
20	61.1	248	10.1	40.9
25	56.0	443	5.64	44.7
30	53.3	790	3.17	46.9
35	51.8	1.41k	1.78	48.3
40	51.0	2.50k	1.00	49.0
45	50.6	4.45k	0.56	49.4
50	50.3	7.91k	0.32	49.7
55	50.2	14.1k	0.18	49.8
60	50.1	25.0k	0.10	49.9

North Hills radio chastotalarda ishlashga mo‘ljallangan ajoyib transformatorlar ishlab chiqaradi, ular $50\ \Omega$ va $75\ \Omega$ impedansni $1200\ \Omega$ gacha bo‘lgan impedanslar bilan kelishtirish imkoniga ega; bu transformatorlar 20 Hz dan 100 MHzgacha bo‘lgan chastota ko‘lamini ishg‘ol qiladi va ayrim transformatorlar uchun tipik chastotalar ko‘lami 1000 : 1 yoki undan ham keng bo‘lishi mumkin. Bundan kattaroq chastotalar uchun siz Mini-Circuits tomonidan ishlab chiqarilgan keng ko‘lamli

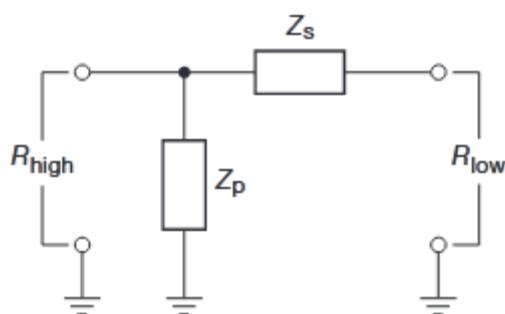
kelishtiruvchi transformatorlarni ishlatishingiz mumkin, ularning chastota ko‘lami 4 kHzdan 2 GHz gacha va kelishtiriladigan impedanslar nisbati 1 : 1dan 16 : 1gacha, chastotalar ko‘lami bo‘lsa 1000 : 1 yoki undan kattaroq bo‘lishi mumkin. Bu transformatorlar transmission liniyalar usulida yaratiladi. Transformatorlar *galvanik izolyasiyani* ta’minlab berishini qayd etish ahamiyatli: kirish va chiqish sxemalari umumiy erga ulanishi shart emas. Sxemasi manbaining yeriga ulangan yoki to‘liq izolyasiyalangan manbadan quvvat oladigan qurilmalardan signalni iste’molchiga berish kerak bo‘lganida (yoki sinxronizatsiya signali tarqatilganida) transformatorlar juda foydali bo‘ladi. Bitta laboratoriyada ishlatilgan qurilmaning “er” terminalida mavjud bo‘lgan kuchlanish 60 Hz ac tokning bir necha voltiga farq qilgan misollarning guvohi bo‘lganmiz. Bunda izolyasiyalangan 50 Ω : 50 Ω keng ko‘lamli transformatorni ishlatish ideal natija beradi, misol uchun, Mini- Circuitsning FTB1-6 (10 kHz – 125 MHz) yoki North Hillsning 0016PA (20 Hz – 20 MHz) transformatorlari.

H2.4 Reaktiv (yo‘qotishsiz) tor ko‘lamli kelishtirish zanjirlari

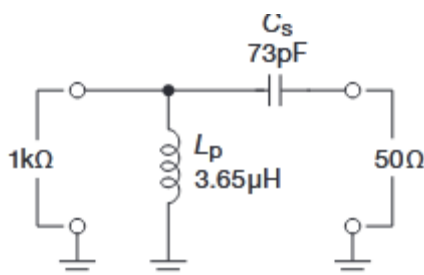
Bir juft impedansni, real yoki kompleks bo‘lishiga qaramasdan bor yog‘i ikkita reaktiv komponent bilan kelishtirishingiz mumkin. Kelishtirilgan impedanslar faqat yagona chastotada signalni refleksiya qiladi, ammo boshqa chastotalar ko‘lamida “qoniqarli darajada yaxshi” bo‘ladi. Bunday kelishtirish zanjirlari transformatorli, kelishtiriladigan impedanslari ko‘lami ancha keng bo‘lgan, zanjirning muqobili bo‘lishi mumkin. Ammo bunday, toza real bo‘lmagan (ya’ni reaktiv komponentlari ham bo‘lgan) impedanslarni o‘zaro, yo‘qotishsiz kelishtirish zanjirlari doym tor ko‘lamli bo‘ladi. Eng oddiy reaktiv kelishtiruvchi zanjir bitta induktiv g‘altak va bitta kondensatordan tashkil topgan L – zanjir bo‘ladi (H.13-rasm). Parallel ulanadigan element sifatida siz induktiv g‘altak yoki kondensatorni tanlashingiz mumkin, ammo zanjirning, impedansi katta bo‘lgan portga parallel ulangan reaktivligi bo‘lishi shart. Bunday kelishtirish zanjirlarini loyihalash juda oson va Hagen tomonidan tushunarli qilib ko‘rsatib berilgan (N-ilova). Loyihalash mazmuni parallel ulanadigan reaktivlikni aniqlashdan iborat. Bu reaktivlik, impedansi katta bo‘lgan R_{high} port qarshiligi bilan birgalikda R_{low} impedansining real qarshilik qismini ketma-ket ulangan reaktivlik bilan mavjud reaktivlikni yo‘qotish orqali, to‘g‘rilab beradi. Loyihalash tartibi quyidagicha bo‘ladi.

1. Quyidagi qiymatni hisoblab, aniqlang:

$$Q_{EL} = \sqrt{\frac{R_{high}}{R_{low}}} - 1$$



H.13-rasm. Past chastotali reaktiv impedanslarni kelishtiruvchi L – zanjir



H.14- rasm. 1 k Ω manba impedansini 50 Ω yuklamaga 10 MHz markaziy chastotada yo‘qotishlarsiz kelishtirish zanjirining misoli (bu zanjirning sifat ko‘effitsienti Q qiymatidan ikki barobar katta bo‘lib, uning chastotani tanlash sifatini belgilaydi).

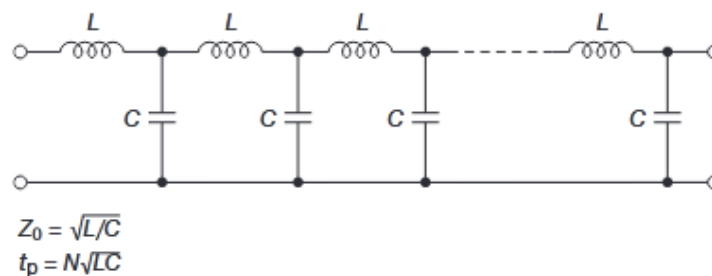
2. Endi parallel reaktivlikning shaklini tanlang (ya‘ni, induktivlik yoki sig‘im) va ularning kattalik qiymatlarini reaktivligi vositasida markaziy chastota uchun hisoblab aniqlang R_{high}/Q_{EL} . Boshqa so‘zlar bilan aytganda, $L_{parallel} = R_{high}/2\pi f Q_{EL}$ yoki $C_{parallel} = Q_{EL}/2\pi f R_{high}$.

3. Va nihoyat, ketma-ket ulanadigan reaktivliklar qiymatlarini aniqlang (ya‘ni, markaziy chastota uchun $Q_{EL} R_{low}$ qiymatini aniqlang). Boshqa so‘zlar bilan aytganda, muvofiq $C_{serial} = 1/2\pi f Q_{EL} R_{low}$ yoki $L_{series} = Q_{EL} R_{low}/2\pi f$.

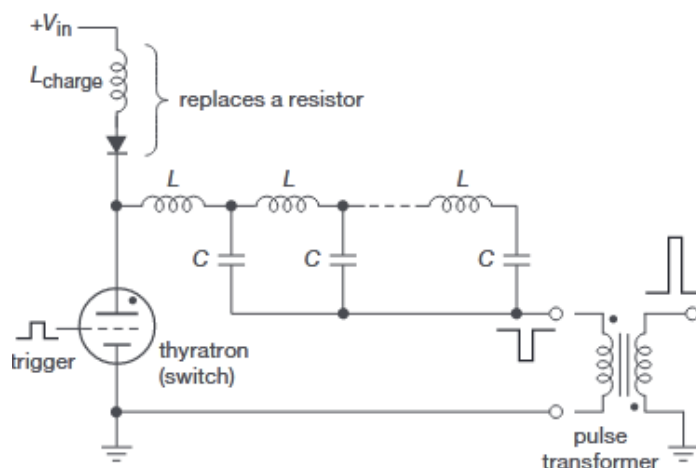
Misol uchun, keling 1000 Ω lik signal manbasini (kuchaytirgichning chiqishi) 50 Ω lik antennaga 10 MHz chastotada kelishtiraylik. $Q_{EL} = 4.36$ aniqlab, kirishdagi parallel ulanadigan induktivlikni aniqlaymiz, $L_{parallel} = 3.65 \mu H$ va ketma-ket ulanadigan $C_{serial} = 73 pF$ (H.14-rasm). Shu kelishtirish zanjirining sifat ko‘effitsienti $Q_{EL}/2$, ya‘ni qo‘pol chamalaganda $Q \approx 2$ bo‘ladi; uning chastota ko‘lami yarim-quvvat oraliqlarining 50 %ni tashkil qiladi, ammo impedanslar markaziy chastotada aniq kelishtirilgan bo‘ladi. Impedanslar nisbati ortgan sari zanjirning Q sifat ko‘effitsienti ham ortib borishiga ahamiyat bering, buni siz o‘zgartira olmaysiz. Kelishtirish zanjiri, juda katta impedanslar transformatsiyasi nisbati uchun, chastota ko‘lami tor bo‘lgan bandpass filtriga aylanadi. Agar sizga Q sifat ko‘effitsienti kattaroq bo‘lgan kelishtirish zanjiri kerak bo‘lsa, bu zanjirga ketma-ket boshqa reaktiv komponentlar qo‘shish kerak bo‘ladi, ular Pi (yoki T) shakldagi zanjirlar bo‘ladi. Bularni bir juft L –zanjirdek qabul qilishingiz mumkin, uning o‘rtacha impedansi har bir port impedanslaridan ancha kam (katta) bo‘ladi. Har bir L – seksiyaning impedanslar nisbati shunda yakuning transformatsiya nisbatida kattaroq bo‘ladi, demak Q sifat ko‘effitsienti ham kattaroq bo‘ladi. Tor chastota ko‘lami yaxshi emasku deb o‘ylashingiz mumkin, ammo aslida ba‘zi kommunikatsion sxemalar uchun, chastota ko‘lami tashqarisidagi signallarni bostirish uchun juda ham foydali bo‘lishi mumkin. Oddiy L – zanjirning Q sifat ko‘effitsientiga nisbatan kichikroq ko‘effitsient olish uchun bir juft L komponentini ketma-ket ulashingiz mumkin. Bunda impedanslar transformatsiyasi ikkita yarim qadamda amalga oshiriladi – har bir seksiyaning impedanslar nisbati yakuniy nisbatdan kichikroq bo‘ladi, demak Q ham kichikroq bo‘ladi.

H.3 Kattalik qiymatlari aniq bo‘lgan elementlardan tuzilgan kechiktiruvchi liniya va impulsni shakllantirish zanjirlari

Uzunligining birligiga nisbatan muvofiq induktivlik L/l va C/l sig‘imga ega bo‘lgan transmission liniyani ketma-ket ulangan N sonli ketma-ket ulangan L induktivlik va C shuntlovchi sig‘imlar bilan approksimatsiya qilish mumkin (H.15- rasm). Signalni liniya bo‘ylab tarqalish vaqti har bir element uchun $\tau_i = \sqrt{LC}$ va shu elementning impedansi $Z_0 = \sqrt{L/C}$ bo‘lgan transmission liniyani approksimatsiya qilgan bu sxemada umumiy signal tarqalish vaqti $t_p = N\tau_i = N\sqrt{LC}$ bo‘ladi.



H.15- rasm. Kattalik qiymatlari o‘zaro teng bo‘lgan kondensatorlar va induktiv g‘altaklarning ketma-ket ulanishi bilan yaratilgan taqsimlangan elementli kechiktirish liniyasi.



H.16- rasm. Impulsni shakllantiruvchi zanjir katta energiyaga ega bo'lgan yuqori voltli impuls ishlab chiqarish uchun ishlatilgan. Tiratron maxsus vakuumli lampa bo'lib, ichiga oz miqdorda gidrogen yoki boshqa gaz kiritilgan; katta qiymatlardagi kuchlanish va toklarni kommutatsiya qilish uchun ishlatiladi (o'nlab kV va 1000lab amper: o'nlab megavatt!) Induktiv g'altak va dioddan tashkil topgan zanjir kondensatorni rezonans tarzda belgilangan qiymatdagi dc kuchlanishdan zaryadlanish effektivligini ta'minlaydi.

Shunday elementlarda kechiktiruvchi liniyani approksimatsiya qiladigan uzun transmission liniya yaratishingiz mumkin. Qo'pol qilib aytganda, uzluksiz transmission liniyaning bunday diskret approksimatsiyasi kechiktirilgan signal shaklini τ_i yoki umumiy tarqalish vaqtining $1/N$ masshtabigacha saqlashi mumkin. Misol uchun, bunday, 20ta LC seksiyadan tashkil topgan $1 \mu s$ ga kechiktirish liniyasi 50 ns li signal detallarini yutiya yuboradi. Bu liniya past chastotali filtr bo'lib, $f = 1/2\pi\sqrt{LC}$ chastotadan yuqori chastotali signallarni so'ndiradi.

Alohida elementlardan tuzilgan kechiktiruvchi liniyalar avvalgi ossilloskoplarda ishlatilgan bo'lib, signalni ekranda yoyib beruvchi sweep generator, tekshiriladigan signal og'diruvchi zanjirga etmasidan avval, ishlashni boshlashini ta'minlab bergan, ya'ni avval sweep generator ishga tushgan, so'ng kechiktirilgan signal kelgan; bunda siz triggerlangan effektini ko'rishingiz mumkin. Zamonaviy ossilloskoplarda, ana shu vazifani bajarish uchun, ma'lum uzunlikdagi spiralga o'ralgan koaksial liniyalar ishlatiladi. Quyidagi § H.4.3da bu ajoyib qurilmalar to'g'risida yana ma'lumot olishingiz mumkin.

Alohida elementlardan tuzilgan kechiktiruvchi liniyalar impulsni shakllantiruvchi zanjirlar sifatida ham unumli ishlatiladi (H.16- rasm). Bu sxemada kechiktiruvchi LC seksiyalardagi parallel ulangan kondensatorlar katta musbat kuchlanish qiymatigacha zaryadlanadi; koaksial liniya ekvivalentining "markaziy o'tkazgichi" yuqori voltli tiratron kabi kommutator bilan yerga ulanganida kondensatorlar zaryadlanadi. Liniyaning umumiy terminalida (koaksial kabelning "ekrani"ning analogi) manfiy kuchlanishli impuls hosil bo'ladi, uning davomiyligi (impuls uzunligi) liniyada signal tarqalishi vaqtidan ikki barobar katta bo'ladi; impuls manbasining impedansi kechiktiruvchi liniya imedansiga teng bo'ladi. Bu impuls yuklamaga bevosita berilishi mumkin; ko'p hollarda impulsning amplitudasi, sxemada ko'rsatilganidek, impulsli transformator bilan o'zgartiriladi (kerak bo'lgan hollarda qutbi ham o'zgartiriladi). Bunday katta quvvatli impulsni shakllantirish sxemalari radarlar va boshqa, transmission liniyalar vositasida kerakli amplitudadagi yoki davomiyligidagi impuls yaratish imkonini bo'lmagan hollarda ishlatiladi. Sxemada ko'rsatilgan "rezonansli zaryadlash" zanjiridagi L_{charge} induktiv g'altagi bilan diod zaryadlovchi rezistor o'rniga ishlatilgan va C_{total} (N parallel ulangan kondensatorlar) kondensatorini zaryadlaydi. Bunday sxemaning bir necha afzalliklari bor: (a) zaryadlash quvvati to'liq kondensatorlarga beriladi, zaryadlovchi rezistor 50 % quvvatni dissipatsiyaga sarflab yuboradi; (b) zaryadlash vaqti L_{charge} va C_{total} lardan hosil bo'lgan rezonans konturidagi tebranishlarning yarim davri davomida yakunlanadi; va (c) kondensatorlar manba kuchlanishidan ikki barobar katta kuchlanishgacha

zaryadlanadi. Rezonansli zaryadlash usuli afzalliklari tufayli kommutatsiyali konverterlar va quvvat manbalarida, flash lampalari sxemasida va boshqa joylarda ishlatiladi.

H.4 Xotima: xarakteristik impedansni narvon usuli vositasida ifodalash

“To‘lqinlar” formal kursida harakatlanuvchi $\vec{E}$ va $\vec{B}$ elektr va magnit maydonlarning o‘zaro bog‘liqligini ifodalash uchun odatda Maxwell tenglamasi ishlatiladi, undan kuchlanish va tokning o‘zaro bog‘liqligi aniqlanib, natijada impedans ifodasiga kelinadi. Bu tartibdagi ifodalashdan siz solishtirma uzunlikka to‘g‘ri kelgan sig‘im va induktivlikni hamda elektromagnit to‘lqin tarqalishi tezligini aniqlab olasiz. Ammo o‘zingizni, to‘g‘ri yuklangan transmission liniya toza rezistiv ekanligiga (qiymati ayni shu liniyaning “xarakteristik impedansiga” teng, misol uchun 50Ω) ishonitirishning ajoyib “sxematik” yo‘li bor. Bunda trasmission liniyani diskret LC pillapoyalardan tashkil topgan narvon shaklida modellab, uning uzunlik bo‘yicha kichik bir inkrementi (qo‘shilgan qismi) δx ketma-ket ulangan $L\delta x$ va parallel (shunt shaklida) ulangan $S\delta x$ sig‘imdan iborat, bunda L va C koaksial liniyaning uzunlik birligiga to‘g‘ri kelgan solishtirma induktivlik va sig‘im. Liniyaning l uzunligida ulardan $l/\delta x$ ta bor.

H.4.1 Birinchi usul: uchi yuklangan liniya

Uzoq uchi yuklangan (H.17- rasmda Z_1) liniyaning uzoq uchidan boshlab pastga qarab impedansni yozishni boshlaymiz¹⁸. Bu impedans L/C nisbatining o‘tkazuvchanligini beradi va Z_1 impedansi R_0 ga teng bo‘lishiga keltiradi. Shunda biz Z_{in} impedansi narvon tomon qaraganda R_0 ga aniq keltiriladi, chunki biz approksimatsiya qilingan liniyani, δx ni nolga intiltirib, uzluksiz transmission liniyaga o‘zgartiramiz. Keling shu amalni bajaraylik. Z_1 $L\delta x$ ga ketma-ket ulangan o‘zaro parallel bo‘lgan R_0 va $S\delta x$ zanjirning impedansiga teng:

$$Z_1 = j\omega L\delta x + \frac{R_0(-j\omega C\delta x)}{R_0 - j\omega C\delta x} = j\omega L\delta x + \frac{R_0}{1 + j\omega C R_0 \delta x} \approx R_0 + j\omega \delta x(L - R_0^2 C),$$

oxirgi amalda biz binom yoyilmasining faqat birinchi hadini qoldirdik, ya’ni $1/(1 + \varepsilon) \approx 1 - \varepsilon$. $\sqrt{L/C} = R_0$ bo‘lsa ikkinchi had yo‘q bo‘ladi, bu transmission liniya xarakteristik impedansining formulasi bo‘ladi. Ammo... shoshilmang, agar $\delta x \rightarrow 0$ bu had ham yo‘q bo‘ladi; shunda transmission liniyaning o‘zi ham yo‘q bo‘ladi! Demak binomning ikkinchi hadini ham qo‘shishib, δx ni nolga yo‘naltirganimizda nima bo‘lishini ko‘ramiz, shunda liniyaning uzunligi l konstanta bo‘lib qolishi kerak, seksiyalarning soni shunda $N = l/\delta x$ bo‘ladi.

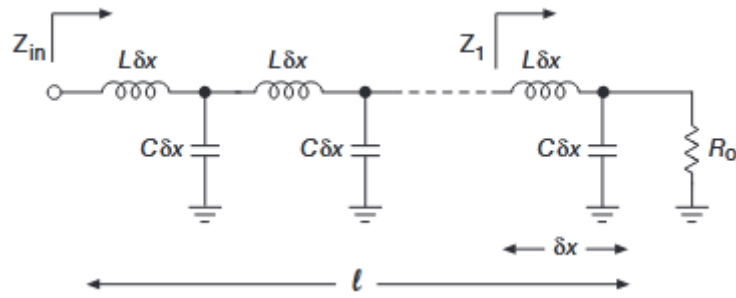
Matematik amallarni davom ettirishingiz mumkin. Binomning keyingi ikki hadi yana δx^2 va δx^3 tartibdagi ulushlarni¹⁹ qo‘shadi, shunda Z_1 quyidagi ko‘rinishga keladi:

$$Z_1 \approx \{R_0 + \sigma(\delta x^2)\} + j\{\omega \delta x(L - R_0^2 C) + \sigma(\delta x^3)\}$$

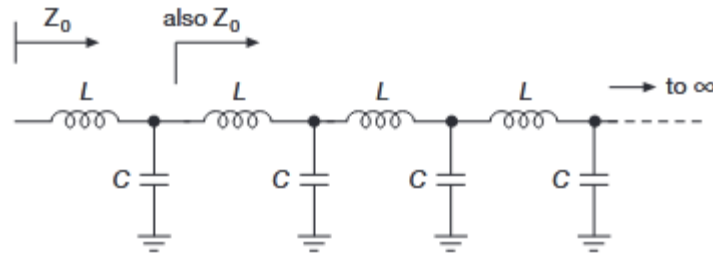
va shunday N seksiyalarni ketma-ket kaskad qilib (bunda $N = l/\delta x$) $\sqrt{L/C} = R_0$ shartiga amal qilinsa, binomning yuqori hadlari $\delta x \rightarrow 0$ intilganda $\sigma(\delta x)$ va $\sigma(\delta x^2)$ kabi yo‘q bo‘ladi (muvofiq real va mavhum qismlari). Shunda, uzunligi l bo‘lgan va xarakteristik impedansiga yuklangan transmission liniyaning kirish impedansi (qarshiligi) R_0 , toza rezistiv qarshilik bo‘ladi.

¹⁸ Bu usul Hagenning *Radio Frequency Electronics* kitobidan olingan, N-ilovani ko‘ring.

¹⁹ Ularning ifodasi $-R_0^3 \omega^2 C^2 \delta x^2 + jR_0^4 \omega^3 C^3 \delta x^2$, agar o‘zingizning matematik bilimlaringizni tekshirmoqchi bo‘lsangiz (yoki bizning?)



H.17- Uzunligi l bo'lgan transmission liniyaning LC seksiyalardan tuzilgan modeli. Bizni aslida $\delta x \rightarrow 0$ va seksiyalarning soni $N = l/\delta x \rightarrow \infty$ bo'lgandagi chegara qiymati qiziqtiradi.



H.18- rasm. Transmission liniyani chala-cheksiz LC narvon modeli hisoblarni osonlashtiradi

H.4.2 Ikkinchi usul: chala cheksiz liniya

Bu oqil usul²⁰ uchun natijani kelishtirish va yakuniy qiymatiga kelish talab etilmaydi. Usul mazmuni, cheksizlikka intilgan narvon shaklida ulangan seksiyalardan tashkil topgan transmission liniyaning, bir tomonidan nazorat qilishga asoslangan (H.18-rasm), o'ng tomonga bir qadam surilganda liniyaning ko'rinishi o'zgarmasligi qayd etiladi. SHunda kompleks kirish impedansi quyidagi oddiy ko'rinishga ega:

$$Z_0 = j\omega L + Z_0 \parallel Z_C = j\omega L + \frac{Z_0 \cdot (-j/\omega C)}{Z_0 - j/\omega C}.$$

Oxirgi hadning maxrajiga tenglamani ko'paytirib va hadlarni tartibi bilan joylashtirsak Z_0 ning kvadrat tenglamasiga kelimiz:

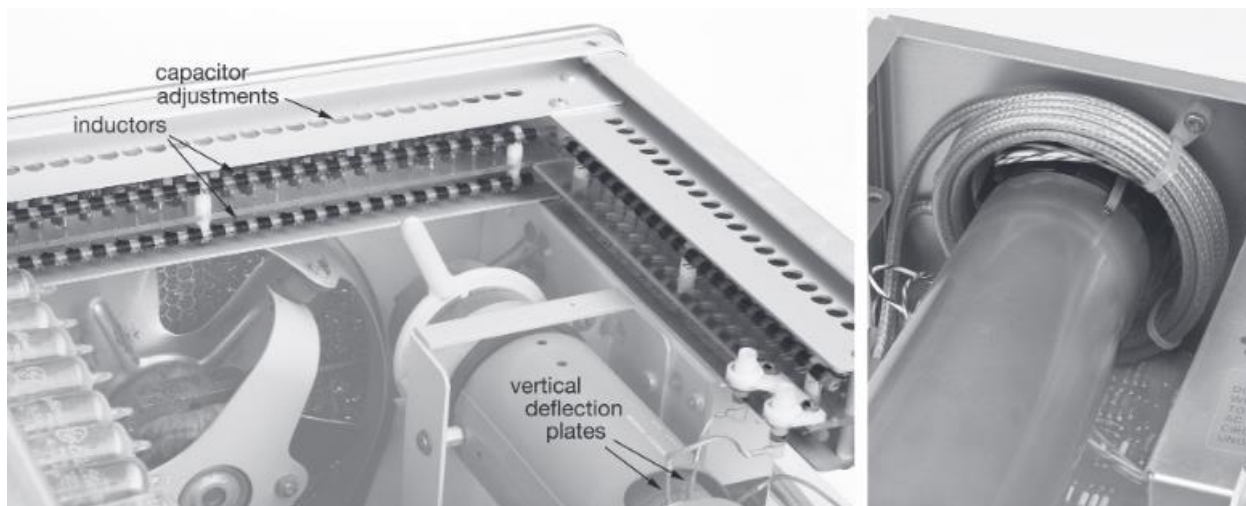
$$Z_0^2 - j\omega L Z_0 - L/C = 0,$$

tenglamaning yechimi:

$$Z_0 = j\omega L \pm \frac{\sqrt{4L/C - \omega^2 L^2}}{2}.$$

Endi yakuniy zarba: liniya uzunligini saqlagan holda, har bir seksiyasini siqilib borishiga imkon berdik. Individual L va C qiymatlari nolga qarab intiladi, ammo ularning nisbati konstanta bo'lib qoladi. Faqat $4L/C$ hadi omon qolib, bizga real impedans qiymatini beradi $Z_0 = \sqrt{L/C}$. Hech qanday approksimatsiya yo'q!

²⁰ Jene Golovchenko bizga taqdim etgan.



H.19- rasm. Analogli ossilloskoplar signal yo‘llarida kechiktiruvchi liniyalarini ishlatadi. Tektronix 545A (chap tomonda) 1959 yilgi qadimiy vakuum trubkali ossilloskopning chastota ko‘lami 30 MHz bo‘lgan ikki kanalli kirishlarga 200 nsli kechiktiruvchi liniyalar ulangan, ular 50ta induktiv g‘altak jufti va 50ta sozlanadigan kondensatorlardan tuzilgan; (H.20- rasm); uning zamonaviy 2213 qattiq jisimli displeyga ega nabirasining (o‘ng tomonda) chastota ko‘lami 60 MHz va 100 ns ga kechiktiradigan spiralga o‘ralgan 2.5 m koaksialli kechiktirish liniyasi ishlatilgan.

