

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

1-qism

Uchinchi nashr

Inglizchadan **Mirahmad Mirzarahimov** tarjimasi

Xorovits P., Xill U.

Sxemotexnika mahorati: Ingliz tilidan tarj. – 3-nashr. 1-qism.– Toshkent, 2024
357 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

BIRINCHI BOB

Elektronika asoslari

1.1. Kirish	9	1.7.4. Kondensator va induktiv g'altaklarning reaktivligi	81
1.1. Kuchlanish, tok va qarshilik	10	1.7.5