H.4.3 Qo‘shimcha: seksiyalardan tuzilgan kechiktirish liniyalari

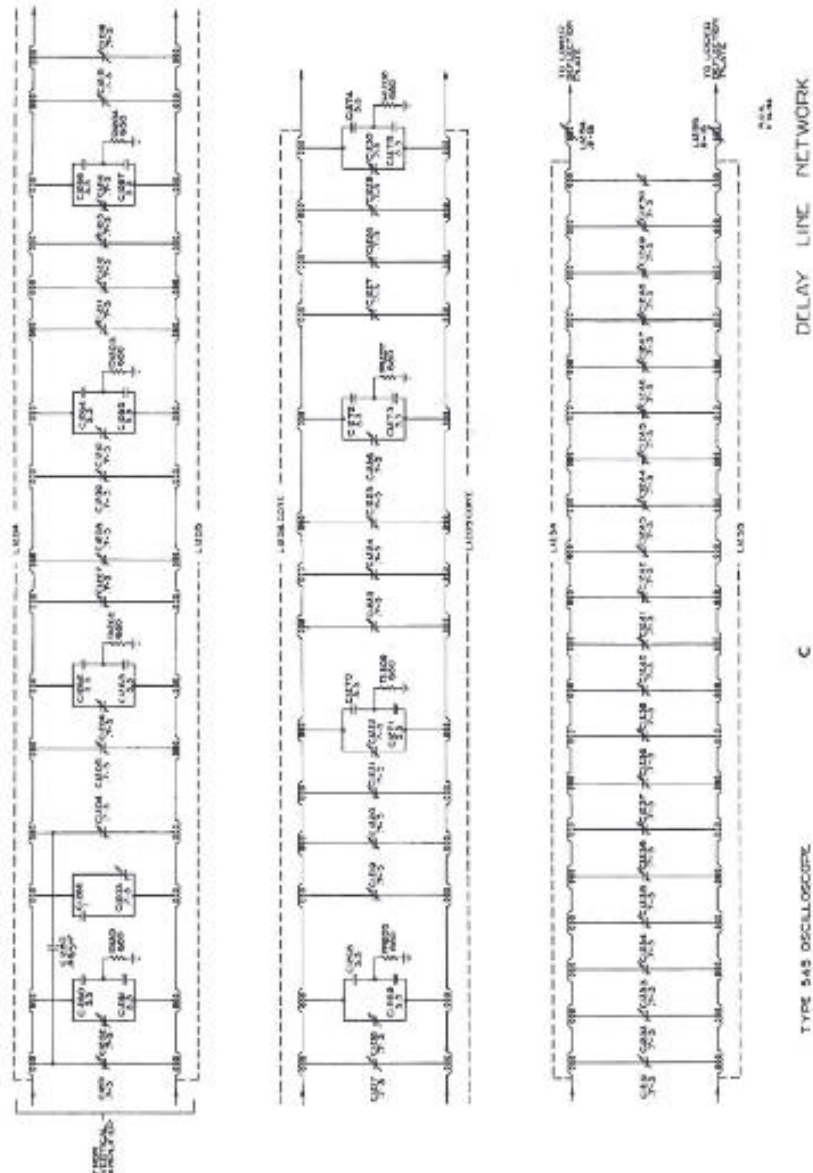
Analogli ossilloskoplarning oqil loyihachilari, elektronikaning uzoq yoshlik davrida, triggerlash hodisasidan avval boshlanadigan elektron nurning ekran bo‘yicha gorizontallik yo‘nalishda harakatlantirish yo‘lini topishgan, ya‘ni signal ekranda elektron nur paydo bo‘lishidan ~ 100 ns ga liniya bilan kechiktirilib beriladi²¹. Qadimiy vakuum trubkali ossilloskoplar (afsonaviy Tektronix 545A) loyihasilari ko‘p seksiyali kechiktiruvchi transmission liniyalarni ishlatib (H.19- rasm), 100 futdan uzun bo‘lgan kabelni o‘rnini bosadigan ko‘p seksiyali kechiktiruvchi liniya yaratib 200 ns ga kechiktirishga erishishgan. Bu liniyani yaratishda ular ancha yillar aval elektronika kursidan olgan nazariy bilimlarini ishlatgan deb tahmin qilish mumkin²². Keyinroq yaratilgan analogli ossilloskoplarda ko‘p seksiyali kechiktiruvchi liniyalarning o‘rnini bir juft ichki spiral shaklida o‘ralgan o‘tkazgichli koaksial liniyalar bosdi; ularning kabel uzunligiga solishtirilgan induktivligi katta bo‘lgani tufayli signalni kechiktirish vaqti ham ortdi²³, va bahtimizga ularning xarakteristik impedanslari ham kattalashdi. Fotosuratda misol uchun elektron nurli trubka atrofida o‘ram qilib joylashtirilgan kabelni ko‘rsatgan²⁴. H.21- rasm bu nafis differensial juftli kechiktirish liniyasi sirini ochib bermoqda, uning xochsimon spiral shaklida o‘ralgan “markaziy o‘tkazgichi” signalni 12 ns/ft ga kechiktirish vazifasini bajaradi. H.22-rasmda uchburchak shaklidagi differensial juft imulslar liniyaning bir uchiga berilganda, ikkinchi uchidan kechiktirilgan holda paydo bo‘lishi ko‘rsatilgan.

²¹ Raqamli ossilloskoplarda bu muammo ustalik bilan xal qilingan, unda raqamlashtiriladigan signal xo‘plami kechiktirish vaqtiga xotirada saqlanadi.

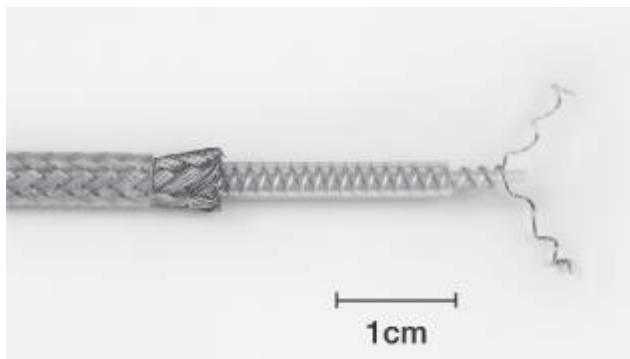
²² H.19 – rasmda seksiyali kechiktirish liniyasidagi kondensatorlar aslida har bir induktiv g‘altakning *markaziy nuqtasiga* ulangan ekanligini H.20-rasmda ko‘rishimiz mumkin. Kechiktiruvchi liniyaning bunday, cheklangan son seksiyalardan tuzilgan, sxemasi o‘z effektivligini ko‘rsatgani to‘g‘risida bizga Larry Baxter fors taomlari bilan bizni mehmon qilganida aytib bergan edi (“Mr. Capacitive Sensors”; shu nomdagi kitobda ko‘ring).

²³ πnD faktoriga ko‘paytiriladi, bunda n uzunlikning o‘lchash birligiga to‘g‘ri kelgan o‘ramlar soni va D spiralning diametri. Katta qadamlar bilan o‘ralgan spiral ekran bilan o‘ralgan bo‘lgani uchun siz signal spiral orqali burama shaklda tarqaladi deb o‘ylashingiz mumkin; bunday soddalashtirish sizga oddiy tenglamani beradi, liniyaning solishtirma uzunligiga to‘g‘ri kelgan induktivlik va sig‘imni hisoblashga xojat qolmaydi.

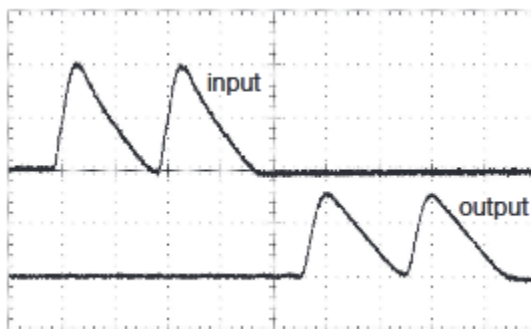
²⁴ Bu katod nurli trubka (elektron nurli trubka), bu ming yillikda tug‘ilganlar uchun uni zavq bilan tomosha qilish imkoni qolmadi.



H.20- rasm. Mukammallika erishish uchun tinmay ishlash kerak: Tektronix 1950 yilda o'zlarining 545 tip ossilloskopi uchun elikta induktiv g'altak va ellikta trimmer ishlati kechiktirish liniyasini yaratgan (H.19-rasmdagi fotosurat). Tektronix ruxsati bilan keltirdik.



H.21-rasm. Brian Shabandan Tektronix 2213 ossilloskopining korpusini oldik. Uning ichini biroz kavlab nimani topganimizni ko'ring! Bu ossilloskop ichiga joylashtirilgan uzunligi 8.5 ft bo'lgan kabel signalni 100 ns ga kechiktirib, differensial impedansi 150Ω ekan. O'zaro qarama qarshi uralgan spiral ikkita izolyasiyalangan 30 ga sim, o'ralish qadami 1.125 mm va o'rtacha diametri 2 mm va ichki diametri 3.25 mm bo'lgan to'qilgan ekranli kabel ishlatilgan.



H.22- rasm. Biz bu signalni H.21- rasmda ko'rsatilgan kabelning kirishiga berdik (endi undan nima qoldi), ossilloskopning boshqa kanalida ~ 95 ns ga kesikkan signalni ko'rdik. Kechiktirilgan signal shakli buzilmagan va chastota ko'lami 60 MHz bo'lgan sinash signalidan farq qilmaydi. Masshtab : vertikal: 1 V/div, gorizontal: 20 ns/div.

TELEVIDENIYE: KICHIK DARSLIK

I-ilova

Bu ilova, avval notexnik o'quvchilar uchun yozilgan darslikni kengaytirish natijasida yaratildi²⁵. Uning tarkibi quyidagi mavzulardan iborat:

Televideniye: video plyus audio

Audio + videoni birlashtirib efirga tarqatish

Modulyasiya

Analog formatdagi translyatsiyani yoki kabel televideniyada xotiraga yozish

Raqamli televideniye: bu o'zi nima?

Raqamli televideniye: translyatsiya va kabel orqali tarqatish televideniye

televideniye oqimi

shaklidagi xizmat va shartli ulanish

olingan video

almashtiriladigan tranlyasiya

Display qurilmalari (CRT; LCD; plazma; OLED)

Videosignalni ulash (analogli; DVI/HDMI; Display porti)

Satelit bilan bevosita bog'liq

Internet orqali raqamli

Raqamli kabel: mukofot

Raqamli kabel: so'rab

Raqamli kabel:

Raqamli xotirali televideniye

I.1 Televideniye: video plyus audio

1. Televideniyeda harakatlanuvchi tasvir tovush bilan birga uzluksiz masofaga uzatiladi; tovushni uzluksiz bo'ladi deb o'ylash to'g'ri, ammo tasvir ketma-ket olingan tasvirlardan shakllantiriladi, shunda tasvirlar ketma-ketligi ko'z ilg'amaydigan darajadagi tezlikda olinadi va uzluksiz tavar shakliga keltiriladi²⁶.

2. Televideniyeda kino shaklidagi kontent masofadagi tomoshabinga yuboriladi. Boshlanishida televizion signal er yuzi bo'ylab radioto'lqinlar vositasida tomoshabin antennasi va televizoriga transmissiya qilingan. Vaqt o'tib televizion signalning transmissiya qilish usullari ham ko'paydi - elektrik kabel²⁷, optik tola, bevosita satelitdan bajarilgan mikroto'lqinli transmissiya va Internet orqali video-signalni magnit videokasetaga yozib olib uzatish (Betamax, VHS, D-VHS) va optik kasetalarga yozib olish (Laserdisc, VideoCD, DVD²⁸, HD-DVD, Blu-Ray va boshqalar).

²⁵ Paragraflar o'quvchilarning tasavvuriga muvofiq bo'lgan tartibda keltirilgan.

²⁶ Kino turidagi ko'rsatuv tasvirini yaratishda sekundiga 24 kadr olinadi; Qo'shma Shtatlardagi televideniyeda sekundiga 30 kadr tezligi qo'llaniladi.

²⁷ Texnikada koaksial transmissiya kabeli nomi bilan ma'lum.

²⁸ "Digital Versatile Disc". "Universal yumshoq disk".

I.1.1 Audio

3. Televideniyedagi audio signal nima ekanligini tushunish balki osonroq bo'lar, chunki u odatdagi audio yozuv usulidan kam farq qiladi. Mikrofon tovush signallarini (bosim o'zgarishlari ko'rinishidagi) muvofiq elektr signaliga o'zgartirib beradi. Demak mikrofonning chiqish signali tovush yaratgan bosimga proporsional bo'lgan elektr kuchlanish o'zgarishlari shaklida bo'ladi. Zamonaviy audio yozish va masofaga uzatishda ikkita yoki undan ko'p mikrofonlar ishlatiladi va "stereo" tovush yaratiladi (ya'ni, ikki kanalli) yoki ko'p kanalli tovush (misol uchun, "5.1 kanalli tovush").

4. Odatda bu signallar kuchaytiriladi, saqlanadi va "analog" usulda masofaga uzatiladi, bunda signallar yumshoq o'zgaradigan kuchlanish shakliga keltirilib kuchaytirgich, rekorder, modulyator kabi elektron qurilmalar orqali uzatiladi va h.k.²⁹. Zamonaviy "raqamli" texnologiyalari bu ishni boshqacha bajaradi: mikrofondan olingan signal (tovushga muvofiq bo'lgan kuchlanishning o'zgarishlari) raqamlarga konversiya qilinadi (ya'ni raqamlashtiriladi), barcha signal raqamlar ketma-ketligiga konversiya qilinib, chiqishiga ag'darilib tashlanadi. Bu raqamlar ketma-ketligi qabul qiluvchi tomonda analogli signalga konversiya qilinib, tovushga qayta o'zgartiriladi va tinglovchiga dinamik karnay yoki reproduktor orqali taqdim etiladi.

5. Standart texnologiyada yozilgan kompakt diskga (CD) qancha raqamlar sig'ishi to'g'risida tassavur hosil qilish uchun bilingki, oniy tovush bir sekundiga 44100 marta raqamlanadi (ikki stereo kanalda bir vaqtda) va har bir bunday xo'plam jufti 16-bitli binar raqamga konversiya qilinadi³⁰. Shunda raqamlarni hosil qilish sekundiga $2 \times 44100 \times 16 = 1411200$ bit, yoki bir minutda 100 million bit bo'ladi³¹.

6. Nima uchun aqli raso bo'lgan odam shunchalik katta sondagi raqamlarni hush ko'rar ekan degan savol tushishi mumkin, tovushning analogli signal sifatida yozib olish ancha oddiy amalku – bunda faqat bir juft kuchlanish sekundiga 20000 marta o'zgaradi xolos³². Buning bir necha sabablari bor bo'lsa-da, zamonaviy raqamli usul oson va arzon bo'lib, audio (va video) signalni saqlash va masofaga uzatish-da samaradorligi va sifati katta bo'lgani uning afzalligini belgilaydi. Raqamli texnologiyalar bergan af-zalliklarni tasavvur qilish uchun har kun sayyora zondlari yuboradigan tasvirlar Mars va Saturn sayyora-lariga borib kelib, sifati o'zgarmaganidan ko'rishingiz mumkin, tasvirlarda, analogli signal uzatishga xos bo'lgan "qor" va boshqa artefaktlar bo'lmagan ularning asosiy yutug'idir.

Raqamli signalni saqlashdagi zichligini tasavvur qilish uchun zamonaviy 5"li optik disk (ikki tomonlama yoziladigan Blu-ray diski) CD- sifatli audioning 80 soatli hajmni undan o'n barobar kichik hajmda bo'lgan yaxshilab zichlanib kechagi 12" vinil LP diskga yozilgan analogli audio bilan solishtirishingiz mumkin³³.

I.1.2 Video

7. Video televizorning anchagina murakkab qismi bo'ladi. Bunda televizorning masalasi harakatlanuvchi tasvirni rangda, murakkabligini saqlagan holda va artefaktlarsiz qayta tiklashdan iborat bo'ladi. Bu masalani bajarish uchun xotirada saqlash va yetkazib berish kanallarining imkonlaridan foydalanishi

²⁹ Umumiy analogli yozish texnologiyasi, hozir deyarli eskirgan, vinil plyonkaga yozishdan (bunda audio signal vinil plastina yuzasida nozik ingichka ariqcha hosil qiladi) va audio kasetalarga yozishdan iborat (bunda audio signal yuzasiga yupqa oksid magnit material qoplangan egiluvchan plastik tasmaga yoziladi).

³⁰ Bular – 32768 dan +32768gacha bo'lgan raqamlar ko'lami bo'lib, yoziladigan tovushning "to'liq ko'lamini" o'z ichiga oladi.

³¹ Kodlash, xatolarni tuzatish va boshqa amallar uchun yozilgan bitlar zichligi taxminan uch barobar ortadi.

³² Yoki 20 kHz, odamning eshitish qobiliyatining yuqori chegarasi va bu chegara, quloqni bitiruvchi rok konsertdan zavqlanishni hush ko'rmagan yoshlarga xos bo'ladi xolos.

³³ Zamonaviy 3 terabaytli, qo'lingizda ushlab tursa bo'ladigan, 3" qattiq magnit diskning imkoniyatlari yanada katta, unda 60 barobar ko'p, yoki 50000 soatli zichlangan stereo audio yozuv juda yaxshi sifatda saqlanishi mumkin (128 kbps AAC); bu 15 yil davomida xavtasida 40 soatdan musiqa eshitish degani bo'ladi!

kerak bo‘ladi – bular, hajmi va tezligi cheklangan xotirali disk va cheklangan transmissiya (translyatsiya, kabel, Internet yoki satellit) chastota ko‘lami bo‘ladi³⁴.

8. Video sistema kameradan boshlanadi. Undagi elektron sensorlar (raqamli kameralarda ham bor) ikki o‘lchamli rangli tasvirni *kadrlar* ketma-ketligiga konversiya qilib beradi, har bir kadr tasvirning aniq oniy ko‘rinishini aks etadi (US TV uchun kadrlarning qaytarilish tezligi sekundiga 30 ta kadr). Analogli televideniya ikki o‘lchamli tasvir elektr signallarga quyidagi usulda konversiya qilinadi: yagona kadrni tasvir holidagi ko‘rinishini tasavvur qiling. Tasavvur oddiyroq bo‘lishi uchun tasvir “oq-qora” ko‘rinishida bo‘lsin³⁵. Tasvirning yuqoridagi chap uchidan boshlab, tasvir yuzasi bo‘ylab gorizontaal yo‘nalishda harakatlanamiz va tasvirning har bir kesib o‘tgan nuqtasini yorug‘ligiga proporsional bo‘lgan elektr kuchlanishga o‘zgartiramiz. O‘ng tomondagi tasvir chegarasiga etganimizda, sakrab o‘ng tomonga o‘tib olamiz va yana gorizontaal bo‘ylab harakatni davom ettiramiz, faqat ikkinchi yo‘limiz birinchining ostidan o‘tadi. I.1- rasmga nazar soling. Bu harakatlarni tasvirning quyi o‘ng burchagigacha davom etamiz. SHunda birinchi kadrni to‘liq skanerlab chiqqan bo‘lamiz, bu rastr (Germaniyada “to‘r”) deb ataladigan tasvir nusxasi bo‘ladi³⁶.



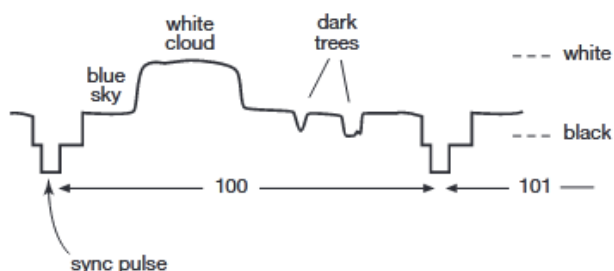
I.1-rasm. Statik ikki o‘lchamli tasvir “rastr bo‘yicha skanerlanib” video signal yaratiladi (I.2-rasm). Video signal harakat yo‘nalishidagi tasvir elementlarining yorug‘ligiga proporsional bo‘lgan elektr kuchlanishlardan iborat bo‘ladi.

9. Biz nima qildik – yagona ikki o‘lchamli tasvirning , vaqt bo‘yicha, elektr kuchlanishlar bilan ifodalangan nusxasini yaratdik (tasvirning har bir nuqtasining yorug‘ligiga proporsional bo‘lgan o‘zgaruvchan kuchlanishni); shunda ikki o‘lchamli tasvirni biz ikki o‘lchamli chiqish kuchlanishiga konversiya qildik. I.2-rasmni ko‘ring.

³⁴ Chastota ko‘lami kabel yoki translyatsiya vositalarining chastotalarni o‘tkazishi imkoni bilan belgilanadi. Buni texnik aniq kattaliklarda ko‘radigan bo‘lsak, misol uchun, radiostansiya signalni yagona elektr kabel (yoki boshqa mediya) orqali uzatish imkonini ko‘rsatadi. Bu ibora datalarni uzatish tezligi uchun ham erkin ishlatiladi.

³⁵ Yoki, aniqrog‘i, grayscale – kulrang jilosi.

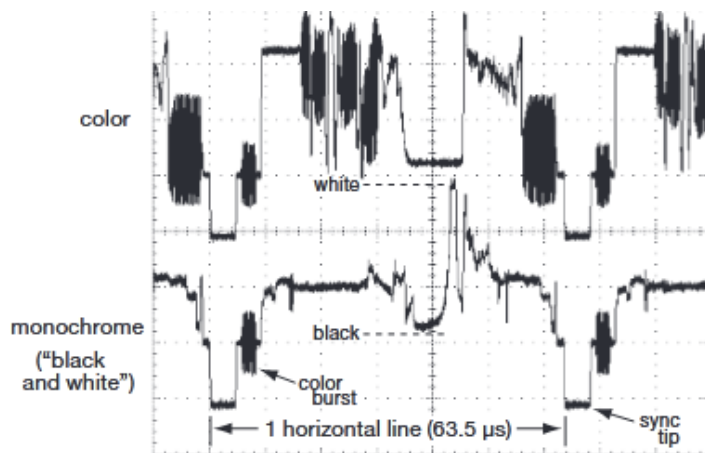
³⁶ Televideniye standartlarining nomlanishi (SDTV odatda “NTSC” National Television System Committee bo‘lib, bizni 1940 yilga qaytaradi). Bu standartga muvofiq yagona to‘liq tasvirni 480 gorizontaal liniyalarga bo‘ladi va har bir liniya 640 ta qismga bo‘linadi (tasvir elementi, pixel) va shu farqlash birligini ta‘minlaydi; kompyuter egasi bundan ko‘p ta‘sir lanmaydi – NTSC standartidagi televizorda faqat “VGA” farqlanish bor ekanda deyishi mumkin (ya‘ni, 640 x 480).



I.2-rasm. I.2-rasm ko'rsatilgan 240 chi gorizontallash liniyasining video signal shaklidagi ko'rinishi

10. Bu vaqt bo'yicha o'zgaradigan kuchlanish *video* signal deb ataladi va televidion tasvirni yaratishdagi birinchi qadam bo'ladi. NTSC analogli televideniya bu signal, *modulyasiya* deb ataladigan protsessdan so'ng, analogli usullar bilan translyatsiya qilinadi (ancha keyin) va televizorda qayta tiklanib ekrandagi tasvir yaratiladi. Bunda yuqorida ko'rsatilgan rastr skanerlanadi (chapdan o'ng tomonga, yuqoridan pastga). Shunda hosil bo'lgan kadrlar ketma-ketligi bir sekunda 30 rasm tezlikda qaytarilib ekranda ko'rish mumkin bo'lgan tasvirni hosil qiladi³⁷.

11. Video-signalni to'liqligicha shakllantirish uchun unga bir necha sinxronlovchi informatsiya qo'shilishi kerak bo'ladi, ulardan televizor qachon televidion kadrni chizishni boshlash va har bir gorizontallash liniya boshlanishini biladi. NTSC televidion sistemasida har bir gorizontallash liniya boshlanishida sinxro impuls qo'shiladi, bu qisqa³⁸ kuchlanish impulsi bo'lib, tasvirning o'rtasiga kelib qolganida "qoradan qora" interferensiyalar hosil bo'ladi. I.3-rasmni ko'ring. Televizor bu impulsni detektsiya qilib, har bir liniyani skanerlash uchun ishlatadi. Shunga o'xshagan vertikal sinxronizatsiya impulsi har bir kadrni transmissiya qilish uchun ishlatiladi va undan televizor bir kadr keyin ikkinchi kadrni yoyishga o'tishini belgilaydi (I.4-rasmni ko'ring. To'liq video tasvir signali, qo'shimcha sinxronizatsiya impulslari bilan *kompozit video* deb ataladi).



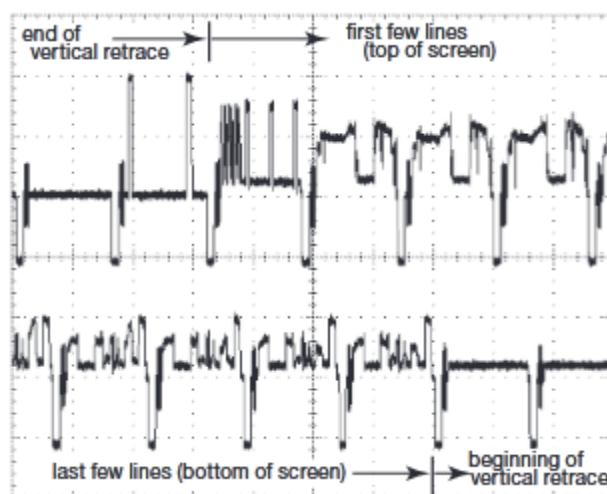
I.3-rasm. Gorizontallash sinxronizatsiya impulsi bilan chegaralangan yagona gorizontallash liniyaning murakkab analogli video signalining ko'rinishi. Yorug'lik ("tasvirning oq joylari") signalning amplitudasi bilan aks ettiriladi. Tasvir rangini ko'rsatish uchun video signalga 3.58 MHzli qo'shimcha rang tashuvchi kiritiladi, uning amplitudasi to'yinganlik darajasiga bog'liq bo'ladi va uning fazasi rangning kodini bildiradi.

³⁷ NTSC sistemada *qatorlararo* deb nomlangan usul ishlatiladi – unda toq va juft qatorlardan alohida qo'pol rastlarlar hosil qilinadi va bu jarayon ikki barobar katta tezlikda bajariladi. Shunda standart NTSC US televizorida tamoshabin sekundiga 60 tasvirni ("dalani") ko'radi va har bir tasvir shunda 240ta gorizontallash liniyadan tashkil topgan bo'ladi; shunday dalalardan ikkitasi o'zaro to'qilib 480-liniyalik tasvirni hosil qiladi. Ba'zi hollarda boshqalardan ajratish uchun, buni "480i" format deb atashadi. Boshqa farqlanishi kattaroq bo'lgan formatlar (misol uchun, katta fakqlanishli TV, HDTVda har bir kadr 720 yoki 1080 liniyadan yaratilgan bo'ladi, yoki "4K Ultra HDTVda 2160 liniya ishlatiladi. Qo'pol kadrlarni o'zaro to'qimasdan yaratilgan tasvir progressiv deb ataladi, misol uchun 720 p.

³⁸ Sekundani 4.5 milliondan bir qismi atrofida.

I.2 Audio bilan videoni birlashtirib translyatsiya qilish: modulyasiya

12. NTSC televizion sistema to'g'risida bahsni davom ettirib (raqamli televideniye bilan solishtirgan holda, uning standarti ATSC Advanced Television Systems Community deb nomlanadi va keyinroq uni ko'rib chiqamiz) kompozit video audio bilan birga endi translyatsiya qilinishi yoki kabel orqali tomoshabin uyiga yuborilishi kerak. Sodda dil odam bu signallarning o'zini bevosita "shu turishida" translyatsiya qilib yuborish mumkin deb o'ylashi mumkin. Ammo bunday qilinmaydi, va bunga kam deganda, ikkita sabab bor: birinchidan, agar kompozit video signal bevosita translyatsiya qilindigan bo'lsa, ikkita televizion signal o'zaro aralashib ketadi (chunki ularning barchasi bitta chastota ko'lamiga tushib qolgan bo'ladi, qayta ishlanmagan video signallar ustma ust bo'lib ketadi); ikkinchidan, ba'zi to'lqidagi signallar, boshqalariga nisbatan translyatsiya bo'lishi osonroq bo'ladi.



I.4-rasm. Vertikal yo'nalish bo'yicha tasvirning boshlanishiga qaytish (yangi kadr boshlanishida) sozlangan sinxronizatsiya impulslari signali bo'yicha amalga oshiriladi, bu erda ularning birinchi va oxirgisi ko'rsatilgan.

Shular sababli televizion signalning audio va video ulushlari (va, barcha boshqa kommunikatsiya va translyatsiya qilinadigan signallar ham) ma'lum chastotadagi "tashuvchi" to'lqin parametrini o'zgartirish uchun ishlatiladi. Bunday tashuvchi to'lqin (yoki unga ekvivalent chastota) "kanal" deb ataladi; va informatsiyani (audio va video) shu tashuvchi to'lqin tarkibiga kiritilishini *modulyasiya* deb atashadi.

13. Radio stansiyalarda ham ana shu usul ishlatiladi: AM stansiyalarda tashuvchi to'lqinning amplitudasi audio signal bilan o'zgartiriladi (demak, bunda "amplituda modulyasiyasi" ishlatilgan bo'ladi), FM stansiyalarda tashuvchi to'lqinning chastotasi yuboriladigan signal bilan o'zgartiriladi ("chastotali modulyasiya"). Tashuvchi chastotaning o'zi kanalga bog'langan bo'ladi: AQSHda AM stansiyalarining tashuvchi chastotalari 520 bilan 1710 kilogers oralig'ida bo'ladi (kHz, sekundiga minglab sikl), FM stansiyalarning tashuvchi chastotalari 88 dan 108 megagers (MHz, sekundiga million sikl) ko'lamida joylashgan. AQSHda televizion translyatsiya 54 MHzdan boshlanib (2-kanal) 698 MHz da tugaydi (51-kanal), shu chastota ko'lamining tarkibida FM, aeronaftika va boshqa xizmatlar uchun chastotalar ajratilgan³⁹.

14. Informatsiya (misol uchun, video) tashuvchini modulyasiya qilganida bu foydali signal tashuvchining tarkibiga singib ketadi va juda tor chastota ko'lamini egallaydi. Misol uchun, FM stansiyasining tashuvchi chastotasi audio signal bilan o'zgartirilganida, qo'shma signal 150 kHz chastota ko'lamini ishg'ol qiladi. Demak, FM stansiyalarning tashuvchi chastotalari o'zaro 200 kHz ga farq qilishi kerak (signal ishg'ol qilgan 150 kHz chastota ko'lamiga 50 kHz li "himoya devori" ham qo'shiladi),

³⁹ http://www.ntia.gov/files/ntia/publications/spectrum_wall_chart_aug2011.pdf dan chastota spektrini taqsimlangan devor o'lchamidagi jadvalini ko'chirib olishingiz mumkin.

shu chababli FM stansiyalarning chastotalari verguldan keyingi toq sonlar bilan o'rnatilgan (misol uchun, New York City WNYC stansiyasining chastotasi 93,9 MHz) va 0.2 MHz (200 kHz) ko'lamli minimal o'zgarish chegariga ega.

15. Analogli NTSC televizion translyatsiyasida tasviriy signallar uchun AM (kompozit video) varianti va alohida FM audio signal uchun ishlatiladi⁴⁰. Televizion kanallarning o'rnatilgan chastotalari 6 MHz ko'lamga joylashgan, har bir stansiyaga himoya diapazoni bilan birga deyarli shuncha chastota ko'lamini ishg'ol qilish ruxsati berilgan. Televizor qurilmasi har bir kanalga berilgan chastotasini "biladi" va tomoshabin kanalni tanlaganda uning chastotasini aniq ajratib oladi. Misol uchun, (analogli televideniye zamonida) New York City hududida 13-kanalni tanladik deylik, shunda televizorning elektronikasi chastotasi 210 MHz bo'lgan stansiyaning ajratib oladi (FCC tomonidan bu chastota 13-kanalga berilgan), bu stansiyaning nomi WNET. Televizion apparatdagi elektronika qabul qilib olgan signalni demodulyatsiya qilib, undan mavjud video va audio signallarni ajratib oladi. Video signal, tarkibiga kiritilgan sinxro-signal bilan ekranda kadr ketidan kadr bilan tasvirni hosil qilish uchun ishlatiladi, audio signal bo'lsa dinamik karnaylarga yuboriladi⁴¹.

16. Translyatsiya qilinadigan televideniye (va radio) "jamoahavo yo'llari" deb nomlanadigan joylarda qabul qilinadi. Buning uchun televizion (yoki radio) apparat va antenno bo'lsa bo'ldi, ko'rsatuvlarni ommaviy telekanallardan qabul qilsa bo'ladi. Ba'zi bir davlatlarda qabul qiluvchi apparatga (radio va televizion apparat) ruxsatnoma talab etilsa ham Qo'shma Shtatlarda televizion translyatsiyalarni shu stansiya hududida qabul qilish bepul.

17. Translyasion stansiyagacha bo'lgan masofa va yo'nalishga bog'liq bo'lgan teletomoshabin uchun "antenna" sifatida uy ichiga o'rnatilgan "kamon ipi" yoki bir juft "quyon quloqlari" yoki tomga o'rnatiladigan maxsus ko'p elementli qurilma bo'lishi mumkin. Shakli qanday bo'lishiga bog'liq bo'lmagan holda, antenning funksiyasi, nur tezligida tarqaladigan translyatsiya signallarini qabul qilib, o'zining fider liniyalarida elektr signalga o'zgartirish bo'ladi. Qabul qiluvchi antennalarning konstruksiyasi televizion translyatsiya chastotalari ko'lamiga sozlangan bo'ladi (13ni ko'ring); shu tufayli televizion apparatga keladigan elektr signallar ko'p stansiyalardan yuborilgan bo'ladi va tomoshabin ularning ichidan o'zi xohlaganini tanlab olishi kerak xolos.

18. *Kabelli* televideniye analogli TV signallar translyatsiya usulida bo'lgani kabi yuboriladi. Ularning farqi kanallashtirilgan signal tomoshabinga koaksial kabel orqali yetkazib beriladi (ya'ni antenning o'rniga televizion signal kabel orqali keladi) va televizorga bevosita kabel ulanib qo'yiladi (orqa yuzasidagi antenna ulanadigan konnektoriga). Kabel televideniyesining afzalliklari (eng yaxshi kanallar to'plami kabi) kabel kompaniyalari televizion signalni "set-top box" (STB) dan ta'minlab beradi. Demak, kabel orqali televizion apparatga (yoki katta ekranli monitorga, projektorga va boshqalarga kerakli stansiyalar signali keladi⁴²; (56 ni ko'ring). Kanal chastotalari ham boshqa bo'ladi, 1-13 kanallarda odatdagi teletranslyatsiya stansiyalari bo'lsa, qolgan kanallar boshqalar bilan to'ldiriladi; kabel kanallari xususiy bo'lgani uchun uning kontenti boshqalardan ajratilgan bo'ladi va boshqa stansiyalar unga ta'sir ko'rsatmaydi.

19. Kabel televideniyesining uchinchi farqi –ba'zi bir ko'rsatuvlar kontenti obuna shaklida taqdim etiladi, unga obuna bo'lganlar qo'shimcha haq to'lashadi; misol uchun premium xizmatlar ro'yxatida bo'lgan Home Box Office (HBO) ni ko'rsatish mumkin. Tanlangan kanallar yoki dasturlarni ko'rishga ruxsat olish yoki ulardan birini man qilish uchun ma'lum usullar kerak bo'ladi. Yana analogli

⁴⁰ Bunda tasvir va tovush signallari birgalikda bir juft ajratilgan chastotalarda belgilangan televizion kanaldan yuboriladi.

⁴¹ Bu misolda biz rangli tasvir yaratish bilan bog'liq bo'lgan masalalarga to'xtalmadi (faqat oq qora tasvir versiyasi ko'rildi xolos).

⁴² Tasvir sifatini yaxshiroq qilish uchun oxirgi kommutatsiyalarni televizorning antenna kirishiga ulashmaydi ("RF"-radio chastotalar uchun deb nomlanadi va modulyatsiyalangan kanallarni bildiradi, 12 – 15da ko'rib chiqilgan) balki s-video, component video, composite video, DVI yoki HDMI kabi, maxsus audio-video kirishlariga ulanadi. Oxirgi ikkitasi raqamli konnektorlar bo'ladi va quyida raqamli TV bilan birga ko'rib chiqiladi.

kabel to'g'risida gapirishni davom etmoqdamiz (uning kunlari sanoqli bo'lib qoldi!), uni ikki yo'l bilan amalga oshirish mumkin: eng oson yo'li filtrlar o'rnatish bo'ladi (obuna ro'yxatiga kirmagan kanallar chastotalarini bloklab qo'yish bilan). Buning uchun ko'chadagi taqsimlash qutisidan keraksiz kanal uzib qo'yiladi⁴³; murakabroq usul kabel orqali uzatiladigan obunachi dasturlarining analogli signallarini kodlash bo'ladi⁴⁴, shunda kabel provayderi raqamli kommunikatsiya usulida kabel kanallari taqsimlanadigan qutiga o'rnatilgan kodni o'qish bo'yicha individual tavsiyanomalar yuboradilar.

20. Kabel kompaniyalari o'zining hududidagi teletranslyatsiya stansiyalarini oddiy kabelli kanalga o'xshab o'z kontentlariga qo'shib qo'yishga majbur edilar⁴⁵. Har bir bunday dastur kabel kanali chastotasini egallab oladi. SHunday bo'lsa ham, ular qo'shimcha xizmatlarni raqamli kanallar orqali qo'shimcha kanallar (chastotalar) orqali tarqatish imkoniga egalar ("raqamli kabel") va bu kanallarni ular unumli ishlatishadi; raqamli usullar bilan yagona kanal orqali o'ntagacha bo'lgan NTSC sifatidagi dasturlarni bir vaqtda uzatish imkoni bor (misol uchun, SDTV- Standard-definition TV). Buni *mul-ticast* deb atashadi: yagona kanal (chastotada) orqali ko'p sonli dasturlarni tarqatish usuli. Shuni bilangki, kabel orqali 100 ta bunday kanallar va 1000 ta dasturlarni uzatish imkoni bor.

21. Raqamli televideniyeining qo'shimcha xarakteristikalarini avvaldan ko'rib chiqaylik: raqamli kabelda o'zgaruvchan obunachilik bo'lishi imkoni bor, dastur uchib kelishida avtorizatsiya qilinadi (misol uchun, ko'rish uchun haq to'lash yoki talab bilan olingan kino). Unda yozib olish bilan ko'radigan kontentni saqlab qo'yish mumkin. Bu interaktiv munosabatlar yaratiladi, kabel provayderi bilan qayta ulanish kanali hosil bo'ladi. Shunda, NTSCning 480 liniyalı tasviridan yaxshi bo'lgan (1080 liniyalı sifatidagi) yuqori sifatli kontentni yuborish imkoni paydo bo'ladi. Va nihoyat, bunda vaqtni surish, tanaffus qilish yoki, kompyuterning hard-diskiga yozib olingan yaxshi dasturlarni qayta ko'rish kabi imkoniyatlar hosil bo'ladi.

22. Analogli translyatsiya Qo'shma Shtatlarda 2009 yilning iyun oyida nafaqaga yuborildi, shu kunlarda barcha televizion translyatsiyalar raqamli usullarda amalga oshiriladi. Bunday raqamli konverziya jarayoni butun dunyoni egallab oldi va 2020 yilda yoki vaqtliroq yakunlanadi.

1.3 Analog formatidagi teletraslyasiya yoki kabel televideniyesida yozib olish

23. Videoni yozib olish avval 1975 yilgacha murakkab va qimmat amal bo'lgan (shu sababli uni faqat translyatsiya studiyalari ishlatgan). Shu yilda AQSHda, Sony ("Betamax") firmasi va uning raqobatdoshi ("VHS") yaratgan uyda ishlatishga mo'ljallangan video rekorderlar paydo bo'ldi. Bu qurilmalar televizion apparati "oldi ko'rinishining" nusxasida bo'lib, video va audio signalni bevosita translyasion antenna yoki kabeldan olib, maxsus yaratilgan kallak⁴⁶ vositasiga signalni magnet lentaga yozib oladi, yozuvning sifati NTSC analogli televizion dastur yaxshi nusxasi kabi bo'ladi. Boshlang'ich yozib olish usuli analogli (raqamlashtirish va raqamlar bo'lmagan) bo'lib, yozuv maxsus video tasmaga amalga oshirilgan (kompyuter mediyasi, kompakt disklar va boshqa vositalar bo'lmagan), magnet yozuv (audioni magnet tasmasiga yozish bilan bir xil bo'lgan; 4 dagi quyi izohga qarang).

24. Video tasmaga yozish usulining o'rnini optik usulda diskga yozish (asosan mashhur bo'lib ketgan DVD va Blu-Ray disk kabi, yozuvlari bo'lgan yoki yozilishi mumkin bo'lgan turlarida mavjud bo'lgan) raqamli muqobili bosib ketdi, ularda video materiallarning o'chirilmaydigan nusxalari yaratiladi; yoki kompyuterning xard diskiga yoziladi va video nusxa kompyuter xotirasida saqlanadi. Bunday raqamli texnologiyalar analogli signalni raqamlar shakliga o'tkazishni talab etadi, agar bu ish

⁴³ Eski kabel kanallarining obunachilari kabel kompaniyalariga qo'ng'iroq qilib, kino kanalini qo'shib qo'yishni so'rashgani eslarida, shunda kabel kompaniyasining yuk mashinalari kelib sim yog'ochda bir narsalar qilishdi va televizorlarda kino paydo bo'ldi!

⁴⁴ Misol uchun, gorizontallı sinxro impulsni bostirib yoki videoni inversiya qilib (oqni qoraga o'zgartirib).

⁴⁵ Agar barcha obunachilar STV bilan ta'minlansa ular raqamli signalni qabul qilish imkoniga ega bo'ladilar.

⁴⁶ Uni "spiralli" kallak deb atashadi. Kallak kichik tezlikda harakatlangan magnet tasmaga qiya tor yozuv yo'lakchalarini yaratadi, bu yozuvning har biri bitta video kadri saqlaydi. Tez harakatlanadigan kallak magnet tasmaning tez harakatlanishining o'rnini bosadi.

amalga oshirilmagan bo'lsa. (Bu amal qurilmalarning o'zida yoki avtomatik usulda TiVo®kabi qurilmalarda va boshqa personal video rekorderlarda bajariladi.) Video televideniye va raqamli video to'g'risida bahs quyida bo'ladi.

I.4 Raqamli televideniye: buning o'zi nima?

25. Audio signal raqamlanib (ya'ni, uning oniy amplitudalari qisqa intervallarda o'lchanib, raqamlar qatoriga konversiya qilinadi) translyatsiya qilinishi, saqlanishi yoki qayta ishlanishi mumkin bo'lganidek (yuqoridagi 4-6), kadrlar ketma-ketligini tashkil qilgan video signalni ham raqamlash mumkin. Odatdagi NTSC signalning raqamlangan versiyasini osongina yuborish uchun "raqamli TV" ishlatilishi juda oddiy amal bo'lib ko'rinsa ham aslida bu raqamlangan video signal zamonaviy raqamli elektronika kada ancha qayta ishlanib, kompressiya qilinadi va boshlang'ich tasvirni aks etgan video signalning kichik bir nusxasi uzatishdan avval yaratiladi. Kompressiya usulidan foydalanish va raqamli signal "faqat raqamlar" bo'lgani tufayli yagona video signal yuboriladigan kanal orqali ko'p sonli dasturlarni yuborish imkoni yaratilgan, dasturlar soni beshtadan o'ttagacha bo'lishi mumkin.

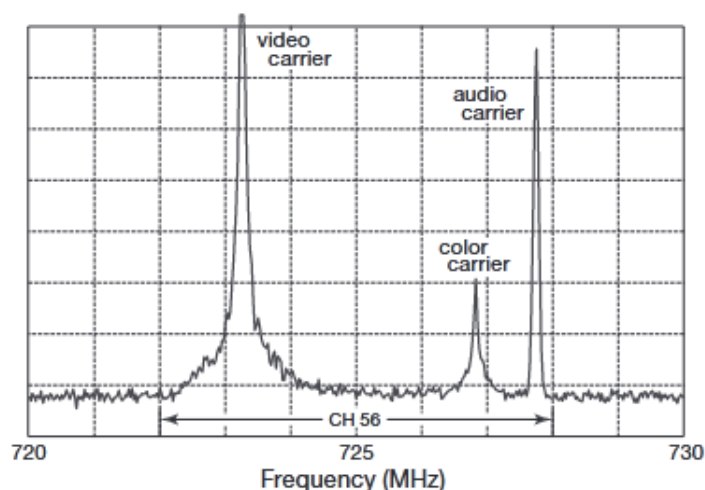
26. Bunday kompressiya texnologiyalarini ishlatishning bir necha sabablari bor. Birinchisi, transmissiya xatoliklarini raqamli usullar bilan aniqlash va to'g'rilash "shovqin" darajasida bo'lgan signallar (shovqinlar va signalning chastota ko'lam va to'siqlar sababli yo'qolib qolishi) bilan ishlashga imkon beradi; toza analogli transmissiyada qabul qilingan signalning signal/shovqin nisbati katta bo'lishi talab etiladi, faqat shunda ko'zga ko'rinadigan shovqinlar ("qor") qoniqarli darajada bo'ladi.

27. Ikkinchi sabab raqamli transmissiyaning spektral effektivligi bilan bog'liq, yoki aniqrog'i, bu usulning afzalliklari analogli signal bilan ishlagandagi kamchiliklar bilan solishtirarli darajada bo'ladi. Buni I.5- va I.6-rasmlardan ko'rishingiz mumkin, ularda mualliflardan birining uydagi antennadan 2009 yil mart oyida, raqamli televideniye o'tish davrida bir vaqtda raqamli va analogli video tasvirni ko'rish imkoni bo'lgan zamonda olingan ikkita video signal spektrlari keltirilgan (I.7- rasmni ham ko'ring).

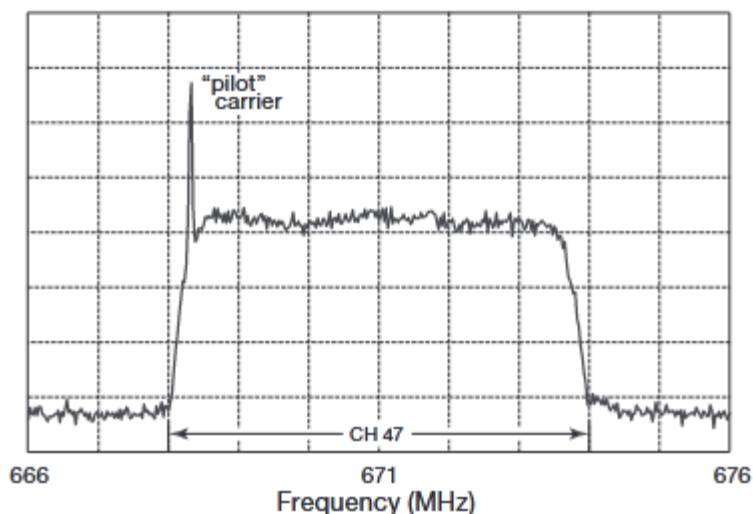
28. Kompressiyaning maqsadi yuboriladigan raqamli tasvir kadrlarini to'liq ifoda etishi mumkin bo'lgan raqamlar sonini kamaytirishdan iborat (o'n barobar yoki undan ham ko'pga). Shunda qabul qilingan video tasvirning sifati iloji boricha kam o'zgarishi talab etiladi. Bu deyarli echib bo'lmaydigan masala harakatlanuvchi tasvirda mavjud bo'lgan ortiqcha informatsiya hisobiga bajarilgan, odamning tasvirni vizual qabul qilish chegaralari ham hisobga olingan.

29. Zamonaviy raqamli videoni kompressiya qilish vositalari juda boy va matematik jihatdan murakkab masala hisoblanadi, amaliy matematika ilmiy xodimlari va elektronika injenerlarining bir necha o'n yildagi urinishlari natijasida echildi. Ammo uning asosiy g'oya va yechim yo'llarini tushunish unchalik qiyin emas. Jarayon tasvidagi yonma yon turgan elemennlar biri biriga yaqin bo'lishidan foydalanishdan boshlanadi; shunda ularning yorug'ligi va ranglarining referens nuqtaga nisbatan bo'lgan farqlari (juda kichik) kodlanib yuboriladi, bu tasvirning har bir nuqtasining yorug'ligi va rangini to'liq ifodalovchi informatsiyadan ancha kam bo'ladi. Shunga o'xshab, ketma-ket kelgan kadrlar biri biridan kam farq qilgani sababli indeksli kadrlar sonini kamaytirib, oraliqdagi kadrlarning faqat farqini kodlab yuboriladi⁴⁷. Keyingi qo'llanilgan amal tasvirda mavjud bo'lgan harakatlanuvchi ob'ektlar yoki panoramali kamera bilan bog'liq; taxminiy harakat yo'nalishini belgilab harakat vektorini hisoblab, aniqlash samarali bo'ladi, shunda faqat kichik o'zgarishlar qiymatining o'zi yuboriladi.

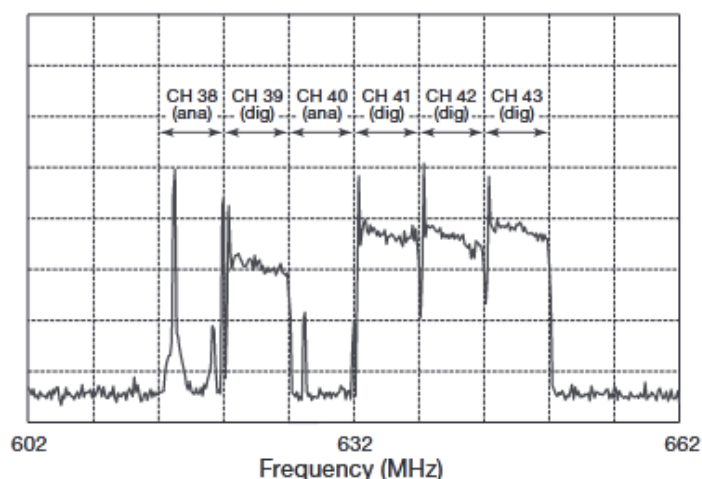
⁴⁷ Aniqrog'i, bu yuborilgan indeksli kadrlar orasidagi interpolyasion taxminlarni (yoki kadrlardagi referens nuqtalarni) to'g'rilash bo'ladi.



I.5- rasm. Bostondagi, chastota ko‘lami 6 MHz analogli 56-kanalning 2009 yil may oyida ko‘ringan spektri. Video informatsiya yon ko‘lamning etagida joylashgan bo‘lib, uzatiladigan quvvatning asosiy qismi noinformativ tashuvchi chastotada yo‘qolib ketadi.



I.6-rasm. 2009 yil may oyida ko‘ringan raqamli 47-kanal 6 MHz chastota ko‘lamini to‘liq raqamlangan video egallagan. Unda, tasvir sifati yaxshiroq bo‘lgan, besh barobar ko‘p dasturlar uzatiladi.



I.7- rasm. Mamlakat o‘tish davrida: 36-45-kanallarning radio chastotali spektri (har bir kanalga spektrdan 6MHz chastota ko‘lami ajratilgan. Spektrlar tasviri 2009 yil may oyida Kembridj va Massachusetsda televizion antenna konnektoridan olingan. Analogli 38 va 40-kanallarning har biri faqat bitta standart (SDTV) dasturni translyatsiya qiladi, raqamli 39 va 41-43 -kanallar bo‘lsa har biri beshta SDTV dasturlarini translyatsiya qilishi mumkin (odatda bitta HDTV va bitta SDTVni ko‘rish mumkin).

30. Bu usullar kerak bo'lgan bitlar tezligini (raqamlarning bir sekunddagi soni) ancha kamaytirishga imkon beradi va bu amal *tasvir sifatini pasaytirmasdan* bajariladi, ularni “yo‘qotishlarsiz” desa bo‘ladi. Bunda asli raqamli tasvir revers tartibda berilgan raqamli farqlardir tiklanadi. Bitlar tezligini yanada kamaytirish hali ham maqsad bo‘lib qolmaqda (ko‘p hollarda juda zarur ham) va bunga yo‘qotishlarni kompensatsiya qilish bilan erishiladi. Buning uchun ortiqcha juda muhim bo‘lmagan (psixovizual nuqtai nazaridan) tasviriy informatsiyadan voz kyechishga to‘g‘ri keladi; kompromiss uchun tasvir sifatiga qo‘ygan talablar kamaytiriladi (talablarni kamaytirish darajasi kompensatsiya darajasiga bog‘liq bo‘ladi) va natijada yaratilgan tasvir asl tasvirdan farq qilishi mumkin, ammo buni tomoshabin sezmaydi⁴⁸. Bu amalni bajarish uchun matematiklar diskret kosinusli transformatsiya, o‘zgaruvchan kvantlash va Huffman kodi kabi usullarni yaratishgan; bu usullarning mazmuni shuki, ular bitlar tezligini anchaga kamaytirishga imkon beradi va asl tasvir sifatini deyarli pasaytirmaydi⁴⁹.

31. Bitlar tezligi bo‘yicha kompromissga kelishish ketma-ket davom etmoqda va ba‘zi hollarda bitlar tezligi bo‘yicha yakuniy qiymatga kelishganlik to‘g‘risida qarorlar ham qabul qilinadi⁵⁰. Raqamli translyatsiya va raqamli kabel televideniyesi AQSHda, har biriga 6 MHzdan chastota ko‘lami ajratilgan kanallarni ishlatadi va bu kanallar 1940 yildan boshlab televideniya ishlatilib kelinmoqda, ana shu hol bitlar tezligiga ma‘lum cheklanish o‘rnatadi. Amaliyotda translyatsiya kanall orqali (quyida 35ni ko‘ring) bir sekndda 20 million bit sekundiga (Mbps) yuborish mumkin va raqamli kabel yoki satelitdan ikki barobar katta tezlikda yuborish imkoni bor. NTSC sifatidagi translyatsiya (SDTV) raqamli video uchun kompressiya qilingan bittlar tezligini tipik qiymati 4 Mbps; shu tufayli raqamli teletranslyatsiya kanali-dan 5 ta yoki shunga yaqin NTSC sifatidagi dasturlar translyatsiya qilinishi mumkin. (Eslang, yagona chastotada ishlaydigan “kannal” endi bitta “dastur” uchun ishlaymaydi, ular ko‘p dasturli bo‘lib ketgan. Quyidagi 33 bu to‘g‘risida ko‘proq ma‘lumot berilgan.) Farqlanish imkoni katta bo‘lgan (HDTV) kontent uchun deyarli to‘liq translyatsiya bitlar tezligi talab etiladi, demak bitta HDTV dastur uchun bitta kanal kerak bo‘ladi. Aksincha kabel yoki satelit sistemalarida MPEG-2 kompressiya bilan chegaralanmagan bo‘lgani sababli, effektiv H.264/MPEG-4 kodlash usulini ishlatib, bitta kanal orqali HDTV dasturlarini yuborish mumkin. Translyatsiya standartining (ATSC2.0) ikkinchi nashriga shu effektiv kodeks kiritilgan. Shu bilan birga standartda internet imkonlarini mobil va interaktiv video aloqa vositalariga ham tadbiiq etish belgilangan.

32. Bu usullar bilan bitlar tezligini kamaytirish yo‘lida erishilgan cho‘qqilar bilan havas qilsa bo‘ladi: oddiy hisob⁵¹ shuni ko‘rsatadiki, HDTV dasturlarini kompressiyasiz raqamlaganda bitlar tezligi 1000 Mbps bo‘lgan bo‘lsa, zamonaviy kompressiya usullari uni o‘rtacha 20 Mbps qiymatigacha tushirdi, 50 barobarga kamaygan! Shunga yaqin bo‘lgan natijalarga SDTV uchun ham erishilgan.

1.5 Raqamli televideniye: tele translyatsiya va kabel orqali uzatish

Raqamli teletranslyasion televideniye va raqamli kabelli televideniya ananaviy chastotali “kanallar” ishlatiladi va shu transmission yo‘llar orqali annanaviy NTSC televideniyaning uzliksiz analogli signalning o‘rniga raqamlar oqimi yuboriladi (kompressiya qilingan video 25-32 da tushuntirilgan,

⁴⁸ Bunday effektlar ko‘zga ko‘rinadigan bo‘lib qolsa, ularni kompression artefaktlar deb atashadi; ularni o‘ta kompensatsiya qilinib olingan fotosuratlarida notekis bloklar va tasvir chetlaridagi “chivin shovqini” kabi bo‘lganini ko‘rish mumkin. Shunga o‘xshash artefaktlar audio signalni kompensatsiya qilganda ham uchraydi, misol uchun o‘ta kompensatsiya qilingan “MR3” musiqa fayllarida.

⁴⁹ Video kompensatsiya usuli AQSHda barcha TV translyatsiyada ishlatilib, “MPEG-2” deb nomlanadi va Advanced Television Systems Communityning A/53 va A/54 hujjatlarida (www.atsc.org) ni ko‘ring) keltirilgan. MPEG-4 standartida kompensatsion usullarning mukammallashtirilgan ko‘rinishda keltirilgan; ular kabel va bevosita satelitdan translyatsiya qilishda hamda Internet orqali berilgan videolarda keng qo‘llaniladi.

⁵⁰ Dastur kontenti o‘zgarganida uning qiymati ham o‘zgarishi mumkin. Buni variable bitrate VBR deb atashadi va constant bitrate yoki CBRdan farq qiladi.

⁵¹ Bitrate $\approx 1080 \text{ liniya} \times 1920 \text{ pixels/line} \times 30 \text{ frames/second} \times 16 \text{ bits/pixel} = 995,328,999 \text{ bits/second}$.

qo'shimchasiga raqamlangan audio⁵²). Kompressiya qilingan ekonom bitratelar hisobiga yagona kabel (yoki teletranslyatsiyaning) kanalining chastotasi bir necha dasturlarni bir vaqtda uzatish imkoni bor. Buni multicasting deb atashadi va to'rtta yoki beshta SDTV dasturlarni ("multiplex") yagona chastotali translyatsiya kanali orqa uzatish imkoniga ega⁵³. Ba'zilar buni subkanallar⁵⁴ deb biladi.

34. OTA raqamli translyatsiya yoki raqamli kabel orqali yuborilgan televizion signalni qabul qilish uchun televizion qurilmasi tarkibiga, dasturlar soni ko'p bo'lgan kanallar chastotalarini qabul qilish uchun maxsus seleksiya qutisi (set-top box- STB) yoki ekvivalent qurilma o'rnatiladi. STB yoki televizion apparat har bir kanal tarkibidagi dasturlar mazmunini biladi va tomoshabin tanlagan subkanalni "virtual kanal tartib raqami" bilan solishtirib, ajratib berish imkoniga ega. Tomoshabin tanlagan subkanal STB da ko'rinadi va televizion ekranga chiqariladi. Misol uchun, tomoshabin HBO ni tanlashi mumkin, uning virtual kanal tartib raqami (misol uchun, 82) va bu yagona chastotada raqamli kabel kanali tarkibidagi o'nta subkanal dasturlaridan biri bo'lishi mumkin. Shunda STB HBO oqimini ajratib olib, uning tarkibidagi MPEG-2ning shifrlangan kodini ochadi va uni televizion monitoriga (yoki uydagi ekranga) chiqarib ko'rsatadi.

35. Raqamli televideniye injeniringi tilida buni kengroq yoritadigan bo'lsak, yetkazib beruvchi kanal (raqamli translyatsiya yoki raqamli kabel) "transport kanali" deb nomlanadi, uni 20 Mbps (translyatsiya orqali) va 38 Mbps (kabel orqali) video informatsiya yetkazib beruvchi data kanalidek ko'rish mumkin⁵⁵. ATSC spetsifikatsiyasi talablari bo'yicha transport oqimiga kiritiladigan datalar *pakatlarga* taqsimlangan bo'lishi kerak, ularning har biri 188 baytlik uzunlikda va har biri aniq individual dastur tarkibida bo'lishi kerak. Ko'p sonli dasturlar yagona transport oqimida yuboriladigan hollar "ko'p dasturli transport" yoki MPTS deb ataladi; yagona dastur yuboriladigan transport oqimi "yagona dasturli transport oqimi" deb ataladi (SPTS). Avval aytganimizni yana qaytarsak: yagona translyatsiya MPTS kanaliga translyator beshta standart (yoki bitta HD va bitta SD) dasturni kiritishi mumkin. Individual paketlar dasturlari bilan farqlanadi va vaqt davomida o'rin almashib turadi (I.8- rasmni ko'ring).

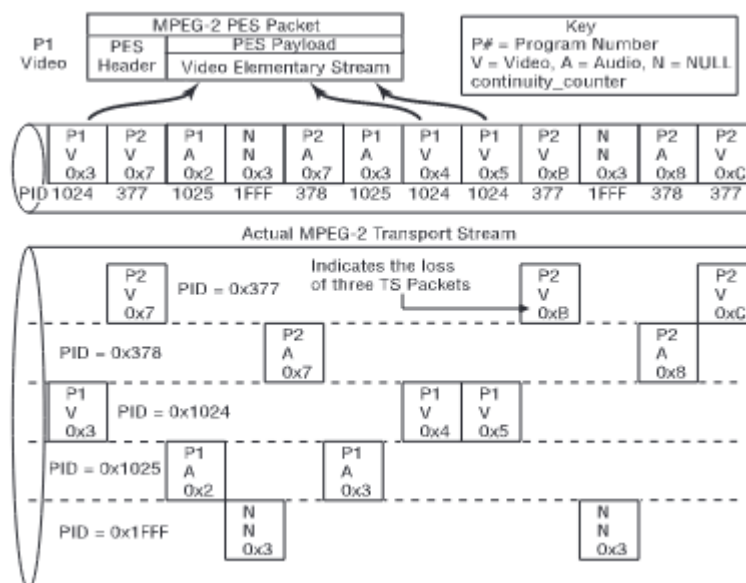
36. Boshqacha qilib aytganda, bir necha dasturlari bo'lgan transport oqimiga kiritilgan dasturlar ("program multiplexer") kalta bo'laklarga kesiladi (raqamli kabel uchun uzunligi 40 μ s atrofidagi pakatlarga), identifikator (PID) bilan har biriga aniq belgi qo'yiladi va shu transport oqimiga kiritilgan boshqa dasturlar bo'laklari (paketlar) bilan aralashtirib yuboriladi. STB yoki televizion apparatda tanlangan dastur tarkibida bo'lgan paketlar PID belgilaridan identifikatsiya qilinadi ("filtrlanadi") va dekodlab televizor ekraniga chiqarish uchun yagona dastur transport oqimiga tiklanadi. I.8-rasmda ikkita dastur mavjud (R1 va R2), ularning har biri video (V) va audio (A)dan iborat, ularning muvofiq PID-belgilari (1024, 1025, 377,378); ular o'rin almashib keladigan ko'p dasturli oqim shaklida yuqorida keltirilgan va o'zlarining yagona dasturli oqimlariga quyida filtrlangan.

⁵² Va qonuniy obunachilarga himoyalangan kontentni ko'rish uchun beriladigan "shartli kirish" to'g'risidagi informatsiya.

⁵³ Kabel orqali video signalni uzatish usuli effektivroq va yagona kanal orqali o'nta SDTV dastur uzatish imkoniga ega.

⁵⁴ Kabel (yoki teletranslyatsiya kanalining) umumiy bitrate ko'rsatgichi aniq qiymatga ega bo'lgani sababli kanal sig'imiga barcha dasturlarni joylashtirish uchun ularning bitrate ko'rsatgichlari kanal sig'imi bilan kelishtirish kerak bo'ladi. Buni bitrate grooming (bitraytlarni tozalash) deb nomlanib, null padding (dasturlarning bitrate ko'rsatgichlarini ko'paytirish uchun nollarni qo'shish), uzatilishning o'zida (dastur bitrateini kamaytirish uchun) kompressiya qilish va (turli dasturlarning bitrate ko'rsatgichlarini noto'g'ri tekislanishini oldini olish uchun) dastur kontentini vaqt bo'yicha surishdan iborat. Raqamli televideniye paketida "prezentatsiya vaqti belgilari" bo'lgani tufayli raqamli kanallar orqali uzatilayotgan kontentni televizorga yuborish vaqtini surish imkoni ham bor.

⁵⁵ Nomuvofiqlik ishlatilgan modulyasiya sxemasiga bog'liq bo'ladi: translyatsiyada uni "8-VSB" deb atashadi, kabelda bo'lsa effektivligi yaxshiroq bo'lgan "256-QAM" (quahm talaffuzida) sxemasi ishlatiladi, shunda kabel kanalining signal uzatishdagi yaxshi xususiyatlaridan foydalanib, undan ikki barobar ko'p kontent yuborsa bo'ladi.



I.8- rasm. Bir necha dastur yagona raqamli transport oqimida “Ko‘p dasturli transport oqimi” kabi o‘rin almashib turishi mumkin. Ulardagi individual video va audio paketlar dasturlar identifikatori (PID) bilan belgilangan bo‘ladi. Identifikator bilan paketlar tanlanishi va qayta tuzilishi mumkin (7.1-rasmdagi ATSC Doc.A/54A, yumshoq ATSC; o‘quvchilarga ATSC standartining joriy versiyasini ATSC veb saytida ko‘rishni tavsiya qilamiz).

I.6 Satelit televideniyesi (direct satellite television)

37. Satelitlar translyasion yoki kabel/shisha tolali dasturlangan televideniyeining muqobili bo‘lib, kabelli kanallari bo‘lmagan hududlarda qulay bo‘ladi. Bu turdagi televizion translyatsiyani bevosita – uyga (DTH), bevosita satelitdan translyatsiya (DBS) yoki satelit translyatsiya xizmati (BSS) nomlari bilan ma’lum bo‘lib, geostatsionar orbitaga joylashtirilgan satelitlar ishlatiladi, misol uchun ekvatorial “Clarke” orbitasi⁵⁶, radiusi 42200 km orbitada joylashtirilgan bo‘lib, Yer atrofida aylanish davri Yerning aylanish davri 23h56m4s bilan kelishtirilgan⁵⁷. Transmissiya quvvati ~100 W bo‘lgan yagona satelit yarim do‘jina yuqori sifatli (yoki 30 “standart” dasturni) dasturni Qo‘shma Shtatlarning har bir nuqtasidagi uyning kichik antenasiga yetkazib beradi. Tipik retranslyasion satelitga bir do‘jina yoki undan ko‘p shunday “transponder”lar o‘rnatiladi va qabul qiluvchi parabolik antennada ko‘p kanalli “feed”lar ishlatiladi (Direct TV yoki DISH Networkda to‘rttadan), bu antenna bir necha satelitga signal yuborib yuzlab televizion kanallarni ko‘rish imkonini beradi.

38. Avval 4 GHz (S-chastota ko‘lam) uzatuvchi antenna bilan ishlatilib kelingan DBS sistema uchun katta parabolik antenna (diametri >3m) va qimmat radiochastotali elektronika talab etilar edi. Zamonaviy sistemalar 12 GHz (Ku-band) chastota ko‘lamida ishlaydi va qabul qiluvchi antenna sifatida ko‘plab ishlab chiqariladigan oval parabolik antenna ishlatiladi (tipik o‘lchamlari 0.6 m x 0.8 m). Bu antennaga, har biri o‘z ossillyatoriga ega, kam shovqinli radiochastotali kuchaytirgich, pasaytiruvchi konverterli mikser va integral LNBF(kam shovqinli pasaytiruvchi konverterli blok fideri bilan) IF kuchaytirgich qurilmalari parabolik antenaning fokusiga o‘rnatilgan. Shularning barchasi \$100 turadi xolos.

39. Uyda o‘rnatilgan parabolik antenaning yo‘naltirilganligini ko‘rib, odam ajablanishi mumkin – nega ular ba’zi joylarda gorizontga yoki undan ham pastga yo‘naltirilgandek bo‘lib ko‘rinadi? Javob

⁵⁶ “Extra – terrestrial relays – can rocket stations give world-wide radio coverage?” [Sir] Arthur C. Clarke, Wireless World, October 1945 ni ko‘ring.

⁵⁷ Ha! Siz 24 soat deb o‘ylagan edingizmi? Bunday emas- biz quyosh atrofidagi orbitada aylanamiz va bu Erning haqiqiy aylanish davriga (sideral kun) ortiqcha 4 minut qo‘shib berib (kunning 1/365 qismi), 24 soatli quyosh kuniga tenglashtiradi (quyosh peshinidan quyosh peshinigacha bo‘lgan o‘rtacha vaqt).

ikki qismdan iborat: birinchidan, geostatsionar satellitlar to'plami osmonning janubiy yarim doirasi ishq'ol qilgan, bunda dunyo bo'ylab 200 satellit joylashtirilgan; faqat AQSH kengligida geostatsionar orbitada 35 ta satellit joylashtirilgan⁵⁸. Janubiy osmon bo'ylab joylashtirilgan satellitlar liniyasining sharqiy va g'arbiy uchlari gorizont chizig'igacha tushadi⁵⁹. Ikkinchidan (va texnologik jihatdan qiziq-roq), qabul qiluvchi antenna qurilmasi "siljirilgan paraboloid" deb nomlangan holatga o'rnatilgan. Bu kichik konus shaklidagi kanallar, kelgan signallarga to'siq bo'lmasligi uchun, quyi tomonga siljitib qo'yilgan. Shu sababli parabolik antennalar o'zining asli joyidan 25° pastroq bo'lib ko'rinadi va shu bilan "yer osti" satellitlar pozitsiyasi tushuntiriladi. Satellitlarning bunday o'ziga xos joylashishi ruporlar tomonidan kirish signallari bloklanishini oldini oladi hamda atrof muhit hosil qilib tarqatadigan issiqlik radio shovqinlarni kamaytirish – yaxshi satellit translyatsiyani ta'minlash uchun yaratilgan yana bir yaxshi o'ylab bajarilgan konstruksiya bo'ladi.

40. Individual transponder (retranslyator) radiochastotali kanal 27 MHz chastota ko'lamiga ega bo'lib, satelitda bunday transponderlardan 32ta joylashtirilgan. Bular (o'zlarining chorak chastota ko'lamlari bilan) qo'shib, translyatsiya qilinadigan chastota ko'lamini ~ 1000 MHzgacha kengaytiradi. Satellit transponderlarda odatda faza modulyatsiyasi ishlatiladi (QPSK, 8PSK), translyatsiya tezligi kanaliga 40 Mbps bo'lib, 6 va undan ko'p 1080i HD dasturlarni H.264/MPEC-4 enkoding sifati bilan uzatish imkoniga ega. Transponder kanallari ikki guruxga bo'linadi, har bir guruxdan bittasi transponder chastotasida qutbli polyarizatsiyaga ega bo'lgani tufayli umumiy translyatsiya qilinadigan chastota spektri har bir satellit uchun 500 MHz atrofida bo'ladi. Bu quyidagi LNBFda bir juft 500 MHz-kengligidagi IF ko'lamga bo'linadi, ularning markaziy chastotalari 1.2 GHz va 1.9 GHz.

41. Yuksalish kanallarining apparat resurslarining soni diametri 10 m bo'lgan boshqariladigan antennalar (I.9-rasm) hisobiga kengayib bormoqda. Ular satellitning qabul qiluvchi transponder antenna-siga yuzlab vatt quvvatli translyatsiya yuboradilar; bu diametrli parabolik antennalar diametri 0.15° ($\theta = \lambda/D$) difraksiya bo'yicha cheklangan elektromagnit to'qlinli nur yaratadi. Bu kichik diametrli nur faqat o'zining belgilangan tuynigiga tushishi kerak va uni sozlash uchun aktiv boshvaruvni talab etadi. DirectTV va DISH Network kabi bevosita translyatsiya qiladigan provayderlar o'zlarining satellitlarini Clarke belbog'i artofiga yaqin joylashtirishni hush ko'rishadi, shunda ularning eliptik antennalari boshqa antennalardan uzatilgan signallarni qabul qilib olish imkoniga ega bo'ladilar; misol uchun, DirectTV va DISH Network satelitlarda uchta fiderli oval parabolik antennalar bo'lib, ularning yo'nalishlari 10°ga farq qiladi (muvofig 110° W, 119°W va 129°W uzunliklarida - meridian, W- west).

42. Qabul qiluvchi parabolik antennadan signalni koaksial kabel orqali, kabelli TVga o'xshab, taqsimlovchi (set-top box) qurilmaga (DVR- raqamli video rekorderga beriladi). Ammo taqsimlovchi signalni tomga o'rnatilgan LNBF- transformeri elektronikasiga berish uchun mo'ljallangan bo'lib, parabolik antennaning fider va polyarizatsiyasini tanlash va parabolik antennadan standart 75 Ω video koaksial kabel (odatda, to'rt ekranli RG-6) orqali keladigan oraliq chastota ko'lamlardagi signallarni qabul qilishga mo'ljallangan⁶⁰. Kabelli TVda bo'lganidek, kontent provayderi sizda mavjud bo'lgan dasturlarni obuna ro'yxatingizga qarab ulab beradi. Satelit sistemalari er yuzi bo'ylab amalga oshiriladigan teletranslyasi standartlariga (misol uchun, MPEG-2 kodlash standarti) bog'liq bo'lmagan holda MPEG-4 kabi samaraliroq sxemani ishlatadi.

⁵⁸ Ularni "o'rnatilgan" deb bo'lmaydi, albatta, - ular ekvatorial orbitaga joylashgan bo'lib, Yer atrofida soatiga taxminan 7000 mil Yer aylanish tezligida uchib o'tadi.

⁵⁹ Satellitlar joylashgan chiziq to'g'risida tushunarli tasavvur olish uchun DishPointer yoki Satellit Locator kabi mobil ilovalarni ko'rishingiz kerak: smartfoningizni osmonga qaratsangiz uning displeyida qizil aylana bo'ylab joylashgan yorqin qizil doirachalar shaklida satellitlar ko'rinadi (ularning joylashgan nuqtasi ham belgilanadi), kamera olgan tasvirga qo'shib ketgan daraxtlar ham mobil displeyda ko'rinadi.

⁶⁰ Bu joyda oraliq moduli yoki ikkita, "multiswitch" yoki "node"- kommutator yoki tugun deb nomlangan qurilmalar bo'lib, polyarizatsiya turini tanlash va IF- chastota ko'lamlarini summalash uchun ishlatiladi.

Kabelli yoki shisha tolali televizion sistemalar bilan solishtirganda millionlab abonentlar bilan individual ishlash (va abonentning satellit bilan bevosita bog‘lanish imkoni yo‘qligi) talab etilgan videoni ta‘minlab berish kabi xizmatlarni cheklaydi.



I.9- rasm. Cheyenne, Wyomingdagi EchoStar Networkning uzatuvchi bir necha do‘jina uzatuvchi antennalaridan namunalari.

I.7 Internet orqali raqamli videolar oqimini yaratish

43. Internet chastota ko‘lamlaridagi uzluksiz tadqiqotlar (signal tarqatish tezligini oshirish maqsadida) tufayli, personal kompyuterlar va mobil qurilmalarga (uyali telefonlar, planshetlar) ularning email, web-varaqalariga internet strukturasi ta‘minlab beradigan kontent bilan birga videoni (muvofiq audiosi bilan birga) ham yetkazib berish imkonlarini yaratdi. Misol uchun CNN yangiliklar servisi, NASA TV davlat servisi, Netflix va Hulu kabi kino mahsulotini ta‘minlash servisi va Skype kabi piring servisini ko‘rsatish mumkin. Signalni teletranslyatsiya yoki kabel orqali istemolchiga yetkazib berish video va audio informatsiyani raqamlar oqimi vositasida, “H.264” (videoni kodlash uchun ishlatiladigan turi AVC deb ataladi) deb nomlanadigan suniy kodlash sxemasi bilan kompressiya qilingan formatida amalga oshiriladi. Kanalning tomoshabin tomonida raqamli kontent real tasvir va tovushga dekodeklanadi - o‘zgartiriladi⁶¹. Ba’zi bir maxsus mijoz dasturlari (misol uchun, Skype) instolyasiya qilinishi kerak bo‘ladi, boshqalariga bo‘lsa (misol, NASA TV yoki CNN) standart internet browser (Internet Explorer, Safari yoki Firefox) o‘zi kifoya.

44. Signalni translyasi yoki kabel orqali yetkazib berishga nisbatan internet orqali vaqt bilan bog‘liq bo‘lgan video datalarni yuborishda ma‘lum qiyinchiliklar ham bor. Buning sababi datalar internet orqali yuborilganida (“Internet Protocol”, IP). Bunda signal mustaqil data paketlari kabi harakatlanadi, har bir paketning uzunligi bir necha ming bayt bo‘ladi va har bir paketning joylashgan joyini (IP adres) belgilovchi sarlavhasi bo‘ladi. Paketlarning yo‘li internetning kommutatsion tugunlar orqali o‘tib, belgilangan manziliga etib boradi. Ammo, telefon sistemalarida mavjud bo‘lgan “sxemalarni kommutatsiya qilish” arxitekturasi kabi, paketlar oqimi uchun alohida mo‘ljallangan rezerv yo‘llar yo‘q bo‘lgani sababli katta tezlikda yetkazib berish, o‘rnatilgan ketma-ketlikda yetkazish, bexato va aniq yetkazishning kafolati yo‘q. Bunday, ko‘zga ko‘rinadigan, kamomatning o‘rnini to‘ldirish uchun bir necha sxemalar

⁶¹ Demak “codec” koder-dekoderning qisqartirilgan ifodasi bo‘lib, kompressiya sxemasining nomiga qo‘shib ishlatiladi, misol uchun “the H.264 codec”

ishlatiladi, misol uchun, yo‘qolib qolgan (ularning har biri tartib raqamiga ega) yoki buzilgan (“kontrol summalar”ning xatosini aniqlovchi dasturlar bilan aniqlangan) paketlarni so‘raganda qayta transmissiya qilish. Natijada, “TCP/IP”⁶² orqali yuklangan data fayli kafolat bilan ideal bo‘lishga yaqinlashadi.

45. Internet datalarining bunday tartibsiz “paketlar kommutatsiyasi” natijasida video oqimda uzilishlar va o‘rtacha yetkazib berish tezligi pasayib qolgan intervallar paydo bo‘lib qolishi mumkin. Bu kamchiliklarni oldini olish uchun qabul qilish tomonida kelgan video signalni displeyga berishdan avval bir nechta sekundga xotirada saqlash usuli qo‘llaniladi (“buffer”); agar yetkazib berish tezligi yetarli bo‘lmasa (shunda buffer bo‘shab qoladi) signal uzatuvchi data tezligini kamaytiradi (shu sababli sifati past bo‘lgan video kela boshlaydi). Zamonavi, sifati translyasion yuqori farqlanishli TV (1080i deb nomlanadi, bu video tasvir 1080 x 1920 pixeldan tashkil topkanligini bildiradi va bir sekndda 30ta kadr yuboradi) uchun video signalning kirib kelish tezligi 2megabit/secdan katta bo‘lishi talab etiladi. Bunday keng ko‘lamli internet (kabel, optik tola yoki DSL⁶³ telefon liniyasi) ko‘p iste‘molchilarning uyida bor. Tezlik simsiz aloqa (Wi-Fi) imkoniyatlari chegarasida bo‘lgani tufayli yuqori sifatli videoni kompyuter va planshet kabi mobil qurilmalarda ham ko‘rish mumkin.

1.8 Raqamli kabel: premial xizmatlar va kanalga shartli kirish

46. Kabelli televizion provayderlar abonentlariga Showtime, HBO va to‘lab ko‘r kabi premial xizmatlarni taklif qiladi, bunda abonent qo‘shimcha oylik haq to‘laydi. Abonent obunasida, misol uchun, Showtime bo‘ladigan bo‘lsa shu Showtime kanali orqali beriladigan dasturlarni ko‘rish (va yozib olishi mumkin, agar STB bo‘lsa DVR ham qo‘shiladi). Kabel provayderiga har bir abonentni kanalga kirgani nazorat qilib turish usuli kerak bo‘ladi. Har bir abonentning uyiga kirgan kabel bo‘lgani tufayli (provayder abonentga yuborilgan turli kontentlarni ko‘rish mumkin), shunda ana shu signal atrofdagi barcha qo‘shnilarga ham yuboriladi, buni “service group”⁶⁴ deb atashadi.

47. Abonentga uzatilgan dasturlarning to‘liq ro‘yxatini ko‘rish imkonini cheklash uchun kabel provayderi video bilan audio tarkibiga *conditional access* informatsiyasini ham qo‘shadi. Buni, odatdagi V(video) va A (audio) paketlariga “CA” paketini qo‘shish bilan amalga oshiradi, bu ko‘p dasturli raqamli oqimning yana bir qo‘shimcha dastursidek qabul qilinadi. STBda dekriptor qurilmasi bo‘lib, CA paketlarni dasturlarni ochish uchun ishlatiladigan kalit informatsiyasi sifatida qabul qiladi va muvofiq audio va video paketlarni kabel kompaniyasi ochib beradi.

1.8.1 Raqamli kabel: talabga qarab beriladigan video

48. Individual abonentga dastur materiallarni qanday qilib yetkazib berish, misol uchun, abonentning “talabga qarab” mavjud bo‘lgan translyatsiya dasturlari yoki kino materiallarini shaharda mavjud bo‘lgan tarmoqlar orqali qanday yetkazib berish mumkin?⁶⁵ Bunday xizmatlar “video-on-demand” (VOD)-talabga qarab videoni uzatish deb nomlanadi va xizmatni kabel provayderi har bir kabel orqali yuborilgan signallarni bichish imkoniga ega bo‘lgani bilan belgilanadi- provayder muhitdagi turli abonentlar guruhi qanday kontent talab qilishini biladi.

49. Poytaxt hududidagi kabel tarmog‘i oddiy bo‘lib ko‘rinsa ham ancha murakab bo‘ladi: shahar uchun umumiy bo‘lgan dastur materiallarini taqsimlashni tashkil qilish uchun kabel tarmog‘i tugunlar va servis guruhlariga bo‘lingan. Servis guruhi kabel segmentlariga bo‘lingan va har bir segment 500 tadan ko‘p bo‘lmagan uylarni birlashtirib, ularni bir material bilan ta‘minlaydi; bu signallar qo‘shnilarni birlashtiruvchi tugun qurilmasiga beriladi, undan signal shisha tolali kabel orqali uzoqdagi “konsentratorga” beriladi, bu nuqtaga provayder servis qilinadigan guruhga boradigan kanallar guruhini kiritadi.

⁶²Transmission Control Protocol/ Internet Protocol- datalarni transport qilish va bexato qayta tiklash uchun ishlatiladigan universal standart.

⁶³Raqamli abonent liniyasi, telefon liniyasi orqali ikki tomonlama raqamli transport texnologiyasi.

⁶⁴Batafsil tushuncha uchun quyida 49 ni ko‘ring.

⁶⁵ Unicast iborasi bunday individual dasturlarni yetkazib berish usulini translyatsiya usulidan ajratish uchun ba’zi hollarda ishlatiladi.

50. Abonent talabi bo'yicha video material bilan ta'minlash amalining bir nozik joyi bor, birinchidan, abonent talab etgan material mavjud bo'lgan bir necha kanallar borligiga (mavjud standart kanallarga qo'shimcha) ishonch hosil qilish kerak; ikkinchidan, shahar ko'p servis guruhlariga bo'linishi kerak, shunda qo'shimcha kanallar boshqa kontentni boshqa servis guruhi talabi bo'yicha yuborishi mumkin bo'ladi. Misol uchun, abonentlar talabi bo'yicha beriladigan materialni uzatish uchun, aytaylik, beshta kanal mavjud va har bir kanal o'nta dasturni (avval tushuntirganimizdek) uzatishi mumkin; agar servis qilinadigan guruhda 500 abonent bo'lib, ulardan 200tasi kabel abonentlari bo'lsa, provayder ulardan 25% qismini bir vaqtda talabiga binoan dasturlar bilan ta'minlay oladi (chunki uning beshta qo'shimcha kanalining har biri orqali o'nta dasturlar uzatiladi, natijada 50ta abonent bir vaqtda ta'minlanishi mumkin).

51. Talab bo'yicha dasturlash har bir abonent uchun alohida revers kanal ham bo'lishini talab etadi, shunda abonent dasturlarni tanlash va pauzaga qo'yish (materialni oldinga yoki orqaga qayta surish) imkoniga ega bo'ladi. Bu qo'shimcha kanallar bir necha oddiy komandani provayderga yuboradi (bu so'rovlarga keladigan javob bitlarning katta tezligida keladigan videodan g'arq qiladi), bu oddiy komandalar kabel tarmog'ining "interaktiv" signallar chastota ko'lamiga osonlikcha joylashib ketadi.

1.8.2 Raqamli kabel: kommutatsion translyatsiya

52. Ba'zi kabel provayderlari servis qilinadigan guruhlarini ajratishda kabel tarmoqlariga xos bo'lgan egiluvchanlikdan foydalanib "kommutatsion translyatsiya" deb nomlangan servis usulini ishlatishadi. Kommutatsion translyatsiyada dastur faqat abonent talab qilganda, servis guruhlarini asosida, yuboriladi va barcha iste'molchiga barcha dasturlarni yuborish usulidan farq qiladi. Bu usul provayderga dasturlarni tanlashdagi imkonlarini, barcha mavjud kanallar orqali bir vaqtda dasturni jo'natish usuliga nisbatan, kengaytiradi⁶⁶.

53. Kommutatsion translyatsiya bilan VOD kontentni abonentga yuborishda bir xil usuldan foydalangan bo'lsalar ham, ularning faqini bilib olish ahamiyatli: kommutatsion translyatsiya faqat ro'yxatga kiritilgan kontentni yuboradi va abonentning inijligiga qaramaydi; buni oddiy dastur materialidan farq qilishi – agar guruhdagilardan hech kim dasturga murojaat qilmagan bo'lsa, u kabel guruhi-ga umuman kiritilmaydi. Abonent shu dasturni ulashi bilan (dastur ma'lum subkanaldagi servis guruhi-ga yuboriladi) shu subkanaldagi servis guruhining har bir qo'shimcha abonent uchun shu dastur iste'mol qilishga tayyor turadi. Aksincha, VOD usulida dastur abonent talab etgan vaqt yetkazib beriladi; dasturni pauzaga qo'yish va tez o'tkazib yuborish mumkin (bu vazifani kabel provayderi bajaradi, taqsimlash qutisi emas). VOD kontent faqat aniq abonentlar guruhi subkanaliga yuborilganligi sababli buning imkoni bor va faqat shu abonentlar so'rovi bo'yicha beriladi (abonent shifrini ochish yo'li bilan va, himoyalangan kontent uchun iste'molchining huquqi ham hisobga olinadi). *Narrowcast* va *unicast* iboralar shu ikki tur, ro'yxatga tushirilgan ("liniyali") material va muvofiq interaktiv iste'molchilar talabi bo'yicha beriladigan material hosil qilgan ikki tur kontent iste'molchilarini ajratish uchun ishlatiladi.

1.9 Raqamli televideniya xotiraga yozib olish

54. Analogli materialni (real hayotdagi audio va video) raqamli shaklga konversiya qilish oson ish emas – ammo xotiraga yozib olish ishini ancha soddalashtiradi. Buning sababi, STB qabul qilgan dasturlaridan biri aslida raqamlar oqimidan iborat bo'ladi. Bu dastur ko'p dasturli oqimdan filtrlanib olinib, qisqa vaqt saqlaydigan "buffer" xotiraga yozib olinadi va barcha kompyuterga o'xshab, xard diskiga ko'chiriladi. Shu nuqtadan qaraganda, DRV taqsimlash qutisi oddiy maxsus kompyuter bo'lib, protsessor, xard disk va h.k.lariga ega, bularga qo'shimcha STB vazifalarini bajarish uchun qurilmalari ham bor, ular kabel signalini qabul qiladi, displeyga chiqarishga kerak bo'lgan shaklga signalni keltiradi, infraqizil distansion boshqarish "clicker" komandalarini qabul qiladi va boshqa funksiyalarni bajaradi. Zamonaviy DVD taqsimlash qutisida dual protsessor mikrosxemasi, 64 MB dasturlar xotirasi,

⁶⁶ Buni ba'zi hollarda narrowcast deb atashadi va unicast translyatsiyasining aksi bo'ladi.

160 GB (minimum) xard drayvi va turli, videoga aloqador qurilmalar (kirish tyuneri, video xotira, display, audio drayverlar va boshqalar.) Video va audio kontentni bufferlash va saqlashdan tashqari STB signal kanaliga kirishlarni, shifrdan ochish va himoyalangan kontentni qayta shifrlashni boshqaradi.

55. Shuni qayd etish kerakki o'rtacha tezlikka va hajmga ega bo'lgan raqamli xotira qurilmasida raqamli videoni saqlash uchun ishlatilsa bo'ladi; xaridor extiyojlari darajasida "personal video rekorderlar" (PVR) soni juda ko'p, ular videoni yozishga mo'ljallangan DVD yoki "flash" turidagi qattiq jisimli chiplarga yozadi. Video kassetalarga ham yozib oladigan rekorderlar bor, ular SDTV va HDTV-larni VHS kassetalarning raqamli variantida saqlash imkoniga ega.

1.10 Displey texnologiyalari

56. Yarim asr davomida televizion tasvir elektron nurli trubkalarda (CRT) aks ettirilib kelindi, ularda qizitilgan katoddan emissiya qilingan elektronlar anoddagi kilovoltlar bilan o'lchanadigan kuchlanish yaratgan elektr maydonda tezlashtirilib, magnit sistema bilan og'diriladi va ekranning ichki tomonidagi lyuminofozni bombardimon qilish natijasida video kadr tezligida tasvir rastrini hosil qiladi. Tasvir nuqtalarining yorug'ligi katod oldida joylashtirilgan to'r elektrodidagi kuchlanish bilan boshqariladi. Birinchi CRT lar monoxromatik (oq qora) bo'lgan; rangli trubkalarda ekranning ichki yuzasidagi lyuminofo uchta chiziq (tor tasma) qizil, yashil va havorang turlaridan iborat bo'lib, metall niqob bilan shunday tekislanganki, uchta katoddan kelgan elektron nurlarning (yoki Sonyning Trinitron trubkasida yagona elektron pushkasidan boshqariladi) har biri o'zining lyuminoforini qo'zg'atadi.

57. Elektron nurli trubkalar ishlatilib turibdi; ammo ular juda og'ir (32"li trubkaning og'irligi 100 funtdan ko'p), qo'pol va rangli tasvirni hosil qilish uchun murakkab fokuslab kerakli nuqtaga tushirish sistemasini talab qiladi. Korpus o'lchamlarini kichiklashtirish uchun trubka uzunligini kamaytirish elektron nurni o'rniga tushirish muammolarini tug'dirdi. Elektron nurli trubkalar eskirib ketda va shu kunlarda boshqa texnologiyalar o'rnini bosdi, ularning ichida suyuq kristalli displey (LCD), plazmali displey va organik nur tarqatuvchi diodlar (OLED) ishlatiladigan bo'lib ketdi.

58. LCD displeylarda suyuq kristallar qoplamasi ikki o'zaro kesishgan optik polarizatorlar orasiga joylashtirilgan; polarizatorlarga berilgan kuchlanish yaratgan elektr maydon kristal qoplamaning xususiyatini o'zgartiradi va shu bilan uning optik transmissiyasi (nurni o'tkazish imkoni) o'zgaradi. Klassik displeylarda orqa tomonidan beriladigan bir tekis oq nurlanishi bo'ladi (oq LEDlardan yoki yagona yoki bir necha sovuq katodli flyuorissent lampalardan –CCFL – ularning nuri shisha naychali material bilan yoyib yuboriladi); elektrodlar qatori har bir tasvir pikselida lokal elektr maydon hosil qiladi, piksellar yuzasiga qizil, fshil va havo rang filtrlar yotqizilgan bo'ladi. Suyuqlik kristal piksellar qatorlari video yorug'likni o'zgartiradigan pardalar vazifasini bajaradi; barcha yorug'lik orqadagi illyuminatordan (lampadan) beriladi.

59. LCD displeylar kompyuterlar va televizorlarda keng ishlatiladi. Ular yupqa (bir santimetr yoki shunga yaqin) va yorug'. Ammo ularning dinamik diapazoni (yoki kontrastlik nisbati: maksimal yorug'ligining "maksimal qorong'ulikka" nisbati), tezligi, ularning ranglari nisbati va, chetdan qaraganda, qoraning quyuqligi cheklangan. In-plane switching (IPS) yuzaki kommutatsiya, fringle-field switching (FFS) chekka maydonli kommutatsiya va boshqa usullarni ishlatib displeylarning tezligi va chetdan qaragandagi sifati ancha yaxshilandi. LED qatorlarni orqa tomonidan yoritishni tasvirning yorug' va qorong'i nisbatiga adaptatsiya qilgan holda lokal va tez amalga oshirish hisobiga displeyning dinamik ko'lami kengaytirildi⁶⁷.

60. Kino materiallarini iloji boricha realistlik qilib namoyish qilish uchun plazmali displeylar LCD displeylardan yaxshiroq. Plazmali displey juda ko'p kichik hujayralardan tashkil topgan bo'lib, ularning

⁶⁷ Savdo talablari uchun LCDlar ba'zi hollarda "LCD TV"lar deb ataladi. Sizni aldab qo'yishmasin: bu LCD, faqat oradan yorug'lik taratadigan LED CCFL-sovuq katodli flyuorissent lamparaning o'rniga o'rnatilgan. Ularda lokal qorong'ulik bo'lishi va bo'lmasligi mumkin- mayda harflarni o'qishingiz mumkin.

har birida kommutatsiya qilish natijasida hosil bo'ladigan gaz razryadi lyuminofor nuqtasini yorishtiradi. Farqlash imkoni katta bo'lgan displey 1080 x 1920 pikselidan tashkil topgan bo'lib, har bir pikselga uchta hujayra to'g'ri keladi (ularning gaz muvofiq qizil, yashil va havorang nur tarqatadi) va qo'zg'atilgan piksel muvofiq rangdagi nur tarqatadi. LCD displeydan farq qilgani (unda orqa tomondan kelgan yorug'lik oqimi filtrlanadi), plazmali displeydagi hujayralarning o'zi yorug'lik oqimini bevosita yaratadi. Ularni 6 million kichik CRT – elektron nurli trubkalar to'plamdek (1080 x 1920 x3) tasavvur qilishingiz mumkin, ularning har biri qisqa muddatga kommutatsiya qilinib, kerakli yorug'lik oqimini beradi.

61. Plazmali displeyga qaysi tomondan qarasangiz ham uning rangni to'g'ri berishi va kontrastligi o'zgarmaydi va o'zgarish tezligi ham katta. Ularning katta o'lchamli namunalari LCD ekranlardan arzonroq. Ular LCDlarga o'xshab katta yorug'lik oqimini bera olmasa ham uzoq vaqt davomida aks ettirilgan statik tasvir ko'rinish sharpasini qoldirishi mumkin va lyuminofor qisman “kuyib ketadi”. Ularning kontrastlik nisbati juda yaxshi, ammo cheksiz emas, chunki hujayralardagi gaz razryadi kichik kuchlanishlarda ham stabil bo'lishi kerak (ya'ni ularning razryad to'liq o'qib qola olmaydi), shunda uning tez modulyasiya bo'lishi ta'minlanadi.

62. LCD va plazma asosiy displey texnologiyalari bo'lib qolmoqda, ammo kelajakda OLED (organik LED), LED larni bevosita nurlanishiga asoslangan (uchta rangli yoki filtrlar bilan ishlatilgan oq LED) displeylarning ahamiyati oshib boradi. Bu texnologiyalar birinchi bo'lib kichik displeylarda ishlatildi (misol uchun, uyali telefonlar va video qidirish kameralari), ammo 2014 yilda katta muvaffaqiyatga erishishdi, farqlash imkoni (3840 x 2160) bo'lgan 4K “Ultra HD”, o'lchami 65” va undan ham katta bo'lgan ekranlar yaratildi. Avvli LED displey texnologiyalardan farq qilib, OLED displeylar egiluvchan bo'lishi mumkin bo'lgani kamon shaklida egilgan TV ekranlarni yaratishga imkon berdi (3D o'lchamli ham qilish mumkin). OLED lar balki mutlaq g'olib bo'lib qolar, ularning juda katta dinamik diapazoni (1000000:1), ko'rish burchagi katta, kam quvvat iste'mol qiladi, ko'rinishi bejirim (qalinligi 3 mm, yengil va deyarli devorsiz) va injeksiyaga o'xshash texnologik jarayonda ishlab chiqariladi. Ular Best of Show ko'rgazmalarining sovrindorlari bo'lgan va ular bunga loyiq⁶⁸.

63. Yaxshi bo'lib ko'ringan qogan boshqa texnologiyalar o'g'ir kunlarini kechirishmoqda, ular field-emission display (FED) va surface conduction electron-emitter display (SED). Bu ikki tur displey yuzasiga lyuminofor qoplangan (plazmali displeylarga o'xshab), ammo uni nurlantirish uchun elektronlar ishlatiladi (ultrafiolet emas). Cannon tomonidan yaratilgan SEDga katta umidlar⁶⁹ bog'lashgan edi, ammo keyingi patent mojarolari va iqtisodiy reallik o'zinihaqini oldi. FED va SED yana rivojlanib ketishi mumkin, ammo nafas olishni to'xtatmang.

I.11 Video konnektorlar: analogli (kompozit, komponentli) va raqamli (HDMI/DVI, Display Port)

64. Bu ajoyib kabellar nima uchun kerak? Analog- raqamli chalkashlikka qo'shib, iste'molchilar bozori (katta ekranli TV va uyga o'rnatiladigan panellar, boshqalar) va kompyuterlar bozori (LCD monitorlar) har xil yo'llardan ketishdi. Quyida ko'p ishlatiladigan ulanishlar turlari keltirilgan; ularning konnektorlari I.10- rasmda keltirilgan.

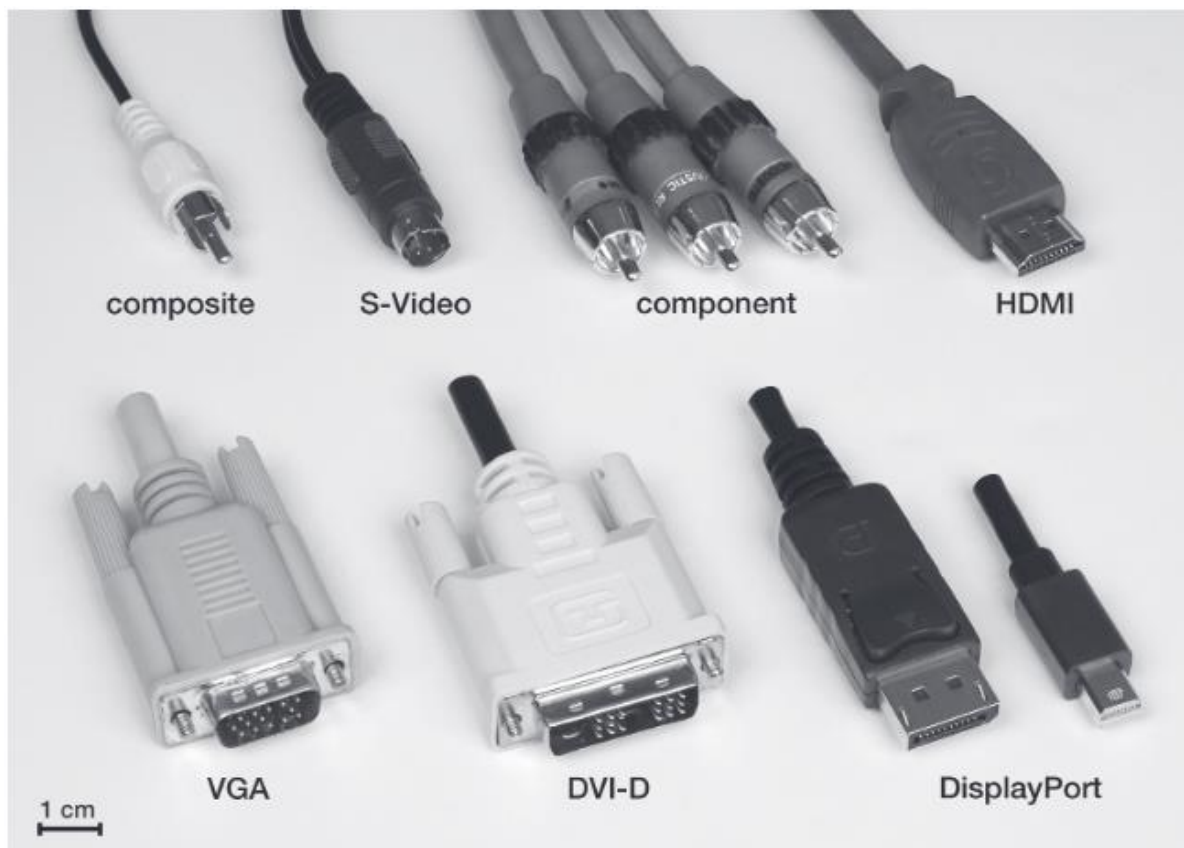
65. Ommabop televideniye dunyosida to'rt turdagi ulanishlar (konnektorlar) ishlatiladi, ularning boshidagi ikkitasi deyarli yo'q bo'lib ketgan.

⁶⁸ Taqrizchilar gapirishdan charchamaydi: ”Bu, men televizorda ko'rgan eng yaxshi tasvir” (CNET), ”Men ko'rgan televizorlarning eng yaxshisi” (Digital Trends) va ”Biz ko'z ochib ko'rgan to'g'ri ko'rish uchun yaratilgan eng yaxshi displey-o'lchamlari va narxlar xaridorbop” (HDTVtext, UK).

⁶⁹ SlashGear (19 Oct2006)dagi dami ichidan chiqmagan munozarada quyidagilarni ovoza qildi ”SED –TVni ta'riflash uchun so'z topa olmasan. Ishonch hosil qilish uchun buni KO'RISH kerak”va SED –TV raqamli tasvirning kelajagi. Bu ko'rinish turibdiku.”

Kompozit video. Sifati yuqori bo'lmagan standart analogli videoni (SDTV:480i) sariq RCA-turdagi konnektoridan ("phono-jack") tanib olsa bo'ladi, odatda audio jufti bilan birga bo'ladi (qizil = o'ng tomon, oq = chap tomon). Yagona sariq chiziq kabelning chastota ko'lami ("luma" – yorug'lik, qisqartirilganda Y tasvirni kulrang gradatsiyasida beradi) va rangliligi ("chroma"- qisqartirilganda S, 3.58 MHz li rang signalining sublashuvchisida modulyasiya qilingan ranglar farqini ko'rsatuvchi signal) ko'rsatib, liniya va kadr sinxronizatsiyasi impulsini o'tkazadi; uni ba'zi hollarda CVBS (composite video, blanking, and sync) deb atashadi. Boshqa hech narsa bo'lmasa ham bunday ulanishni ishlatmang!

S - video. 4-kontaktli mini DIN konnektoridan ajratib olsa bo'ladigan SDTV yaxshiroq analogli video hisoblanadi. Unda luma (+ sync.) va chroma signallar ajratilib, chastota ko'lami ko'proq saqlangan. Aniq tasvir sizga yoqmasa bundan ham voz kechishingiz mumkin.



I.10-rasm. Kompyuter va video sistemalarda ishlatiladigan kabel konnektorlari. Yuqori qator: qadimiy analogli kompozit konnektordan zamonaviy HDMI yuqori farqlanishli videogacha. Quyi qator: kompyuter monitorining konnektori, qadimiy analogli VGAdan xalqchil raqamli DVI va yangiroq bo'lgan Display Port (standart va mini konnektorlar).

Komponent video. Endi gaplashamiz! Bu analogli format uchta 75 Ω lik koaksial liniyani (odatda) RCA-turdagi (yoki, ba'zi hollarda, BNC) konnektori bilan ishlatadi. Ular qizil, yashil va havorang bo'ladi va HDTV chastota ko'lamini to'liq ta'minlaydi. Ranglar odamni adashtiradi: yashil rang yorug'lik signalini tashiydi (+ sinxronizatsiya), havorang bilan qizili bo'lsa ranglar farqi signalini tashiydi. Bu GBR- rangli konnektor "YPbPr"ni bildiradi, bunda Y-yorug'lik (qizil +havorang + yashil), Pb havorang -minus – Y, va Pr qizil minus – Yni bildiradi. Kompozit va S-videoga o'xshab komponent video faqat videoni tashiydi; audio uchun alohida kabel kerak bo'ladi. Komponent video kontent himoyasi kabi narsalarni bilmaydi va unga xizmat qilmaydi; shu sababli ularni kontent provayderlari ishlatmaydi, chunki ular to'liq HDTV (1080 x1920) signalni komponentli konnektorga chiqarishga xalaqit qilishi mumkin (misol uchun. Blu-Ray pleeri).

HDMI. Farqlash imkoni yuqori bo'lgan multimediya interfeysi uchun boshlanishda initsiallari o'rnatilgan toza raqamli format ishlatilgan. HDMI komponent videoning raqamli muqobili bo'ladi. Uni 19-pinli USBga o'xshash korpus konnektoridan ajratib olsa bo'ladi (afsuski, fiksatsiya qiladigan mexanizmsiz yaratilgan), elektr jihatdan u DVI – I kompyuter-monitori formatining ekvivalenti bo'ladi (quyida ko'ring). Bu konnektor orqali audio (sakizta kanalga, 24 bitga raqamlangan, 192 kps tezlikka) va video (komponenti uchun 8 – 16 bit bilan raqamlangan, to'liq HDTV ("1080x1920 progressiv 60 Hz; HDMI 1.4 versiyasi va keyinchalik to'liq "4K", 4096 x2160ni 60 fps progressiv 2.0 versiyasini qo'llaydi). Video data analogli videoning raqamlangan versiyasi: kompressiya qilinmagan raqamli data-lar rangli komponentlarning amplitudasiga muvofiq bo'ladi va to'rt eshilgan juftlar orqali yuboriladi (R, G, B, clock). HDMI raqamli kontent himoyasini qo'llaydi (HDCP, keng chastota ko'lamli raqamli kontentni himoya qiladi), bu protokol bilan HD video manba displey aslligini unga signal yuborishdan avval (shifrini ochib) aniqlaydi, shunda sizga to'liq videoni tomosha qilish ruxsati tegadi. HDCP ishlab turganga o'xshaydi, har qalay vaqtning katta qismida (ammo siz g'ashingizni keltiradigan xabar yoki glyuk olishingiz mumkin).

66. *Kompyuter monitorlari* dunyosida uch tur ulanish (va konnektor) keng ishlatiladi.

Analogli VGA. Avvalgi analogli aloqa qurilmalarini, mustahkam qotirib qo'yish uchun ishlatiladigan boltlari bor, 15-pinli D-tip konnektoridan tanib olsa bo'ladi. VGA (video graphics array uchun) RGB analogli signal alohida tashiladi va unga Hsync va Vsync ("RGBHV") sinxro signallar qo'shiladi. Zamonaviy namunalarida unga I²C kanali identifikatsiyani nazorat qilish va boshqarish uchun qo'shiladi. VGA 1600 x 1200 yoki shunga yaqin piksellari farqlanishgacha ishlaydi (aniq chegarasi yo'q, ammo farqlanishni kattalashtirmoqchi bo'lsangiz, chegaralari aniq bo'lgan elementlardan o'ng tomonga harakatlangan noaniq sharpalarini ko'rasiz), shu sababli ko'p monitorlarda VGAning o'rniga raqamli format ishlatiladigan bo'ldi: DVI va DisplayPort.

DVI. Shu kunlarda, o'zining 29-pinli (maksimal) konnektoridan (qotirib qo'yish boltlari bilan) ajratib olsa bo'ladigan, standart raqamli interfeys "steroidlardagi VGA" ko'rinishida bo'ladi. Elektr xususiyatlari bo'yicha, o'lchamlari kichikroq va arzon HDMIga o'xshab ketadi, oxirgi konnektor televizion iste'molchilar bozori uchun loyihalangan bo'lib, tarkibiga audio ham qo'shilgan (shunda signal kabel qutisidan yoki Blu-Ray pleeridan televizion monitoriga ulanadi). Bularning variantlari ko'p va barchasida shu turdagi konnektor ishlatiladi (ba'zi pinlari ishlatilmasligi ham mumkin): DVI – I faqat videoning o'zi bo'lib, yakka va juftlangan aloqa yo'lli variantlarida bo'ladi (oxirgisi 60 Hzda 1920 x 1200 dan katta bo'lgan farqlanishni ta'minlash uchun mo'ljallangan, misol uchun, 60 Hzda 2560 x 1600 , 30" displeylarda ishlatiladi); DVI – A analogli videoning o'zi (analogli monitorlar bilan solishtirish uchun); va DVI-I ("integrallangan") konnektor raqamli (yagona yoki juftlangan aloqa liniyasi) va analogli videoga mo'ljallangan. VGAgga o'xshagan DVI audio signalni ham tashiydi.

Display Porti. Hech qachon standart bo'lmagan, DVI o'rniga ishlatish uchun yaratilgan; unda 20-pinli USB ga o'xshash, qotiradigan qurilmasi bor, konnektor ishlatilgan bo'lib, juda katta data almashish tezligini qo'llaydi (to'rtta differensial juftning har birida 4.3 Gbps gacha, jf'mi 17.3Gbps). U "raqamlangan-rastli" DVI/HDMI dan chekinib, paketlangan data protokolini ishlatadi; ammo chastota ko'lamini ancha keng bo'lgani tufayli juft liniyalari DVI video chastota ko'lamini o'tkazish imkoniga ega (bu protokol DisplayPort protokoliga konversiya qilinishi mumkin). Bu protokol har bir rangning 16 biti va 24 bitli 8-kanalli audio va 192 kpsni qo'llaydi. Unda uzun kabellar uchun optikani ishlatish (mis simlarning o'rniga) imkoni bor bo'lib, mavjud 56 bitli HDCP bilan birga o'zining DPCP (Display Port quvvatliroq 128-bitli AES shifrlori bilan kontentni himoya qilish) protokolini ham qo'llaydi. DisplayPort protokolining joriy versiyasi 4K 60 fpsni progressiv texnologiyada qo'llashi mumkin.

SPICE PRIMER: TEKIN ICAP/4 DEMO BILAN ISHLASHNI BOSHLASH

J- ilova

Tekin SPICE oson va qiziqarli. U turli platformalarda mavjud (Macs, Linux, PC). Quyida uni Windowsda boshlash yo'li ko'rsatilgan.

J.1 ICAP SPICEni o'rnatish

1. "ICAP4Windows Demo" zip (ICAP4Demo.zip) faylini intosoft.com dan yuklash.
2. zip faylni alohida vaqtinchali papkaga joylash.
3. Bu papkaga kirib, setup.exe da ikkita klik (quyida "cc" bilan yuritamiz).
4. ICAP/4ni boshlab yuborish (siz administrator rejimida bo'lishingiz mumkin): (Programs

→ICAP 4 Demo →Start ICAPS).

J.2 Sxemalarni kiritish

- Standart komponentlarning turlarini qo'shish

R resistor

C kondensator

L induktiv g'altak

yer ("o" harfi raqam emas)

v signal yoki kuchlanish manbai

Y kuchlanishni o'lchash nuqtasi (ular registrni sezmaydi: $r = R$, va h.k.)

- Kutubxonadagi komponent uchun, Parts → Parts Browser,

- tiplarni va subtiplarni varaqlab chiqish, yoki Findni ishlatish,

- so'ng Place.

- Surish va joylashtirish:

- klik-ushlab turish bilan komponentni ajratib olish, so'ng surish;

- ajratib bo'lgandan keyin (90° ga) aylantirish uchun + ni bosing, yoki ag'darish uchun (180°) – ni bosing.

- Komponent shartli belgisini o'zgartirish uchun:

- komponentni klik-xold bilan ajratib olib, kerakli joyga suring;

- shartli belgi ajratilganida unga ss urib, qiymatini o'zgartiring.

* Birliklar ko'paytiruvchilariga ahamiyat bering: **f, p, n, u, m, k, meg (M emas)**. *

SPICEda birliklarning faqat *ko'paytiruvchisi* ishlatiladi, birlik belgisi ishlatilmaydi. Misol uchun, SPICE da kondensatorni belgilash uchun "1u" kifoya, ammo siz sxemada aniq bo'lishi uchun "1.0uF" yozuvini kiritishingiz mumkin, buni SPICE bir xilda qabul qiladi.

* Qiymat dialogining o'rniga siz komponentga ss urishingiz mumkin.

Parametrni qo'shib qo'yish uchun qiymatini yozib Applyni klik urasiz; bu zarur, misol uchun, kuchlanish manbai uchun (add dc yoki as, amplitudasi kiritiladi). YOKi >> Add >>klik bossangiz ham sxema chizmasiga parametrni kirishingiz mumkin.

- Simlar:

- w harfini bosib simni ulash nuqtalari oraliq'iga o'rnatish;

- alohida turgan bir necha simlarni surishingiz mumkin; surib bo'lgandan keyin ESC.

- O'rnatish:

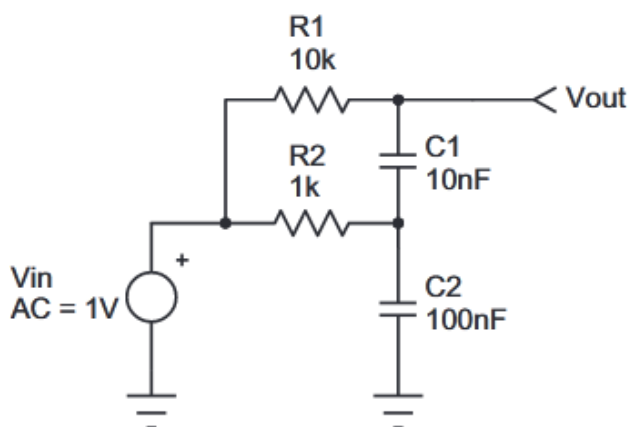
- Komponentlar surib bo'lingandan keyin Optiondagi "Rubberbanding"ni o'rnatib, ulanishlarni bajaring.

J.3 Simulyasiyani ishlatish

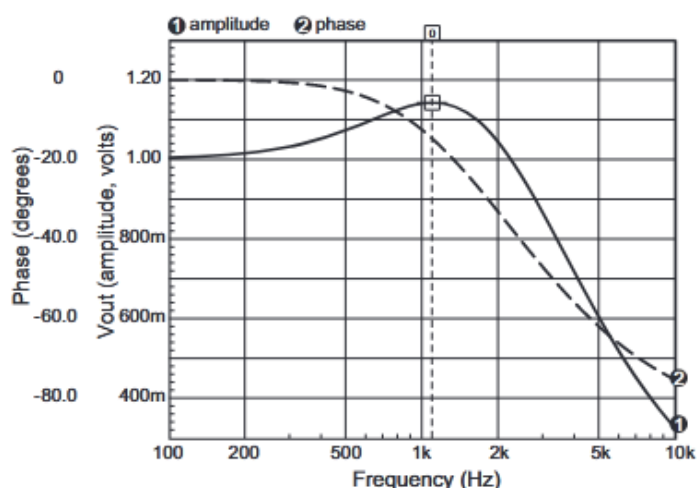
Rezistor va kondensatorlardan tashkil topgan sxema *kuchaytirish ko'effitsientiga* ega bo'lishi mumkinmi? Ajablantiruvchi javob ha bo'ladi. Keling oddiy misolda ICAP/4 SPICE dastursini kiritish va ishga tushirishni ko'rib chiqaylik.

J.3.1 Sxemani kiritish

ICAPsni ishga tushirib ikkita rezistorni (“r” harfini bosing), ikkita kondensator (“s” harfini bosing) va kuchlanish manbasini (“v” harfini bosing) joylashtirib, uning quyi terminalini yerga ulaymiz (“v” harfining ketidan “o” harfini bosing). O’lchamlar ko’rinishi juda kichik bo’lsa Option → Zoom ni ishlatib (yoki F6, F7 va F8 funksional knopkalardan foydalanib) kerakli o’lchamni o’rnatishingiz mumkin. Komponent va simlarni surib, joyiga o’rnatish bilan biz J.1-rasmdagi sxema ulanishlarini amalga oshiramiz, sxemaga chiqish kuchlanishini tekshirish nuqtasini qo’shamiz (“y” harfini bosib, belgisini Voutga o’zgartiramiz). Har bir komponentning ustida ikkita klik urib, ularning nominal qiymatlarini o’rnatish mumkin, qiymatlar belgilangan joyiga kiritiladi (u joyda ??? paydo bo’ladi); har bir kiritilgan qiymatdan keyin Enter bo’silsa dialogdagi keyingi komponentga o’tiladi – barcha kiritmalarni tugatish uchun OK kliki uriladi. Kondensatorlar kattalik qiymatlarini o’rnatish uchun mikrofaraadlarni ishlatishimiz mumkin (misol uchun, 10 nF o’rniga 0.01uF); “F” harfini ishlatmasa ham bo’ladi, ishlatasangiz sxemani tushunish osonroq bo’ladi. Kuchlanish manbai uchun biz 1V qiymatini “AS” joyiga kiritamiz (ya’ni 1 volt) va ADD knopkasini bosib sxemada kiritmani ko’rishimiz mumkin (SPICE ADD ni bosmasa ham qiymatlarni ishlatadi; ammo qiymatlarni sxemada ko’rsatish informativroq bo’ladi). Avvaldagidek “V” belgisini tushirib qoldirsa ham bo’ladi⁷⁰.



J.1- rasm. Kuchlanishni kuchaytiradigan RC zanjir! Intusoft ICAP/4ga yozilgan sxemaning kommutatsiya qilinishi ikki minutdan ko’p vaqt olmaydi. Sxemani “Adobe PDF”da printlash shu rasimni yaratdi.



⁷⁰ O’zgaruvchan tokdagi SPICE analizda chastotasi sweep shaklida o’zgartiriladigan, cheksiz kichik amplitudali signallarni sxema kirishiga berish bilan amalga oshiriladi va shundan sxemaning kuchaytirish koeffitsienti hisoblab aniqlanadi, bu amplitudalar sizga kerak bo’lgan signal amplitudalariga normalizatsiya qilinadi. Bu yerda, misol uchun, SPICE ishlatgan signal amplitudasi 1 V dan ancha kichik bo’ladi.

J.2-rasm. J.1-rasmdagi kuchlanishni kuchaytirish RC sxemasi chiqishining “ossillogrammasi” amplituda va fazani ko‘rsatmoqda (“AC Analysis”).Kursor kuchaytirish koeffitsientining pik qiymatini ko‘rsatib turibdi, $V_{out}/V_{in} = 1.142$ $f = 1.096 \text{ kHz}$ da. IntuScope chiqishida faza xarakteristikasi havorangda chiziladi, uni biz rasmda punktir chiziqli grafikka o‘zgartirdik; biz oson o‘qish uchun yozuvlarni ham kattalashtirdik.

J.3.2 Simulyasiya: chastota sweepi

Endi zavqlanamiz! Ishni proektni, File→ Save ni ishlatib, biz tanlagan papkaga saqlab qo‘yishdan boshlaymiz. Menyu sifatida. Action → Simulation setup → Edit bilan (yoki qalam uchi bilan knopkani to‘lqin liniyasi bo‘ylab kliklab) simulyasiyani o‘rnatamiz. “AC Analysis”ni tanlab kliklaymiz va 100 Hz dan boshlab 10 kHz gacha oktavaga 20 ta nuqta kiritamiz (quti yuziga 10 k yozib) OK klik uramiz. Keyin DONE klikini uramiz. Endi (Action → Simulate) yoki yugurib ketgan kichik odamchani kliklab simulyasiyani amalga kiritamiz. Bu SPICE motorini ishga tushirib yuboradi, displeyda kichik, status va xatoliklarni ko‘rsatib turadigan, darcha (“InSpice”) paydo bo‘ladi va (amallar to‘g‘ri bajarilgan bo‘lsa) natijalarning kichik grafigi ko‘rinadi. Simulyasiya boshlanganida “IntuScope” displey dastursi ishga tushadi (bu dasturni o‘zingiz, yugirib ketayotgan odamchani yoniga klik urib yoki Action → Scope bilan, ishga tushirishingiz mumkin). Ana shu nuqtada displeyda ko‘p darchalar paydo bo‘ladi, siz ularning o‘lchamlarini o‘zgartirib, ekrandagi o‘zining joyiga surib qo‘yishingiz kerak bo‘ladi, so‘ng Option → Save Preferences bilan ularni yopishtirib qo‘yasiz. Endi IntuScopega tegishli “Add Waveform” darchasidagi “Test Pts Only” qutisini kliklab Vout⁷¹ belgisini chiqarib “Add”ni kliklang. Vo ajabo – displeyda Vout kuchlanishining chastotaga bog‘liqligini ko‘rsatuvchi grafik yaratildi (J.2-rasm). Grafikning o‘qlari nomlangan va masshtablangan kataklar chizilgan. Siz o‘qlarning belgilanishini o‘zgartirishingiz mumkin, buning uchun belgini ikki marta kliklang; bu amalni “Scalling” darchasida ham bajarsangiz bo‘ladi. Fazaning chastotaga bog‘liqligini aks ettiradigan grafikni qo‘shish uchun Add Waveform darchasida “ph.Vout” belgisini topib, “With Like Traces” bilan nomlangan qutichani kliklang (agar yangi grafik chizishni xohlamasangiz) va “Add”ni kliklang. Shu bajargan barcha amallarimiz J.2-rasmni yaratish uchun bo‘lgan edi, unda biz IntuScope darchasidagi vositalardan foydalanib, grafikdagi maksimal kuchlanish nuqtasini belgiladik.

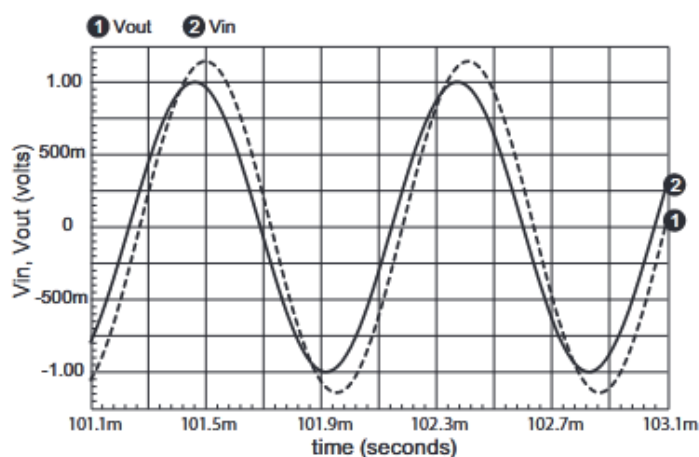
J.3.3 Simulyasiya: kirish va chiqishdagi signallar

Bu grafikda ko‘rsatilgan, chastotaga bog‘liq bo‘lgan kuchaytirishga haqiqatdan ham ishonamizmi? Oddiy RC zanjir signal fazasini surib, amplitudasini pasaytirishdan boshqa fnksiya bajara olmasligini barcha biladiku. SPICE dastursi, grafikda maksimal kuchaytirishga to‘g‘ri kelgan chastotadagi kuchlanish amplitudasiga ega bo‘lgan sinusoidal signalning sxema kirishi va chiqishidagi shaklini, ko‘rsatmaguncha biz bu sxema signalni kuchaytirishga ishonmaymiz (ko‘rganimizda ham ishonmasak kerak!) Endi buni qanday amalga oshirishni ko‘rib chiqamiz: birinchidan, sxemaga qo‘shimcha kuchlanishni tekshirish nuqtasini kiritib (yana, “y”), uni Vin bilan belgilang. Kirish kuchlanish manbaiga ikkita klik urib, “Tran Generators” bilan belgilangan joyga klik uring (barcha eski signal turlarini, sinusoidal signalni ham “transient -o‘tuvchi” deb nomlaydi). SIN ni tanlang, uning pik amplitudasini 1ga, offsetni 0 ga o‘rnating, chastotani 1.096 kHzga o‘rnating. OK va yana OKga klik uring. Endi Simulation Setup ga o‘ting (qalamni to‘lqin chizig‘i ustidan yurgazib chiqing), qayta AC Analysisni tanlab, Transientni tanlang. Transient Analysis darchasida u balqib chiqadi, Data Step Timeni 1usga o‘rnating, Total Analysis Timeni 105 msga o‘rnating, Time to Start Recording Datani 100 msga o‘rnating (bu vaqt sxemani stabil holatga kelib olishga imkon beradi). Maximum Time Step qutisini oq holatda qoldiring (ya‘ni boshlang‘ich holatini qabul qiling). Harakatga keltirish ikonasiga klik bosib simulyasiyani boshlang. Shu nuqtada IsSpice4 oynagi egri chiziqni ko‘rsatishi kerak. Shunda IntuScope darchasiga kirib DEL

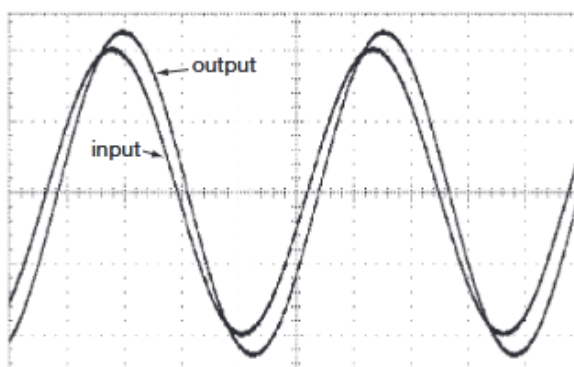
⁷¹ Yoki, agar siz Vout nomini o‘zgartirmaydigan bo‘lsangiz, grafiklarning Y o‘qini signallar ichidan v2 yoki boshqa nomni tanlang.

bilan eski grafikni o'chirib tashlang (sizga kerak bo'lsa saqlab qo'yishingiz mumkin yoki yangi grafik chizilishini File → New Graph bilan boshlasa bo'ladi) va IntuScope darchasining Add Waveform kichik darchasida, avval "With Like Trace" qutisida bo'lganidek, "vin" va "vout"larni qo'shib qo'ying.

Yomon emas... ammo signallarning ko'rinishida biroz tishlar ko'rinib turibdi. Ularni kattalashtirsa ("Scaling" darchasida quti chegaralarini kengaytiring) har bir sikl faqat 20 ta nuqtadan iborat bo'lgani ko'rinadi. Biz qadamlar o'lchamini $1\mu s$ qilib o'rnatgan bo'lsak ham, chiqishni $\sim 50\mu s$ interval bilan oldik! Transient Analysis darchasida Maximum Time Stepni cheklamaganimiz bunga sabab bo'ldi. Orqaga qaytib (Simulation Setup → Transient) Maximum Time Stepni $1\mu s$ ga o'rnatish. Yugurgan odamchani kliklab (simulyasiya biroz uzoqroq davom etadi, sekund muddatida davom etadi); endi avvalgi grafikni o'chirib, IntuScopeda ikkita signal qo'shib qo'ying (avval chiqish, masshtabni o'rnatish, so'ng kirish). Sizga shoyi kabi silliq, J.3-rasmda ko'rsatilgandek, grafik namoyon bo'ladi. Shunda ham RC zanjir kuchlanishni kuchaytirishiga ishonmasangiz, sxemani yig'ib, undagi signallarni real ossilloskopda ko'rishingiz mumkin, bu ishni biz bajardik (J.4-rasm). RC zanjir kuchlanishni kuchaytirishi aniq ko'rinib turibdi!



J.3-rasm. J.1-rasmdagi RC sxemada maksimal kuchaytirishga to'g'ri kelgan chastotadagi kirish va chiqish signallarining ko'rinishi ("Transient Analysis"). IntuScope dasturida Vout havorangda ko'rsatiladi, buni biz punktirli chiziq bilan almashtirdik; tasvirdagi yozuvlarni o'qishga oson bo'lishi uchun kattalashtirdik hamda o'qlardagi masshtab belgilarini grafikka moslashtirdik.



J.4-rasm. Real ossillogramma (Tek. TDS3044B) SPICEda olingan ajib natijani isbotladi! Gorizontaal o'q: $200\mu s/div$; vertikal o'q: $0.5 V/div$.

J.4 Yakuniy izohlar

ICAP/4 demo dastursida o'nta "o'rgatuvchi filmlari" bor (Help menyusida), ular juda qisqa (har biri bir minut davom etadi), ammo boshlovchiga yaxshi yordam bo'ladi. Shularni ko'rib chiqish uchun o'n minut vaqtingizni ayamang! Ularni ko'rib, siz, misol uchun, bevosita Parts → Parts Browser →! Generatorsga kirib ko'p signal manbalarini yaratishingiz mumkinligini ko'rasiz. Yana, sxemalarni

osonroq kiritish yo'llarini ham bilib olasiz (nusxa olish, kattalashtirish), komponentlarning belgilanishi va nominallarini o'qishga oson bo'lgan o'lchamlarda yozish ("tall", "wide" va "split" opsiyalaridan foydalanib) yo'llarini ham ko'rasiz. Biroz tajribangiz oshganida sxema va grafiklarni-yu nusxasini almashish bufferiga olib ("Print"), Word yoki Wordpadga yuborishni ham bilib olasiz. Agar Adoba PDFga Print qilsangiz, Adoba Illustrator talablarigacha toza bo'lgan masshtablangan grafiklarni olishingiz mumkin. Biz SPICE dastursining Intosoft "ICAP/4" to'liq versiyasini ancha yillardan beri ishlatib kelmoqdamiz; dastur yaratgan Windowsga asoslangan sxemalarni kiritish va simulyasiya qilish muhitini biz sxemalarda izlanishlar olib borish uchun ishlatamiz. Odatda biz ishni sxemani chizishdan boshlaymiz va uni Word xujjati ko'rinishida batafsil tushuntirish matni bilan loyihasini yaratamiz. Bu, sxema va simulyasiya grafiklari bilan ja'mlangan xujjatning nusxasini olib, laboratoriya ko'llanmasiga qo'shib qo'yamiz; quyiga qarang.

J.5 Batafsil misol: kuchaytirgichdagi signal shakli buzilishlarini tekshirish

2x-bobda ("Bipolyar tranzistorli kuchaytirgichdagi signal shakli buzilishlari: SPECE izlanishi") biz SPICE bilan, diskret bipolyar tranzistorli sxemalardagi signallar shaklini buzilish kabi, muhim ishlarni bajaramiz⁷². Kuchaytirgich qiziq narsa bo'ladi: SPICE bilan bu sohada yaxshi ishlar qilingan. Keling ko'rib chiqamiz!

J.6 Komponentlar databazasini kengaytirish

SPICE modellarni bekorga ICAP/4 komponentlar kutubxonasiga qo'shib qo'yishingiz mumkin. Bu jarayonni boshlash uchun eng oson yo'li bizning websitedan (www.artofelectronics.com) papkalarni o'zingizga yuklab olib, default PR papkaga joylab qo'yish bo'ladi. So'ng File → Update Part Databasega kiring.

ELEKTRON NARSALARNI QAERDAN SOTIB OLSAM BO'LADI?

K-ilova

Yaxshi savol! Bizning tajribamizdan kelib chiqqan tavsiyalar.

(Ilovaning qolgan qismi asli ingliz tilidagi matndan nusxa olingan)

Good question! Here are some hints, from our experiences. K electronic stuff, but CAVEAT BIGTIME EMPTOR. Feed back Forum helps.

I. Mail order and online.

Digi-Key Corp (Thief River Falls, MN: 1-800-digikey). We used to say "Get their catalog!!"—but, sadly, they've abandoned paper, replacing it with an impressive search capability. You can get everything here, even in small quantities, with fast delivery. It's often worth designing with their webpage open in front of you. Online ordering and stock/price checking: www.digikey.com.

Mouser Electronics (www.mouser.com). Broad stocking distributor, with service comparable to Digi-Key's, and willingness to ship small quantities. Good selection of precision passives; and they are still printing a comprehensive paper catalog.

Newark Electronics+Farnell (1-800-2-newark; www.newark.com). Broadest stocking distributor, with service comparable to Digi-Key's and good selection of tools; paper catalog still in print.

"Stocking Distributors". These are the standard distribution channel for quantity buying; names like Allied (still publishing a paper catalog), Arrow, Avnet, FAI, Heilind, Insight, Pioneer, Wyle. Substantial minimum quantities not generally useful for prototyping or small production.

Manufacturers' Direct. Many semiconductor manufacturers (Analog Devices, TI, Maxim,...) will not only send free samples with the slightest provocation, they will also sell in small quantities via

⁷² Bu ishni real hayotda amalga oshirganimizda biz simulyasiya qilingan sxemalarning va skrinshotlarini Word hujjatlariga kiritishni va kommentaryasini berishni hush ko'ramiz. 2x-bobdagi munozaralarimizda biz bu ruhni saqlab qoldik, munozara shakli Word hujjatini LaTeX shakliga o'zgartirilgan holda bo'lsa ham.

credit card; check out Mini Circuits for RF components, and Coilcraft for inductors, transformers, and RF filters.

Oddballs. Marlin P Jones, Jameco, B&D, Herbach & Rademan, Omnitron, ABRA, All Electronics; ephemeral collection of “surplus” stuff, some real bargains.

eBay (www.ebay.com). If you haven’t been here, you’ve probably just arrived from Mars. LOTS of stuff, literally millions of items, an online auction. You can get plenty of electronic stuff, but CAVEAT BIGTIME EMPTOR. Feed back Forum helps.

Alibaba Small Pacific-rim companies that have stocks of obsolete components are easily found on Alibaba. You can place a quote request for a part number, and you’ll get dozens of useful reasonably-priced suppliers.

II. Indexes and Locators

Octopart, FindChips, NetComponents (oc topart.com, findchips.com, netcomponents.com). Give it a part number and it searches dozens of distributors, returning (sometimes unreliable) information on availability and pricing.

WhoMakesIt (www.whomakesit.com). A bit like the EEMcatalog, helpful if you know the category of stuff you want, but not the manufacturer, etc.

Google (www.google.com). Our standard “portal,” reads your mind and vectors you to the good stuff. Helpful, some times, in finding parts and equipment manufacturers and vendors.

III. Local

Sometimes it’s nice to shop in person; here are the sorts of places to go.

Radio Shack (www.radioshack.com). They call them selves “America’s Electronic Supermarket”; we’d call them “America’s Electronic Convenience Store.” Their stores are everywhere, and they stock (pretty reliably) an idiosyncratic collection of parts and supplies, of uncertain quality or duration. However, in the changing marketplace of consumer electronics, their future path is unclear.

Electronics Flea Markets. Also known as “swap meets,” perhaps somewhat in decline; two legendary meets are on opposite coasts: De Anza College (Cupertino, every second Saturday, March–October), and MIT (Cambridge, every third Sunday, April–October). What meets are three cultures (electronics, computers, hams); haggling is mandatory; caveat very emptor.

Electronics Surplus Supply Stores. These are incredibly cool! Several well-known haunts are Halted (www.halted.com; officially “HSC Electronics Supply”), in Santa Clara, Sacramento, and Santa Rosa; and Murphy’s Surplus Warehouse (www.murphyjunk.bizland.com) in El Cajon.

IV. Miscellaneous

Obsolete ICs. Your best place to start is Rochester Electronics (www.rocelec.com), a wonderful place that apparently buys up inventories of ICs being discontinued. Jameco also has a lot of obsolete parts. Freetrade zone has broker lists for obsolete parts. Also try Interfet (www.interfet.com), a manufacturer of small-signal FETs, including ones that the big guys have abandoned.

PC Board Manufacture. We like a place called Advanced Circuits, www.4pcb.com; you can get online quotes, and they do a good job and deliver pronto. Another inexpensive and fast PC house is Alberta Printed Circuits in Canada (www.apcircuits.com).

ELEKTRONIKA INJENERINING ASBOBLARI VA O‘LCHASH VOSITALARI

L-ilova

Elektron sxemalarni yaratishda biz odatda xush ko‘rib ishlatadigan asboblar va o‘lchash vositalarining ro‘yxatini keltiramiz. Bu turdagi qurilmalar juda tez eskirib qolishini hisobga olgan holda ularni joriy katalog va websitelardan solishtirib ko‘rish kerak bo‘ladi.

(Ilovaning qolgan qismi asli ingliz tilidagi matndan nusxa olingan)

Here are some electronic favorites, stuff that we really like using when we design and build electronic circuits. It's best to check current catalogs and websites—much of this sort of equipment becomes obsolete with terrifying speed.

Soldering iron

Metcal MX-500 (not cheap; it will change your life!) Weller WSL (less expensive, variable temp)

Desoldering station

Pace MBT201-SD

Surface-mount prototype and rework

Zephyrtronics Airbath and Airpencil Metcal offers SMT “tweezers” and other goodies

Bench DMM

Keithley 2100 (61 2-digit, with USB control & readout) Agilent 34410A (61 2-digit, with LAN & USB control & readout)

Pocket DMM

Amprobe 37XR-A (cheap, good enough) Fluke 289 (not cheap, very good) Agilent U1252A/53A (everyone's favorite lately) “Smart Tweezers” (auto-ranging SMT tweezer-style meter, neat!)

Triple bench power supply

HPE3630A (excellent performance, reasonable price)

High-voltage bench power supply

SRS PS300-series (single and split, to 20kV)

Device programmer

(if needed; JTAG in-ckt is taking over, pods from mfgs) BP Microsystems 1610 (universal and reliable; lifetime free algorithm updates)

LCR meter

HP4263B (a cheaper one is the SRS model SR720)

Analog oscilloscope

B&K Precision and Hameg still offer some models, to 200MHz bandwidth

Digital oscilloscope

Tek DPO2024B (cheap “lunchbox”); DPO/MSO 3k-, 4k-, 5k-series Agilent DSO/MSO 5k-, 6k-, and 7k-series (Agilent's answer to the “lunchbox”) Lecroy WaveRunner, WaveSurfer, WaveJet series (lot of models, do your homework)

Arbitrary function generator

Tek AFG3000-series (single and dual channel, to 240MHz and 2Gs/s) Low-distortion function generator SRS DS360 (0.01Hz–200kHz, 0.001% distortion) RF and microwave synthesizer Agilent N9310A SRS SG380-series (2, 4, and 6GHz models, low phase noise, see §13.13.6B)

Low frequency spectrum analyzer

SRS model SR785

RF spectrum analyzer

Agilent ESA series (depends on frequency range, and \$\$)

Source measure unit

Agilent B2900-series (single and dual channel) Keithley 2600-series (single and dual channel)

Precision time and frequency standard

Symmetricon 4411A (uses GPS constellation)

Engineering software

Altium System Designer, OrCad, or Eagle (for schematic capture and layout; includes simulation) Xilinx WebPack (for PLD and FPGA design), and analogous tools from Altera, Lattice, Actel, etc. ICAP/4, LTspice (\$0!), MicroCap 9, MMICAD, PSpice (for simulation) FilterCAD (\$0!, from LTC),

FilterPro (\$0!, from TI) (simple analog filter design) MathCAD, MATLAB, Mathematica (engineering/math worksheets) LabVIEW™ (virtual instruments; control of real instruments)

KATALOGLAR, JURNALLAR VA DATABOOKLAR

M-ilova

Quyida kataloglar, jurnallar va databooklar bo'yicha tavsiyalarimizni keltiramiz; ularning ba'zi birlarini faqat on-line olishingiz mumkin (misol uchun, IC Master). Elektron qurilmalarni mustaqil yaratmoqchi bo'lsangiz ular sizga yordam berishi mumkin.

(Ilovaning qolgan qismi asli ingliz tilidagi matndan nusxa olingan)

Here are some recommendations for data books, catalogs, and magazines; some have become on-line services only (e.g., IC Master). You will need some of these if you want to practice electronic design.

“Master” catalogs

EEM(Electronic Engineer's Master) lists all categories of electronic stuff IC Master ditto, for ICs Octopart excellent on-line part (and datasheet) finder

Parts and equipment catalogs

Digi-Key Corp (a distributor), wide range, quick delivery Mouser Electronics (a distributor), wide range, quick delivery Newark/Farnell Electronics (a distributor), best broad-line catalog Allied Electronics (a distributor), similar to Newark TechniTool (a distributor), measurement, assembly, and test tools Stanley Supply & Services, (a distributor) equipment and supplies for assembly Keysight Technologies (Agilent, HP), broadest manufacturer of test and measurement equipment Tektronix, test and measurement equipment, especially scopes Fluke, test and measurement equipment Stanford Research Systems (SRS) test and measurement equipment; great documentation and app notes

Magazines and tabloids

EDN, keeps you up to date on new products and methods Electronic Design, ditto; a bit thin, lately Electronic Products, ditto, emphasis on products only EE Times, tabloid format Computer Applications Journal, microcontroller project mania

Circuit Cellar Ink, emphasis on microcontrollers Nuts and Volts, quirky do-it-yourself, tabloid format Make Magazine, cool stuff you can build

Data books; short-form/design guides

A starter section, with product emphasis. Altera: cPLD, FPGA Analog Devices: all linear functions; converters; DSP Atmel: PLDs and microcontrollers Avago (←Agilent←HP←Avantek): opto, rf Cirrus/Apex: power op-amps etc. Cypress: memory, processors Diodes Inc/Zetex: discretes, etc. Fairchild: discretes, linear, digital Freescale: processors, DSP, automotive IDT, Micron, Samsung: memory Infineon: discrete, power, processors, RF Intel: microprocessors and microcontrollers Linear Technology Corp: all linear functions M/ACom: RF and microwave Maxim/Dallas: linear, digital, μ C MiniCircuits: RF—broad line, inexpensive NXP(Philips): logic, microcontroller ONSem/Sanyo: linear, logic, discrete Renesas: discrete, memory, processors TI/National/Burr-Brown: linear, logic, opto, power, processors, DSP Xilinx: cPLD, FPGA Datasheets (in *.pdf format) are available online from nearly every semiconductor manufacturer's web site; try, e.g., www.analog.com, www.maxim-ic.com, www.linear.com, www.ti.com, etc. Another way to find datasheets, prices, and availability is via a search website like octopart.com or findchips.com; these display price and inventory (and some times datasheets), and link you through to the stocking distributor.

O'QISH UCHUN KITOBLAR VA HAVOLALAR

N-ilova

(Ilovaning bu qismi asli ingliz tilidagi matndan nusxa olingan)

General

General Ashby, D., ed., *Circuit Design: Know It All*. Newnes (2008). A collection of fascinating electronics engineering stuff from 14 acclaimed authors.

Camenzind, H., *Much Ado About Almost Nothing, Man's Encounter with the Electron*. Booklocker.com (2007). Fascinating stories about electronics, by the famed designer of the 555.

Dobkin, B. and Williams, J., eds., *Analog Circuit Design: A Tutorial Guide to Applications and Solutions*. Newnes (2011). Excellent selection of informative and well written application notes from Linear Technology. Lively and entertaining, too.

Dunn, P. C., *Gateways into Electronics*. Wiley (2000). Fascinating physics-based approach to electronics; deep coverage of critical areas.

Jones, R. V., *Instruments and Experiences: Papers on Measurement and Instrument Design*. Wiley (1988). Classic on instrument design, based on Jones' papers.

Lee, T. H., *The Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits*. Cambridge University Press (2nd ed., 2003). From the originator of gigahertz CMOS comes this delightful volume, covering much more than its humble title suggests. Terrific introductory chapter on the history of radio.

Pease, R. A., *Troubleshooting Analog Circuits*. Butterworth-Heinemann (1991). The curmudgeon-in-chief reveals his tricks.

Purcell, E. M., and Morin, D. J., *Electricity and Magnetism*. Cambridge University Press (2013). Excellent textbook on electromagnetic theory. Relevant sections on electrical conduction and analysis of ac circuits with complex numbers.

Scherz, P. and Monk, S., *Practical Electronics for Inventors*. McGraw-Hill (3rd ed., 2013). The title says it all.

Sedra, A. S. and Smith, K. C., *Microelectronic Circuits*. Oxford University Press (6th edition, 2009). Popular classic engineering text.

Senturia, S. D., and Wedlock, B. D., *Electronic Circuits and Applications*. Wiley (1975). Good introductory engineering textbook.

Sheingold, D. H., ed., *Nonlinear Circuits Handbook. Analog Devices (1976)*. Highly recommended.

Sheingold, D. H., ed., *The Best of Analog Dialog, 1967 to 1991*. Analog Devices (1991). Outstanding collection of analog-engineering techniques.

Terman, F. E., *Radio Engineers' Handbook*. McGraw-Hill (1943). Three score and ten years later it continues to amaze, with excellent sections on passive circuit elements and other basic engineering.

Tietze, U., and Schenk, Ch., *Electronic circuits: Handbook for Design and Applications*. Springer-Verlag (2nd edition, 2008). Spectacular all-around reference.

Williams, J., ed., *Analog Circuit Design: Art, Science, and Personalities*. Butterworth-Heinemann (1991). Idiosyncratic collection of wisdom from 22 analog gurus.

Williams, J., ed., *The Art and Science of Analog Circuit Design*. Butterworth-Heinemann (1998). The sequel: 16 analog gurus dispense yet more wisdom.

Handbooks

Fink, D. G., and Beaty, H. W., eds., *Standard Handbook for Electrical Engineers*. New York: McGraw-Hill (16th ed., 2012). Tutorial articles on electrical engineering topics.

Jordan, E., ed., *Reference Data for Engineers: Radio, Electronics, Computer, and Communications*. Howard W. Sams & Co. (9th ed., 2001). General-purpose engineering data.

"Temperature Measurement Handbook." Stamford, CT: Omega Engineering Corp. (revised annually). Thermocouples, thermistors, pyrometers, resistance thermometers.

BJTs and FETs

Camenzind, H., Designing Analog Chips. Virtualbook worm.com and available online (2005). Inspiringbook by a real world analog IC designer; includes the story of his design of the 555 at Signetics (now NXP).

Ebers, J. J., and Moll, J. L., “Large-signal behavior of junction transistors.” Proc. I.R.E. 42:1761–1772 (1954). The Ebers–Moll equation is born.

Gray, P. R., Hurst, P. J., Lewis, S. H., and Meyer, R. G., Analysis and Design of Analog Integrated Circuits. Wiley (5th ed., 2009). The classic go-to book for a real understanding of integrated linear circuit design.

Howe, R.T. and Sodini, C. G., Microelectronics, an Integrated Approach. Prentice-Hall (1996). Introductory IC design.

Mead, C. and Conway, L., Introduction to VLSI Systems. Addison-Wesley (1980). Device physics and circuit design; a classic.

Muller, R. S., and Kamins, T. I., Device Electronics for Integrated Circuits. Wiley (1986). Transistor properties in ICs.

Sze, S. M., Physics of Semiconductor Devices. Wiley (1981). The classic. Tsividis, Y. P., and McAndrew, C., Operation and Modeling of the MOS Transistor. McGraw-Hill (3rd ed., 2010).

SPICE

Cheng, Y. and Hu, C., MOSFET Modeling & BSIM3 User's Guide. Springer (1999).

Kielkowski, R., Inside SPICE. McGraw-Hill (1998). A short book with hints about SPICE convergence, etc.

Liu, W., MOSFET Models for SPICE Simulation: Including BSIM3v3 and BSIM4. Wiley (2001). If you use SPICE to analyze MOSFET designs you need this book.

Massobrio, G. and Antognetti, P., Semiconductor Device Modeling With SPICE. McGraw-Hill (2nd ed., 1998). Modeling BJTs, JFETs and MOSFETs.

Ytterdal, T., Cheng, Y., and Fjeldy, T. A., Device Modeling for Analog and RF CMOS Circuit Design. Wiley (2003). MOSFET device physics, and SPICE modeling, noise in MOSFETs.

Amplifiers, Transducers, and Noise

Buckingham, M. J., Noise in Electronic Devices and Systems. Wiley (1983).

Hollister, A. L., Wideband Amplifier Design. Scitech (2007). Wideband amplifier design techniques using BJTs and FETs, with extensive SPICE analysis.

Morrison, R. Grounding and Shielding Techniques in Instrumentation. Wiley (1986).

Motchenbacher, C. D. and Connelly, J. A., Low-noise Electronic System Design. Wiley (1993). A serious in depth treatment of low-noise amplifier design.

Netzer, Y., “The design of low-noise amplifiers.” Proc. IEEE 69:728–741 (1981). Excellent review.

Ott, H., Noise Reduction Techniques in Electronic Systems. Wiley (1988). Shielding and low-noise design.

Radeka, V., “Low-noise techniques in detectors.” Ann. Rev. Nucl. and Part. Physics, 38:217–277 (1988). Amplifier design, signal processing, and fundamental limits in charge measurement.

Op-amps

Applications Manual for Operational Amplifiers, for Modeling, Measuring, Manipulating, & Much Else. Philbrick/Nexus Research (1965). Charming compendium from the originators of the first commercial op-amp; these are collectors' items, long out of print.

Carter, B., and Brown, T. R., Handbook of Operational Amplifier Applications. Rework of the classic Burr Brown handbook, described by Carter as a “treasure...some of the finest works on op amp theory that I have ever seen.”

Frederiksen, T. M., *Intuitive IC op-amps*. Santa Clara, CA: National Semiconductor Corp. (1984). Extremely good treatment at all levels.

Graeme, J. G., *Applications of Operational Amplifiers: Third Generation Techniques*. McGraw-Hill (1987). One of the Burr-Brown series.

Jung, W. G., ed., *Op Amp Applications Handbook*. Newnes (2004). Fascinating history section, excellent up-to date detail.

Jung, W. G., *IC op-amp Cookbook*. Howard W. Sams & Co. (3rd ed., 1986). Lots of circuits, with explanations. See also Jung's *Audio IC Op-amp Applications*.

Soclof, S., *Analog Integrated Circuits*. Prentice-Hall (1985). Detailed IC-designer information, useful for IC users as well.

Zumbahlen, H., *Linear Circuit Design Handbook*. Newnes (2008). Things you need to know from Analog Devices engineers. 1 But happily resurrected at <http://www.analog.com/library/analogdialogue/archives/philbrick/comp>

Audio

Duncan, B., *High Performance Audio Power Amplifiers*. Newnes (1996). Excellent review of professional audio power amplifier design.

Hickman, I., *Analog Electronics*. Newnes (2nd ed., 1999). Interesting overview, one wishes he had written more.

Hood, J. L., *The Art of Linear Electronics*. Newnes (1998). Audio electronics, including FM.

Pohlman, K. C., *Principles of Digital Audio*. McGraw Hill (3rd ed., 1995). All aspects of digital audio; non mathematical, an easy read.

Self, D., *Small Signal Audio Design*. Focal Press (2010). Audio design basics and tricks, with a special view from an industry master.

Strawn, J., ed., *Digital Audio Signal Processing*. A-REditions Inc. (Madison, WI; 1985). The first article (by Moore) is a magnificent introduction to the mathematics of digital signal processing. Sadly, this volume is out of print.

Watkinson, J., *The Art of Digital Audio*. Focal Press (3rd ed., 2000). Another nice book on digital audio.

Filters and Oscillators

Hilburn, J. L., and Johnson, D. E., *Manual of Active Filter Design*. McGraw-Hill (1982).

Lancaster, D., *Active Filter Cookbook*. Howard W. Sams & Co. (1979). Explicit design procedure; easy to read.

Matthys, R. J., *Crystal Oscillator Circuits*. Wiley (1983), Krieger Publishing (revised, 1992).

Parzen, B., *Design of Crystal and Other Harmonic Oscillators*. Wiley (1983). Discrete oscillator circuits.

Williams, A. and Taylor, F., *Electronic Filter Design Handbook*. McGraw-Hill (4th ed., 2006). Practical filter design, with formulas, tables, and many examples.

Zverev, A. I., *Handbook of Filter Synthesis*. Wiley (1967). Extensive tables for passive LC and crystal filter design.

See also Graeme, J. G., under op-amp listings.

Power, Regulation, and Control

Basso, C. P., *Switch-Mode Power Supplies: SPICE Simulations and Practical Designs*. McGraw-Hill (2008). The title says it all.

Billings, K. and Morey, T., *Switchmode Power Supply Handbook*. McGraw-Hill (3rd ed., 2010). Highly readable and comprehensive treatment of an often confusing topic.

Erickson, R. W. and Maksimovic, D., *Fundamentals of Power Electronics*. Springer (2nd ed 2001). Learn how to compensate an SMPS feedback loop.

Grover, F. W., Inductance Calculations. Dover (2009 reprint of the 1946 classic). Formulas, tables, and graphs for the inductance of just about anything.

Hnatek, E. R., Design of Solid-state Power Supplies. Van Nostrand Reinhold (1989). Switching supplies.

MacFadyen, K. A., Small Transformers and Inductors. Chapman & Hall (1953). Learn how to calculate leakage inductance in your transformers.

Maniktala, S., Switching Power Supplies: A to Z. Newnes (2nd ed, 2012). Filled with useful material, like magnetics design with the all-important AC resistance loss analysis.

Pressman, A., Billings, K., and Morey, T., Switching Power Supply Design. McGraw-Hill (3rd ed., 2009). Standard comprehensive book for a two-week introductory course in SMPS design.

Rogers, G. and Mayhew, Y., Engineering Thermodynamics: Work and Heat Transfer. Prentice-Hall (4th ed, 1996). Develop a better understanding of thermal management in electronics.

Snelling, E. C., Soft Ferrites. Butterworth-Heinemann (2nd ed, 1988). The bible for inductor and transformer design.

Optics and Light

Friedman, E. and Miller, J. L., Photonics Rules of Thumb: Optics, Electro-Optics, Fiber-Optics, and Lasers. McGraw-Hill (2003). What's this doing here? Well, it's an amazing collection of cool stuff, both serious and quixotic (e.g., "crickets as thermometers.")

Graeme, J. G., Photodiode Amplifiers: Op Amp Solutions. McGraw-Hill (1995). The low-down on transimpedance amplifiers.

Hobbs, P. C. D., Building Electro-Optical Systems: Making It All Work. Wiley (2nd ed., 2009). Great balance of theory and practice.

Lenk, R. and Lenk, C. Practical Lighting Design with LEDs. Wiley (2011).

Schubert, E. F. Light-Emitting Diodes. Cambridge University Press (2nd ed., 2006). LED device physics, practical devices, color physics.

Yariv, A., Introduction to Optical Electronics. Rinehart & Winston (1976). Physics of optoelectronics, lasers, and detection.

High-speed Digital and RF

Hagen, J. B., Radio-Frequency Electronics: Circuits and Applications. Cambridge University Press (2nd ed., 2009). Refreshingly different, an insight per page.

Johnson, H. and Graham, M., High Speed Digital Design: A Handbook of Black Magic. Prentice-Hall (1993). Ringing, cross-talk, ground bounce, etc.—a must have if you're doing fast digital design.

Johnson, H. and Graham, M., High Speed Signal Propagation: Advanced Black Magic. Prentice-Hall (2003). Techniques for pushing the limits of high-speed signal transmission.

Johnson, R. C., ed., Antenna Engineering Handbook. McGraw-Hill (3rd ed., 1992). Comprehensive, excellent tables and design information.

Krauss, J. D. and Marhefka, R. J., Antennas for All Applications. McGraw-Hill (3rd ed., 2001). Highly readable and usable text.

Ramo, R., Whinnery, J. R. and Van Duzer, T., Fields and Waves in Communication Electronics. Wiley (3rd ed., 1994). A classic electricity and magnetism text, with emphasis on communications.

Roy, K. and Prasad, S., Low-Power CMOS VLSI Circuit Design. Wiley (2000).

Sevick, J., Transmission Line Transformers. Noble (4th ed., 2001). Practical guide to understanding and building RF transformers.

Digital Signal Processing and Communication

Bracewell, R. N., The Fourier transform and its applications. McGraw-Hill (3rd ed., 1999). The classic in this field.

Brigham, E. O., The Fast Fourier Transform and its Applications. Prentice-Hall (1988). Highly readable.

Oppenheim, A. V. and Schafer, R. W., Discrete-Time Signal Processing. Prentice-Hall (3rd ed., 2009). Well received classic on digital signal analysis.

Sklar, B., Digital Communications: Fundamentals and Applications. Prentice-Hall (2nd ed., 2001). Fine introduction to all aspects of digital communications.

Logic, Conversion, and Mixed-signal

Best, R. E., Phase-locked Loops. McGraw-Hill (6th ed., 2007). Advanced techniques.

Brennan, P. V., Phase-Locked Loops: Principles and Practice. McGraw-Hill (1966).

Gardner, F. M., Phaselock Techniques. Wiley (1979). The classic PLL book: emphasis on fundamentals.

Kester, E., ed., The Data Conversion Handbook. Newnes (2004). Includes an excellent history of data conversion, and extensive detail on the nuances of conversion, timing, bandwidth, etc.

Lancaster, D., CMOS Cookbook. Howard W. Sams & Co. (2nd ed., 1997). Good reading, down-to-earth applications. Includes widely used (but rarely mentioned) M2L (Mickey Mouse logic) technique.

Rohde, U. L., Digital PLL Frequency Synthesizers. Prentice-Hall (1983). Theory and lots of circuit detail.

Sheingold, D. H., ed., Transducer Interfacing Handbook. Analog Devices (1980).

Computers and Programming

Hancock, L. and Krieger, M., The C Primer. McGraw-Hill (1982). Introduction for beginners.

Harbison, S. P. and Steele, G. L., Jr., C: A Reference Manual. Prentice-Hall (1987). Readable and definitive; has ANSI extensions.

Wescott, T., Applied Control Theory for Embedded Systems. Newnes (2006). From the author of PID without a Ph.D.

Miscellaneous

Gratzner, G., More Math into LATEX. Springer (4th ed., 2007). Best single reference on typesetting with LATEX (the software typesetting language in which this book was written).

Kleppner, D. and Ramsey, N., Quick Calculus. Wiley (2nd ed., 1985). The title is honest, it's the fastest way to learn calculus. Don't be put off by the book's vintage (hey, calculus itself goes back almost four centuries).

OSSILLOSKOP

O-ilova

Ossilloskop (qisqasicha "scope") elektron sxemalar ishlashini tekshirish uchun ishlatiladigan eng foydali universal asbob bo'ladi⁷³. Uni ishlatsangiz, sizga sxemadagi kuchlanishni vaqt davomidagi o'zgarishlarini "ko'rish", signalning kerakli nuqtasidan yoyib, displeyda statsionar shaklini ko'rish imkonini beradi. Zamonaviy ossilloskoplarning deyarli barchasi raqamli (kirish signali raqamlanib, qayta ishlanib displeyga chiqariladi) bo'lib ketgan va o'zlarining analogli avlodlari bajargan ishni bajaradi (odatda a'lo darajada). Ossilloskopni ishlatish yo'llarini tushunib olish uchun, biz o'ylashimizcha eng to'g'ri yo'l an'anaviy 2-kanalli analogli (deyarli yo'q bo'lib ketgan) ossilloskop tuzilishi va ishlashini o'rganishdan boshlash bo'ladi, biz uning blok diagrammasi (O.1-rasm) bilan oldi panelining ko'rinishini (O.2-rasm) keltirdik. Raqamli ossilloskoplarda analogli avlodining deyarli barcha xususiyatlari mukammallashti-rilgan va ularga qo'shimcha foydali funksiyalar ham kiritilgan.

⁷³ Boshqa injenerlik sohalar mutaxassislari, bizda sxemalarda o'tayotgan jarayonlarni vizualizatsiya qilib, nazorat qilish imkonimiz borligiga hasad qilishadi degan gaplarni ham eshitish mumkin.

O.1 Analogli ossilloskop

O.1.1 Vertikal

Signalning kirishi bilan boshlab analogli ossilloskoplar asosan ikki kanalli bo'ladi; buning foydasi katta, chunki ko'p hollarda sizga signallarni o'zaro solishtirish kerak bo'ladi. Har bir kanalda kalibrlangan kuchaytirish ko'effitsientini kommutatsiya yo'li bilan o'zgartirish mumkin va shu bilan kuchlanish/bo'linma (**VOLTS/DIVISION**) masshtabini ekranda o'rnatish bo'ladi⁷⁴. Shu bilan birga kuchaytirish ko'effitsientini ohista o'zgartirish (**VARIABLE**) dastagi ham bo'ladi (kuchaytirish kommutatori bilan birga odatda bir o'qqa joylashtirilgan bo'ladi), shunda siz ekrandagi signalni ma'lum son bo'linmalar oralig'iga joylashtirishingiz mumkin. Unutmang, kuchlanishning amplitudasini o'lchashda kuchaytirish regulyatori "kalibrlangan" holatida ekanligini tekshiring. Buni unutib qo'yish juda oson. Yaxshi ossilloskoplarda, kuchaytirishni o'zgartirish dastagi kalibrlangan holatidan chiqib ketgan bo'lsa indikator yorishib ogohlantirish beradi. Ossilloskop dc kuchlanishni ham o'lchaydi va buning ahamiyati katta: siz uning ekranida kirishiga berilgan signal kuchlanishini ko'rasiz. Ba'zi hollarda sizga qiymati katta dc kuchlanishga qo'shilib qolgan, amplitudasi kichik bo'lgan o'zgaruvchan kuchlanishlarni nazorat qilish kerak bo'lib qolishi mumkin; bunday hollarda ossilloskop kirishini faqat o'zgaruvchan kuchlanishni nazorat qilish **AC COUPLING** rejimiga kommutatsiya qilib qo'yishingiz mumkin, shunda ossilloskopga berilgan signal uning kirishidagi kondensator orqali o'tishi kerak bo'ladi, shunda kirishning vaqt konstantasi 0.1 sekund bo'ladi. Ko'p ossilloskoplarda kirishni erga ulab qo'yish imkoni bo'ladi, bunda siz ekrandagi kuchlanishning nolga teng bo'lgan pozitsiyasini ko'rishingiz mumkin. (Bu GND pozitsiyasida signal yerga qisqa tutashtirilgan bo'lmaydi, faqat kirishdan uzib qo'yiladi, ammo kirishning o'zi yerga ulanadi). Ossilloskopning kirish impedansi katta bo'ladi (1M Ω va unga parallel ulangan 20 pF), bu talab barcha yaxshi kuchlanishni o'lchash asboblari uchun ta'minlanishi shart⁷⁵. Kirish qarshiligidan qiymati aniq 1 M Ω bo'lib barcha ossilloskoplar uchun universal qiymat hisoblanadi, kerak bo'lgan hollarda impedansi atenuatsiya qiladigan probalar ishlatilishi mumkin (buni quyida tushuntiramiz); baxtga qarshi kirishdagi parallel sig'im standartizatsiya qilinmagan, bu problemlarni o'zgartirganda biroz muammo yaratadi.

Vertikal yo'nalish kuchaytirgichida signalning vertikal bo'yicha joylashtirilish **POSITION**, kanallarning biridagi signalni inversiya qilish **INVERT** va **INPUT MODE** kabi boshqarish imkonlari bo'ladi. Oxirgi funksiyasi sizga har bir kanaldagi signalni alohida ko'rish, ularni summalash (yoki kanallar biridagi signal inversiya qilingan bo'lsa ikki signalning farqini ko'rish) yoki ikkita signalni birgalikda ko'rish imkonini beradi. Ikkita signalni birgalikda ko'rishning ikkita yo'li bor: **ALTERNATE** rejimda signallar ketma-ket yoyilib ekranga beriladi, **CHOPPER** rejimida ekranda ko'rinadigan signallar katta tezlikda (0.1 – 1 MHz) sakrab o'rin almashib turadi. **ALTERNATIVE** rejim yaxshiroq bo'ladi, ayniqsa sekin o'zgaradigan signallarni ko'rishda. Ba'zi hollarda signallarni ikki rejimda ham ko'rish qulayroq bo'ladi, faqat aldandib qolgan bo'lmasangiz bo'lgani.

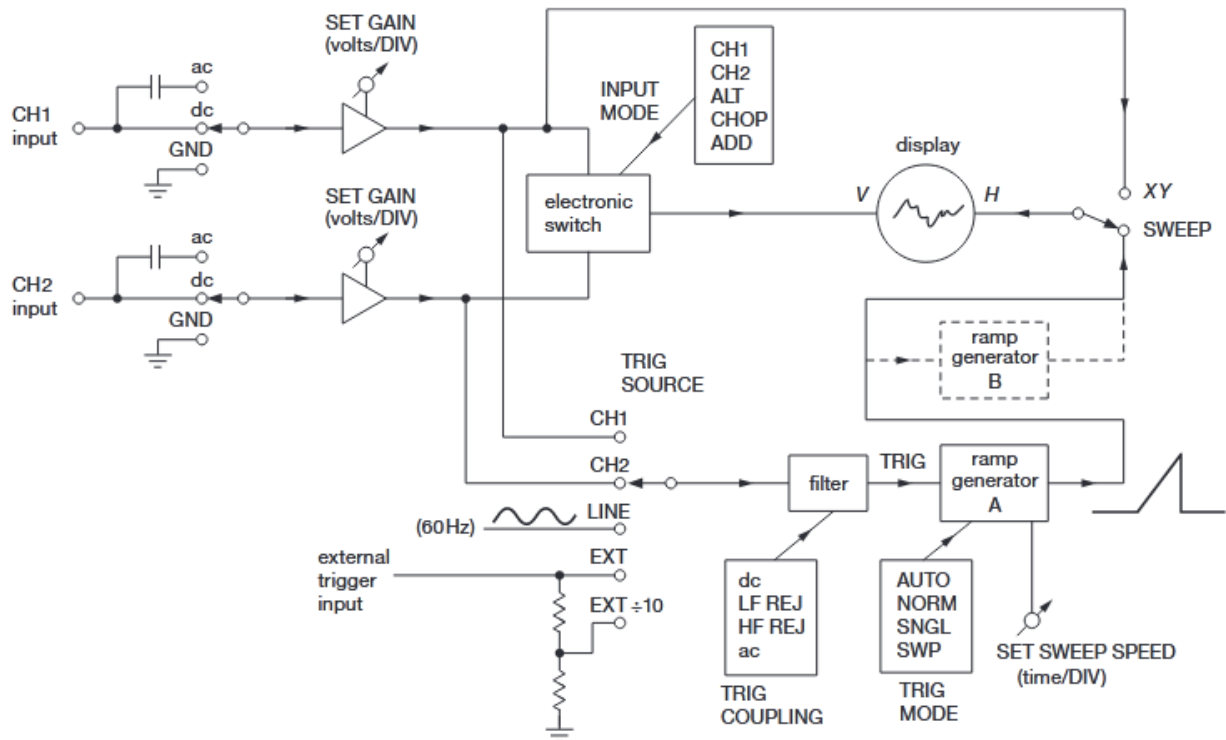
O.1.2 Gorizontal

Nazorat qilinadigan signal ossilloskopning vertikal og'diruvchi elektronikasiga beriladi va elektron nuqtani ekran bo'ylab yuqori va quyi tomonga suradi xolos. Elektron nuqtani gorizontal yo'nalishda surish uchun ichki ramp generatori ishlatiladi. Bunda elektron nuqta ekran bo'ylab gorizontal yo'nalishda vaqtga proporsional tezlikda harakatlanadi. Vertikal yo'nalish uchun bo'lganidek, gorizontal yo'nalishdagi harakat tezligi kalibrlangan **TIME/DIVISION** kommutatori bilan o'zgartiriladi, uning pozitsiyalari oralig'ida yoyilish tezligi **VARIABLE** potensiometri bilan chiziqli o'zgartirilishi mumkin; bunda ham yuqorida keltirgan ogohlantirishni unutmaslik kerak. Ko'p ossilloskoplarda kommutatsiya qilish

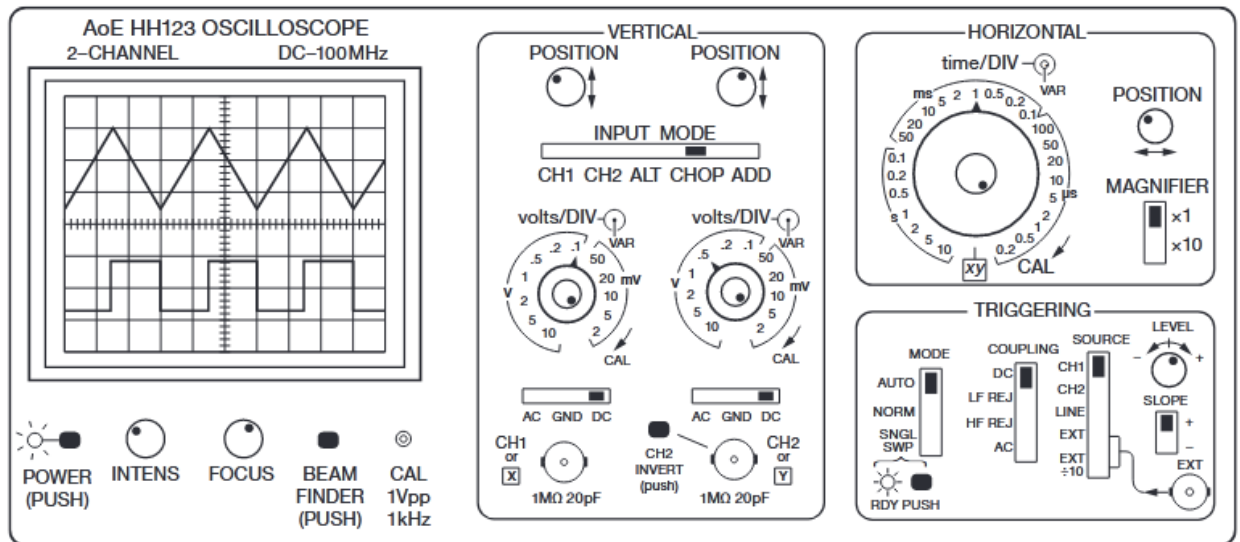
⁷⁴ Ossilloskopning ikki kanalining sezgirligi, dc bo'yicha siljilishi va dc – ac o'lchash rejimlar har xil bo'lishi mumkin. Bu raqamli ossilloskoplarga ham taaluqli, ularning ko'pida kanallar soni to'rtta bo'ladi.

⁷⁵ Yuqori chastotali o'lchashlar uchun mo'ljallangan ossilloskoplarda (100 MHzdan yuqori) qo'shimcha kirish impedansi 50 Ω bo'lishi ham mumkin.

qadami 10 x MAGNIFIER o'nga proporsional bo'ladi. Bu sizga kirishlardan birini gorizontol og'irish uchun ishlatishga imkon beradi (bu qiziq bo'lgan ammo befoyda bo'lgan "Lissajous figuralarini" ko'rish imkonini beradi va buni elementar kitoblarda va ilmiy ommabop filmlarda ko'rish mumkin).



O.1-rasm. Ikki kanalli analogli ossillosopning blok diagrammasi



O.2-rasm. Ikki kanalli ossilloskopning oldi panelining ko'rinishi

O.3 Triggerlash

Endi eng murakkabiga o'tamiz: triggerlash. Bizda vertikal signal bilan gorizontol sweep bor; shular kuchlanishni vaqt bo'yicha o'zgarishini chizib berish uchun yetarli bo'ladi. Ammo gorizontol sweep signalning ma'lum nuqtasini o'zining vaqt bo'yicha belgilangan onida ushlay olmasa (aytaylik davriy qaytarilib turadigan signal) tasvir tartibsiz bo'ladi, kirishdagi signalning bir xil nuqtalari har xil vaqtda qaytarilib keladigan bo'ladi. Trigger sxemasi kirishga berilgan signalni qaysi oniy qiymati **LEVEL** va o'zgarish qiyaligida **SLOPE** (+ yoki -) ekran bo'ylab sweeplashni (yoyishni boshlanishini) belgilaydi.

Ossilloskopning oldi panelidan triggerlash manbalari va usullarini tanlab olish mumkin. **NORMAL** sweeplash rejimida signalni yoyilishi signalning ekran bo'yicha yoyilishi siz o'rnatgan triggerlash nuqtasini kesib o'tgan onidan boshlanadi va tanlan tomonga qarab harakat qiladi (**SLOPE**). Shunda siz ekrandagi signal tasvirining stabilligini ta'minlash uchun sinxronizatsiya signali qiymatini o'zgartirasiz. **AUTO** rejimida signa bo'lmagan holda sweep "o'z holicha" amalga oshiriladi; ba'zi hollarda signal qiymati kamayib ketgani ham yaxshi bo'lishi mumkin, chunki shunda displey yo'q bo'lib qolmaydi, ammo sizga signal yo'q bo'lib qolganidek ko'rinadi. Siz ko'p signallarni ko'rishingiz kerak bo'lganida doyim ularni triggerlashga vaqt sarf qilishni istamasangiz bu rejim eng yaxshisi bo'ladi. nazorat qilinadigan signal davriy qaytarilib turadigan bo'lmasa **SINGLE SWEEP** bir matotabali yoyish rejimi ishlatiladi. **LINE** sweep triggerlashda (sinxronizatsiya qilishda) signalni yoyilishi tarmoq chastotasi bilan amalga oshiriladi, bu rejim sxemadagi shovqinlar va pulsatsiyalarni nazorat qilish uchun qulay bo'ladi. Siz nazorat qiladigan "ifloslangan" signalning chastotasiga teng yoki proporsional bo'lgan tashqi toza signal manbasi bo'lgan hollarda tashqi sinxronizatsiya **EXTERNAL** ishlatilsa bo'ladi, ya'ni bunda ekrandagi tasvir tashqi toza signal bilan to'xtatiladi. Bu sinxronizatsiya rejimi sxemangizni test signal bilan ishlatganingizda yoki raqamli sxemani "clock" signali bilan sinxronizatsiya qilganda ishlatiladi. Murakkab signalni nazorat qiladigan bo'lsangiz barcha sinxronizatsiya rejimlarini ishlatib ko'rish foyda berishi mumkin; misol uchun, siz, tarkibida spayklari bo'lgan bir necha kilogers chastotali, audio signalni ko'rishingiz kerak bo'lgan holda. **HF REJ** (high frequency reject) pozitsiyasida triggerlash sxemasining kirishida past chastotali filtr ulanadi, shunda spayklardan keraksiz triggerlanishning oldi olinadi. Agar sizni sxemada mavjud bo'lgan spayklarni ko'rish kerak bo'lsa **HF REJ** pozitsiyasini ishlatmasdan sinxronizatsiya qilasiz.

Ko'p ossilloskoplarda **BEAM FINDER** va **TRIGGER VIEW** funksiyalari ham bo'ladi. Ekranda tasvir yo'qolib qolganida beam finder siga uni chiqarib beradi, bu funksiya boshlovchilar uchun qulay. Trigger view funksiyasi sinxro signalni ekranga chiqarib beradi; bu funksiya tashqi manbadan sinxronizatsiya ishlatilganida qulay bo'ladi.

O.1.4 Boshlovchilar uchun tavsiyalar

Ba'zi hollarda ekranda bir narsani ko'rish qiyin bo'lib qoladi. SHunda ishni ossilloskopni ishga tushirishdan boshlang; sinxronizatsiyani **AUTO, DC COUPLING, CH1** larni o'rnatib. Sweep tezligini 1 ma/div, cal va kuchaytirishni (x 1)ga o'rnatib. Vertikal kirishni yerga ulang, ekran yorug'ligini o'rnatib, vertikal bo'yicha tasvirni siljitadigan potensiometrni burab, ekranda gorizontaal chiziq paydo bo'lmaguncha davom eting (shunda ham tasvir chiqmasa beam finderdan foydalaning)⁷⁶. Endi kirishni yerdan uzib, unga signal berib sinxronizatsiyani aldashingiz mumkin. Bularni o'rganib olganingizdan so'ng vertikal kuchaytirish koeffitsienti juda katta, signalning ekran bo'yicha yoyilishi juda tez va sinxronizatsiya to'g'ri sozlanganliklarini ko'rib chiqing.

O.1.5 Probelar

Ossilloskopning kirish sig'imi sinaladigan sxema tomonidan qaraganda juda katta bo'lishi mumkin, ayniqsa ekranlangan kabel orqali ulangan bo'lsa. Uning kirish imedansi (1 M Ω plyus 100 pF yoki shunga yaqin sig'im) sezgir sxema uchun juda kichik bo'lib, sxemani kuchlanish bo'luvchisiga o'xshab yuklashi mumkin; misol uchun, 10 MHz chastotada 100 pF sig'imning yuklash imkoni 160 Ω - juda ham kichik bo'ladiku! Bundan yomoni, ossilloskop biz kutgan "kichik profilli" o'lchash vositasi kabi ishlamagan bo'lsa ham, kirish sig'imi sinalayotgan sxemaga noto'g'ri ta'sir ko'rsatishi mumkin; bu chinni do'koniga kirib qolgan ho'kizga ko'proq o'xshaydi.

⁷⁶ Shunisi qiziqki, ba'zi ossilloskoplarda (misol uchun Tektronix 400 seriyasida) **AUTO** rejimida sweep boshlanishi uchun sinxro signal qiymatini yetarli darajada ko'tarish kerak bo'ladi.

Bu muammolarni xal qilish yo'li impedansi katta bo'lgan "probe" ishlatish bo'ladi. Soddashtirilgan shaklda ⁷⁷eng ko'p ishlatiladigan 10x probe O.3-rasmda ko'rsatilganidek ishlaydi Dcda u 10x kuchlanish bo'luvchisidek ishlaydi C_1 sig'imini o'zaro parallel ulangan C_2 va C_3 sig'implarining $\frac{1}{9}$ qiymatiga tenglashtirib sozlaganda sxema barcha chastotalar uchun ham 10x kuchlanish bo'luvchisidek ishlaydigan bo'ladi, uning kirish impedansi o'zaro parallel ulangan 10 M Ω va bir necha pikofarad bo'ladi. Amalda siz, chastotasi 1 kHz bo'lgan to'g'ri burchakli impuls larni nazorat qilishda probeni sozlaysiz. Bunday kariblash signali barcha ossilloskoplarda bo'ladi (**CALIB** yoki **PROBE ADJ**). Sig'im sozlanganda ekrandagi impuls ko'rinishi irg'ishlarsiz bo'lishini ta'minlaysiz. Ba'zi probelarda sozlash joyi yashirib qo'yilgan bo'ladi; ba'zi probelarda siz uning korpusini burab, ikkinchi rezkali qismini burab qotirib qo'yasiz. Bitta kamchiligi: 10x probe bir necha millivoltli signallarni ko'rishni qiyinlashtiradi; bunday hollarda "1x probeni" ishlatib, bu sig'imi kichik, oddiy kalta ekranlangan kabel bo'lagi bo'lib, probelarda bo'ladigan barcha elementlari bor (simni tishlab oladigan moslama, yerga ulash timsohi, chiroyli dastagi va h.k.). 10x probe standart bo'lishi kerak, ossilloskopga chap tomonga burash bilan o'rnatiladi, kerak bo'lganda 1x probe ham qo'shib ishlatiladi. Ba'zi probelarning o'zida 1x va 10x attenuatorlarini o'zgartirish kommutatori orqa tomoniga o'rnatilgan bo'ladi.

Sxemaning yuklanishi 10x probe bilan bo'lsa ham sezilarsiz bo'lishi kerak; yuqorida keltirilgan barcha mukammallashtirish usullari ossilloskop kirishiga berilgan signalni o'n barobarga so'ndirishni beradi. Siz 100x probeni ham ishlatishingiz mumkin, uning kirish impedansi kattaroq bo'ladi (misol uchun, Tektronix P5100 seriyada), ammo bular asosan katta kuchlanishli signallarni ko'rish uchun ishlatiladi (ossilloskopning o'zi odatda maksimal kirish kuchlanishini ± 400 Vga kirish konnektorida chegaralaydi), ular kichik o'lchamlar kabi sifatlar bilan ajralib turmaydi. Uni o'rniga siz *aktiv rrobe* ishlatasiz, unda < 1 pFdan kam kirish sig'imini olish uchun FET qaytargichi ishlatilgan⁷⁸.

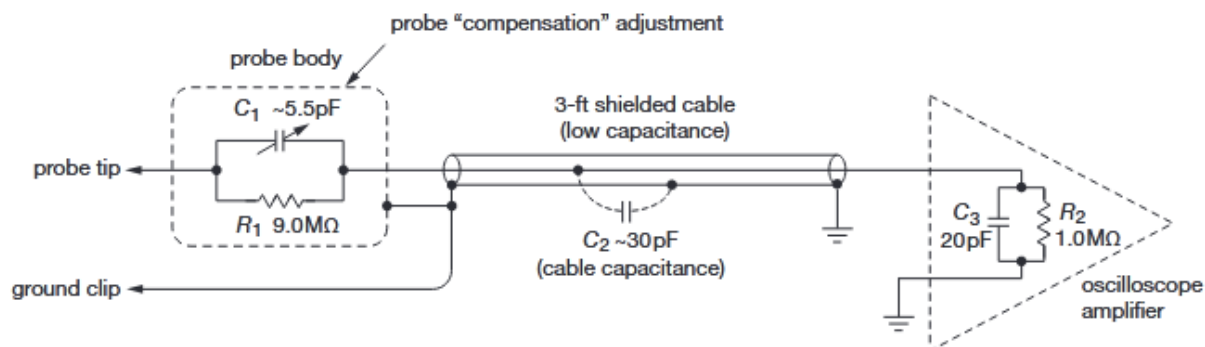
Probelar to'g'risida gapirilgan barcha gaplar *tokli* probelarsiz to'liq bo'lmaydi; bu qulay qurilmalar zanjir simi orqali oqib o'tgan tokni kuchlanish shakliga konversiya qilib, displey ko'rsatish uchun mo'ljallangan. Eng oddiy tok probelari o'zgaruvchan tokda ishlashga mo'ljallangan (ular transformator shaklida bo'lib, uning birlamchi yagona o'rami o'lchanadigan tok zanjirida bo'lsa, ikkilamchi o'ramlari o'lchash tomoni bo'ladi) va shuning uchun dc tokni sezmaydi; ularning ishqibozlik namunalari dcgacha bo'lgan chastota ko'lamiga erishish uchun Hall effekti bilan transformator kombinatsiyasidan tashkil topgan bo'ladi. Bularning eng zamonaviy misollari Tektronix A622 (dcdan 100 kHz gacha) TCP312A (dcdan 100 MHz gacha); oxirgi uchun kelishtiruvchi TCPA300 kuchaytirgichi ham kerak.

O.1.6 Yerga ulash (grounds)

Boshqa o'lchash vositalariga o'xshab, ossilloskopning kirishiga signal asbobning yeriga nisbatan beriladi (BNC konnektorning tashqi kontakti), odatda bu yer kontakti asbobning korpusiga ulangan bo'ladi. Korpus bo'lsa, o'z navbatida, asbobning as quvvat manbasiga ulaydigan uch simli quvvat kabelining yer simiga ulangan bo'ladi. Shunda siz sxemaning ikkita tanlangan nuqtasi oralig'idagi kuchlanishni o'lchay olmaysiz, ammo tanlangan nuqtadagi kuchlanishni universal yerga nisbatan o'lchashingiz mumkin.

⁷⁷ Amaliyotda, 1959 yilda Kobber va Polits yaratib, amaliyotga kiritgan (US Patent 2,883,619), transmissiya liniyalarida chastotali piklar, o'tishdagi refleksiya kabi effektlarni so'ndirish uchun kabelning o'zi rezistiv simdan yaratilgan bo'ladi (Hilovasini ko'ring); siz ossilloskop terminallariga parallel ulangan RC ketma-ket zanjirlarni ham ko'rishingiz mumkin (misol uchun, 500 Ω va kondensator trimmeri), ular yuqori chastotalarda transmission liniyalarni kelishtirishga mo'ljallangan.

⁷⁸ Biz hush ko'rganlaridan biri Tektronix P6243 bo'ladi, uning kirish sig'imi < 1 pF va chastota ko'lam 1 GHz.



O.3-rasm. Ossilloskopning 10 x passiv probei barcha chastotalarda signalni o'n barobar so'ndirib, muvofiq kirish impedansini ana shu qiymatga oshiradi. (Amaliyotda, transmissiya liniyasida hosil bo'ladigan turli effektlarni bostirish uchun qo'shimcha zanjirlar qo'shiladi, matnga qarang).

Endi muhim ogohlantirishga e'tibor bering: agar siz ossilloskop probening yer klipsasini sxema-ning o'lchanadigan kuchlanishiga teng erga nisbatan kuchlanishga ega bo'lgan nuqtasiga ulasangiz yerga qisqa tutashtirib qo'ygan bo'lasiz. Bunday hodisa natijasi sinovdagi sxema uchun fojiali bo'lishi mumkin; yana bunday hodisa "yerga issiq ulangan" sxemalarda xavfli ham bo'lishi mumkin (misol uchun tarmoqdan manba oladigan impulsli kuchlanish manbalarida). Agar ikkita nuqta oralig'idagi kuchlanishni o'lchash zarur bo'lsa, siz differensial o'lchashni amalga oshirishingiz mumkin, bunda ossilloskopning bitta kirish kanali inversiya holatiga o'tkazilib ADD ga kommutatsiya qilinadi yoki tashqi differensial kuchaytirgich ishlatsangiz bo'ladi (misol uchun, LeCroy DA1855A). Ilojsiz vaziyatlarda biz ossilloskopni "suzish" holatiga o'tkazamiz, buning uchun tarmoq manbasiga ulangan yer simini uzib qo'yamiz, ammo bu ishni sizga tavsiya qilmaymiz, bunday vaziyatda har bir bajargan ishingizni aniq bilib bajarishingiz kerak (o'zimiz tomondan barcha javobgarlikni inkor qilishga rozimiz). Yana bir ogohlantirishimiz kichik signallar va katta chastotalarda bajarilgan o'lchashlardagi yerga ulash bilan bog'liq: ossilloskopning yeri siz o'lchashlarni bajaradigan sxemaning ham yeri ekanligini unutmang. Bunda siz qilishingiz kerak bo'lgan eng yaxshi ish probe korpusini qisqa yerga ulash simi bilan sxemaning yeriga ulab qo'yib⁷⁹, signalning o'rniga probe bilan "yerning" kuchlanishini o'lchab ko'rish bo'ladi. Bunday sxema bilan ishlashning bitta kamchiligi bor, qisqa tutashtirish uchun ishlatilgan sim yo'qolib qoladi! Probe aksesuarlari bilan belgilangan joyda saqlanishi yaxshi bo'ladi.

O.1.7 Analogli ossilloskopning boshqa xususiyatlari

Ko'p ossilloskoplarda kechiktirilgan **DELAED SWEEP** funksiyasi ham bo'lib, uning vositasida signalni sinxroimpuls belgilangan vaqtga kechiktiriladi va signalning kerak bo'lgan segmentini ko'rish mumkin. Bu kechiktirish vaqtini ko'p burashli potensiometr yordamida asta o'zgartirib, o'rnatish mumkin, bunda ikkinchi sweeplash tezligi kommutatori ham bor. **A INTENSIFIED BY B** kabi kechiktirish rejimi signalni to'liqligicha birinchi sweeplash tezligida ko'rsatish imkonini beradi, shunda signalning kechiktirilgan segmenti yorishtirib ko'rsatiladi; bu funksiya o'rnatilish vaqtida qulay bo'ladi.

Kechiktirilgan sweepli ossilloskoplarda "mixed sweep" funksiyasi ham bo'ladi, bunda signal avval bir tezlikda yoyilib, o'rnatilgan kechiktirish vaqti tugashi bilan, ikkinchi tezlikka (odatda kattaroq) kommutatsiya qilinadi. Yana bir qo'shimcha funksiyasida kechiktirilgan sweep o'rnatilgan vaqt o'tishi bilan boshlanadi yoki kechiktirilgan sweepdan keyingi sweeplash nuqtasida boshlanadi; sinxronizatsiya-ni o'rnatishning ikki nuqtasi bor bo'lib, ularni alohida o'rnatish mumkin. (Kechiktirilgan sweepni "signalni kechiktirilishi" bilan adashtirmang). Barcha yaxshi analogli ossilloskoplarda signal kanalida ham kechiktirish imkoni bo'ladi, siz sinxroimpulsga sabab bo'lgan hodisani ko'rsatishingiz mumkin; bu av-

⁷⁹ 12.32-rasmdagi illyustratsiyani ko'ring.

valroq o'tib ketgan hodisani ko'rish imkonini beradi! H.19 va H21 rasmlardagi analogli signalni kechiktirilgan liniyalari fotosuratini ko'rishingiz mumkin.

Analogli ossilloskoplarining yana bir umumiy funksiyasi **TRIGGER HOLDOFF**- triggerni ushlab turish bo'ladi; bunda har bir sweep sikli tugashi bilan o'rnatilgan intervalga triggerlashni to'xtatib turadi, bu funksiya murakkab, oddiy davriyligi bo'lmagan, aytaylik sinusoidal signallarni nazorat qilishda qulay bo'ladi. Misol uchun 1 va 0 murakkab ketma-ketligidan tashkil topgan raqamli signalni displeyga chiqarishning boshqa usuli yo'q (faqat sweep tezligini asta sozlash bilan tasvirni ekranda to'xtatish mumkin, ya'ni bunday holda vaqt kalibrlanmagan bo'ladi).

Barcha (analogli va raqamli) ossilloskoplarda **BAND-WIDTH LIMIT** deb nomlangan vertikal kuchaytirgichning qo'shimcha funksiyasi bo'ladi (soddalashtirilgan O.1 va O.2-rasmlarda kersatilmagan). Past chastotali signallarni ko'rganda uning tarkibidan bo'lgan mayda yuqori chastotali "tuklarini" olib tashlashga imkon beradi. Analogli ossilloskoplar eng rivojlangan davrda tasvirni ekranda "saqlash" (qisqa bir bo'lagini) va sakkiz kanalli displey, spektr analizatori, signal kuchlanishi va vaqtni aniq o'lchaydigan qo'shimcha bloklar bilan jixozlanadigan ham bo'ldi. Baxtimizga shu qo'shimcha funksiyalarning barchasi raqamli ossilloskopda o'z ifodasini topdi. Keling ularni ham ko'rib chiqaylik.

O.2 Raqamli ossilloskop

Analogli ossilloskoplarni ishlatish oson ammo unda biz bajarmoqchi bo'lgan ishlarimiz ancha chegaralangan. Misol uchun, (a) qisqa muddat davom etgan hodisani ko'rish qiyin; (b) siz signal shaklini saqlab qola olmaysiz yoki ko'rayotgan signalni avvalgisi bilan solishtira olmaysiz; (c) o'lchash va tasvirini olish uchun signallar ichidan keragini ajratib ola olmaysiz; va (d) orqaga qaytib sinxrosignal berilgandan avvalgi hodisani ko'ra olmaysiz. Raqamli ossilloskoplarda bu ishlarni osonlikcha bajarasiz va boshqa qo'shimcha imkoniyatlari ham ko'p; raqamli konversiya va signalni processing qilish imkonlari juda keng va arzon bo'lgani tufayli raqamli ossilloskoplar, ajablanarli darajada, o'sha parametrlarga ega analogli avlodlaridan (agar ularni shu kunlarda topa olsangiz) arzon. Raqamli qulay ossilloskoplarga o'tish boshida oson bo'lmagan bo'lsa ham, shu kunlarda barcha sohalarga kirib borgan va universal bo'lib ketgan. Raqamli ossilloskopning asosiy sxemasi (O.4-rasm), kirish kaskadlaridagi dasturlangan kuchaytirishli kuchaytirgich va chastota ko'lamini chegaralash sxemalaridan o'tgan kirish signalini raqamlab tezkor buffer xotiraga joylaydi. Raqamlangan signalni protsessor (yoki bir necha protsessorlar) barcha kerakli processing amallaridan o'tkazadi, o'lchaydi, displega chiqaradi va kirish/chiqish interfeysiga beradi. Bu mavzuni biz qisqacha ko'rib chiqamiz va raqamli ossilloskoplar imkoniyatlarini yugurib ko'rib chiqamiz.

O.2.1 Farqi nimada?

Erkin tartibda:

Oldi paneli: Kirish kuchaytirgichidan (kuchaytirish koeffitsienti o'zgartiriladi) signal ma'lum xo'plam (odatda 1Gsp/s yoki undan katta, ammo doym minimal Nyquist tezligidan $2f_{max}$ dan katta, ossilloskopda maksimal sweep tezligiga o'rnatilganida, uning chastota ko'lamini f_{max} to'liq aks etish imkoniga ega bo'lishi kerak. Ammo – **muhim** – quyida "aliasing"ni ko'ring.) f_{samp} tezligida raqamlanadi. Raqamli xo'plamlar, odatda 8 bitli farqlanish bilan, to'liq tezligida *sample memory*da (yoki "capture memory"da), ko'p hollarda kanalga keltirilgan 1 Mpt yoki undan kattaroq uzunlikda bo'ladi (1 Gpt yoki undan kattaroq bo'lishi mumkin). Signal yozib olingandan keyin zoom qilish imkoni bo'lsa ham, konversiya chuqurligi belgilangan bitlar bilan cheklanganligi sababli, farqlanish vertikal shkala koeffitsientiga bog'liq bo'ladi.

Barcha kanallarga bir vaqtda: raqamli ossilloskoplar raqamlashni barcha kanallarida bir vaqtda o'tkazadi; bunda muqobil yoki "chop"almashib kelish bo'lmaydi. Raqamli ossilloskoplar ikki yoki to'rt kanalli bo'ladi, "mixed signal" ossilloskoplarda o'n olti yoki undan ko'p qo'shimcha 1-bitli (ya'ni logik qiymatli) qo'shimcha kanallari ham bo'ladi. **Pre-trigger:** Raqamlangan kirish signallari bevosita xotira-

ga kiritilgani tufayli siz triggerlash rejimini o'rnatishingiz mumkin (soddaroq qilib aytganda qiymati va qiyaligini o'rnatasiz; ammo quyidagi "Smart trigger"ni ko'ring) va o'rnatilgan rejim sizni qoniqtirsa signalning avvalgi ko'rinishlarini xotiradan chiqarib ko'rishingiz mumkin. Iste'molchi sifatida siz trigger markerini o'ng tomonga surib qo'ysangiz displeyda avval nima bo'lganini ko'rishingiz mumkin. Markerni istagan tomonga surib kerak bo'lgan signal bo'laklarini ko'rib chiqishingiz mumkin ("Single shot capture" ni quyida ko'ring). **Display:** Displeyga chiqarilgan signalning vaqt intervali belgilari ("waveform interval") $1/f_{samp}$ sample intervalidan odatda katta (ancha katta) bo'ladi. Shuning uchun xo'plangan nuqtalarni turli rejimlarda processing qilib signalni quyidagi shakllarda displeyga chiqarishingiz mumkin:

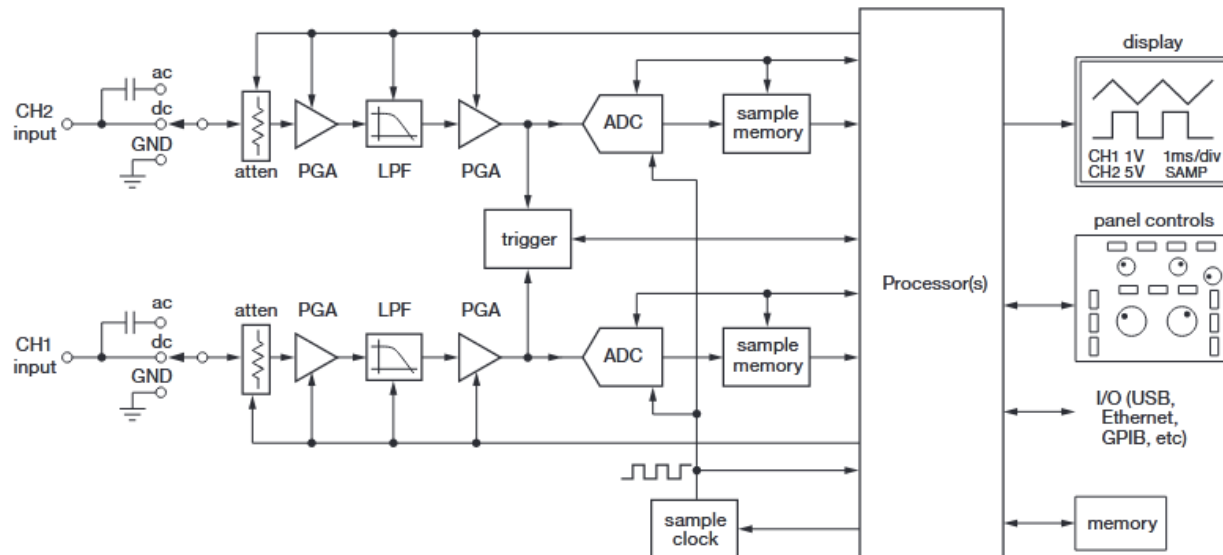
sample signal intervalida bitta sample nuqta displeyga chiqariladi, qolganlari tashlab yuboriladi. Oddiy rejim, ammo aliasingga sezgir, quyida ko'ring:

peak detect ketma-ket kelgan ikkita signal intervallaridagi eng baland va va eng past nuqtalari displeyga chiqariladi. Signal ko'rinishi qalinroq bo'ladi ammo qisqa spayklar yo'qolmaydi;

envelop pik deteksiyasiga o'xshaydi ammo ko'p triggerlangan fragmentlardan maksimal va minimal qiymatlarini ajratadi. Bu rejim davriy signalning ideal shaklidan chekinishlarini ko'rishga yaxshi bo'ladi;

average displeyga chiqarilgan signalning har bir nuqtasi ko'plarning ichidan (o'rnatiladigan qiymat, misol uchun 2, 4,8... 512 sample) yagona samplelarning hisoblangan o'rtacha qiymatiga teng bo'ladi (sample rejimiga o'xshab). Samplelar soni katta bo'lsa shovqinlarni shuncha kamaytiradi, chastota ko'lamini o'zgarmaydi, ammo qaytarilib turadigan signal kerak bo'ladi.

high resolution displeyga chiqariladigan har bir nuqta signalning bitta intervalida ko'p samplelar bilan hisoblangan o'rtacha qiymati bo'ladi. bu rejim farqlanishni oshiradi, qo'shimcha qaytarilib keladigan signalni talab etmaydi, ammo chastota ko'lamini toraytiradi⁸⁰.



O.4-rasm. 2-kanalli raqamli ossilloskopning blok diagrammasi.

Persistence: Oq soqol bo'lib qolgan injenerlar analogli ossilloskop ekranida ko'rindigan signal yorug'ligini shoirona qilib tasvirlashni hush ko'rishadi. Raqamli ossilloskoplarga bu darajaga etib olish uchun ma'lum vaqt kerak bo'ldi, ammo shu kunlarda ular "raqamli lyuminofo", "o'chmas iz" va "raqamli doyimiylik" kabi iboralar bilan o'sha darajaga etganlari to'g'risida baralla gapirmoqdalar.

⁸⁰ Buni siz signalning bitta ossillogrammasi bo'ylab "o'rtacha gorizontall"qiymatidek ko'rishingiz mumkin. Buni ketma-ket kelgan signallarning average rejimida olingan bitta sample nuqtasi bilan solishtirishingiz mumkin.

Single-shot capture: Hodisani bir onini tortib olib, displeyga chiqarishda raqamli ossilloskop-larga hech narsa raqib bo'la olmaydi. Tortib olining xotiraga kiritilgan signal bo'laklarini avtomatik ravishda yoki varaqlab ko'rib chiqishingiz mumkin (buni maxsus varaqlash va kattalashtirib berish funksiyasini ishlatib amalga oshirishingiz mumkin) yoki avtomatik izlash vositasi yordamida bajarishingiz mumkin (misol uchun, Tektronixda "Wave inspector"-signal inspektori, funksiyaning nomi o'zini ko'rsatib turibdi).

Slow sweep: Bir necha sekund davom etadigan jarayonni aks etadigan signalni analogli ossilloskopda ko'rishni iloji yo'q; raqamli ossilloskoplar uchun bu juda oson amal. Kichik sweeplash tezligida "Rolling mode"- varaqlash rejimini ishlatasiz.

Save/Recall: Bir yoki bir necha signallarni xotiraga yozib qo'yish, ularni xotiradan chiqarib boshqa signal bilan solishtirish kabi amallarni raqamli ossilloskopda bajarishingiz mumkin. Ossilloskopning barcha o'rnatmalarini ham saqlab qolishingiz mumkin.

Measurements: Barcha datalar xotirada bo'lgani tufayli raqamli ossilloskoplarda signalning qaytarilish davri, chastotasi, amplitudasi, vaqt intervallari, duty cycle kabi va boshqa ko'rsatgichlarini o'lchash muammo emas. Bu o'lchash natijalari doym yangilanib turadi, displeyda o'rnatiladigan gorizontal va vertikal kursorlarni kerakli joylarga o'rnatib, o'lchash ko'lami va intervallarni o'rnatishingiz mumkin.

Math: Raqamli ossilloskop funksiyalarini ta'riflashda davom etsak, unda hisoblash amallarini ham bajarish imkonlari bor (misol uchun, o'lchangan kuchlanish va tok qiymatlarini ishlatib quvvatni hisoblab aniqlash mumkin), nisbiy qiymatlarni aniqlash (signalni normalizatsiya qilganda), fluktuatsiyalarni aniqlash, gistogrammalarni yaratish, signal chastota spektrini aniqlash va boshqa matematik amallarni bajarsa bo'ladi. Deyarli cheklanmagan imkoniyatlar, ammo siz o'lchangan qiymatlarni ajratib olib matematik amallarni mustaqil bajarishingiz ham mumkin.

I/O: Signallar va datalarni ossilloskopdan boshqa iste'molchiga jo'natib yuborishingiz mumkin (ulangan Ethernet yoki boshqa vosita orqali), ossilloskop ishlashini masofadan ham boshqarishingiz mumkin. Datalarni to'plash tarmoq sistemasi!

Mixes-signal: Ko'p raqamli ossilloskoplar ikki –darajari kannallari bilan ishlab chiqariladi (tipik 16 va 32) va ularning tarkibida 2 yoki 4 to'liq funktsionallikka ega kanallari ham bo'ladi; shu tufayli ular logik analizator sifatida ishlatilishi mumkin, ammo bir necha qo'shimcha kanallar faqat signalni nazorat qilish uchun ishlatiladi. Odatdagi logik analizatorlarda bo'lganidek, siz sinalladigan raqamli sxemani belgilangan kuchlanish qiymatlariga ega bo'lgan signallar bilan ishga tushirishingiz mumkin, shu bilan birga u dekoder shinasi, shinani ishga tushirish va boshqa, siz uchun foydali bo'lgan, funksiyalarni bajarib berishi mumkin.

Smart trigger: Yaxshi raqamli ossilloskoplar sinxronizatsiya impulsini sizga kerak bo'lgan barcha holda o'rnatishingizga imkon beradi: impulsning kengligi ma'lum qiymatidan $>$, $=$, yoki $\neq$ bo'lganda; qisqa impuls va glitchlar bilan; setup yoki hold vaqtlari o'zgarganida; o'sish va so'nish vaqt ko'lamlari o'rnatilganida; ketma-ket shina uchun o'rnatilgan tartibda va tartib buzilganida; n hodisadan so'ng sinxroimpuls berilganida; va h.k.(bu ma'lumotlarni ancha kengaytirilgan va tushunarli qilib yozilgan Tektronix, LeCroy, Keysight/Agilent va Rohde & Schwarz ishlatish qo'llanmalaridan olishingiz mumkin).

Limit/Mask testing: Signal andozasini o'rnatib, uning spetsifikatsiyasiga to'g'ri kelmagan signallarni aniqlashingiz mumkin va ishlab chiqarish liniyasida mahsulotni "yaroqli – yaroqsiz" turlariga ajratish sinovini o'tkazishingiz mumkin; ana shu sinovlarni signal titrashlari va boshqa o'lchanadigan parametrlar uchun ham o'tkazishingiz mumkin.

Autoset: Bu ko'p o'lchamli sahroda adashib qolish hech gap emas; raqamli ossilloskoplarda shunday hollarda yordam beradigan tugmasini ishlatish mumkin (autoset, autoscale yoki boshqa ling-

vistik ibora bilan belgilanadi, odatda ishlab chiqaruvchiga bog'liq), quyida Cautions tavsiyalarini ko'ring.

Probe skew: Ishingizda bir necha turli probe sistemalarini ishlatsangiz (misol uchun, passiv 10 x probe, aktiv FET probe, tok probei) signalning kechikishi bir necha o'n nanosekund yoki undan ham katta ko'lamda o'zgarishi mumkin, shunda ko'p kanalli displeyda o'rnatilgan tartib buzilib ketishi mumkin (avvalgi sabab-natija bog'liqligi yana sabab-natija bog'liqligini yaratdi deb sizni adashtirishlari mumkin!⁸¹).

Probe readout, Probe power: Zamonaviy raqamli ossilloskoplarda ishlatiladigan probelarda qo'shimcha kontaktlari bo'lib, ular attenuatsiya faktorlari (x 1, x 10, x 100) bilan va boshqa masshtabli faktorlar bilan ulanishga mo'ljallangan (misol uchun, tokli probening amps/div masshtab birligi); ular probega quvvat quvvat yuborish uchun ishlatiladigan ulash vositasi sifatida ham ishlatiladi (misol uchun, FETli aktiv kuchlanish probelari yoki Hall – effektli tokli probelarga kerak). Siz ishlatib turgan ossilloskopning kirish konnektorlari to'g'ri kelmaydigan bo'lsa siz ta'sirlanishingiz mumkin (bunday holatlar yagona ishlab chiqaruvchining ossilloskoplari bilan ham sodir bo'lishi mumkin).

O.2.2 Ehtiyotkorlik choralari

Raqamli ossilloqlarlarda ortiqcha narsalar yo'q desa bo'ladi. Ehtiyotkorlik choralari ko'rmagan odam raqamli ossilloskop tomonidan aldanib qolishi mumkin bo'lgan hollari.

A. Adashish

Quyidagi hollar ossilloskopni ishlatishda ancha tajribaga ega bo'lgan odamni ham adashtirishi mumkin. Raqamli ossilloskoplar shunday loyihalanganki, undagi maksimal sample olish tezligi spetsifikatsiyasida belgilangan chastota ko'lamidagi barcha signallarni buzmasdan aks ettirib berishi kerak. Ammo "sample" rejimida sample tezligini kichik olib ishlaganingizda (ya'ni, displeyga chiqarilgan signalning har bir nuqtasi uchun bitta sample) effektiv sample tezligi ancha kichik bo'ladi. Shunda, agar yuqori chastotali signal kirishga berilganida jiddiy tushunmovchiliklar bilan uchrashingiz mumkin (silkinib turgan nostabil signal, triggerlashni amalga oshmasligi, sweep tezligi o'zgartirilganida signalning tushunarsiz o'zgarishlari va boshqalar)⁸². Adashganingizni sezib qolsangiz, sweep tezligini oshirishga harakat qiling yoki **PEAK DETECT** rejimida o'zgarishlar kiriting. Adashish odamning asabiga tegishi mumkin, ayniqsa, vaqt masshtabi bilan bog'liq signallarni (ularning klassik namunasi analogli televizion signal bo'ladi, uning 3.59 MHz rang tashuvchisi ~ 15 kHz gorizontall liniya chastotasida) ko'rganingizda.

B. O'lik vaqt

Odam displeydagi tasvirni to'g'ri qabul qilishi uchun uning qayta yangilanib turishi sekundiga ~ 100 marotaba yoki shunga yaqin bo'lishi shart. Agar ossilloskop kirishdagi signal datalarini faqat shu tezlikda olib turadigan bo'lsa signalning muhim hodisalari (glitchlar yoki vaqt intervallardagi buzilishlar) o'tadigan vaqt juda kichik bo'lib, odam uni sezmay qolishi mumkin. Misol uchun, o'rtacha sweep tezligi 1µs/div bo'lganda (bitta sweep 10 µs bo'ladi), displeydagi tasvirni bir sekunda 100 marta yangilab turadigan ossilloskop faqat 0.1 % vaqt davomida aktiv bo'ladi xolos. Ossilloskoni ishlatgan odamlar bu beo'xshov sirdan xabardor bo'lganida, ossilloskopni yaratganlar kelib undagi haqiqiy tasvir yangilanish tezligini o'lchab ko'rishadi (odatda "signallar sekundiga" shaklida tipik tarzda 10000 dan 1000000 ko'lamida o'lchashadi). Bunday metrika ishlatilganida sezgirlikni yo'qotmang, chunki bunda kichik "kosmik tajribadan" ham katta narsa o'tayotgan bo'ladi⁸³.

⁸¹A.Azimovning 1960 yilda yozgan ajoyib Thiotimoline and the Space Age qisqa hikoyasidagi bosh qahramon qilganidek.

⁸² Aybimizni aytishga azm qildik? Mualliflardan biri kilogerslar ko'lamida ishlaydigan sxemaga funksional generatoridan 1 kHz li signal berib, sxemani sinagan edi. Tushlikka borib kelib qarasa, ossilloskop ishlaymayapti, displeyda titrab turgan signal dam chap dam o'ng tomonga harakatlanib turibdi.

⁸³ Sizga ossilloskopni sotgan savdogardan so'rangchi, ularga yolg'on raqobatni yondirish yoqarmikan.

C. Ko'p o'lchamli vektorli fazodagi yo'qotishlar

Analogli ossilloskoplar oddiy o'lchash vositasi bo'lgani uchun uning boshqarish potentsiometrlari va indikatorlaridan uning holatini bilib olishingiz mumkin. Raqamli ossilloskopning katta imkoniyatlarini bunchalik tez egallab olib bo'lmaydi. Birinchi raqamli ossilloskoplar juda injiq bo'lgan, ularning bosh-qarish dastaklari va indikatorlari bo'lmagan. Ular ancha mukammallashtirildi⁸⁴, ammo hamon ossillos-kop oldida o'tirib, uni ishlashni xohlamaganini ko'rish mumkin. Shunda qaysi menyuni ishlatib (hori-zontal? trigger? mode?) muammoni hal qilish mumkinligini bilish uchun o'tkir intuitsiya kerak bo'ladi. Bu noto'g'ri kanalda sinxronizatsiya qilish kabi oson; yoki siz displendan AVERAGING rejimida chiqib ketgan bo'lishingiz mumkin, stabil va qaytarilib turadigan sinxronizatsiyaning bo'lmasligi ancha keraksiz narsa yaratadi. Daqiqani yo'qotib, barcha tushunmovchiliklar **SINGLE-SWEEP** yoki **STOP** rejimlari bilan bog'liq bo'lganini bilmasligingiz mumkin.

D. Ossilloskop sizni adashtirmoqda

Raqamli ossilloskopda signallarni nazorat qilganingizda juda ko'p o'lchash va o'rnatish imkonlari orasida adashib qolishingiz mumkin (ossillografdagi barcha o'rnatmalar sizni o'ylagandek bo'lmagan). Ba'zi bir muhim va panada qolgan o'rnatmalarni unutib qolgan bo'lishingiz mumkin, ana shular siz baxtdan deb o'ylagan natijalarni falsifikatsiya qilishi mumkin. Misol uchun, siz avval **PROBE SKEW** rejimida kiritgan kompensatsiyani yodingizdan chiqarib qo'yishingiz mumkin (bizda bu ko'p uchraydi) yoki bir necha kanallarning **BANDWIDTH LIMIT** chastota ko'lami cheklanganicha qolib ketgan bo'lishi mumkin. Bunday xatolar o'lchash natijalaringizga kiritgan xatoliklari ko'zga ancha vaqt ko'rinmasligi mumkin; xatoni ko'rib qolganingizda o'lchashlarni qayta bajarishingiz kerak bo'ladi.

Ajablanib, har narsa qilib ko'rdi. Ko'rsaki funksional generator 1.0 megagersga o'rnatilgan ekan. Juda yaxshi. Muammo hal bo'ldi (qanchalik aqlsiz bo'lganimni hech kimga aytmayman).

⁸⁴ Ayniqsa, biz "Quick Menu" tezkor menyuni funkciyasini hush ko'ramiz, uni Tektronix o'zining TDS3000 seriyali "lunchbox" ossilloskopida kiritgan. Tushuntirib bo'lmaydigan sabablar bilan bu juda foydali funksiya keyingi avlodlarda olib tashlandi (bizning e'tirozlarimizga qaramasdan). O'shandan beri biz ularni mazax qilib yuramiz.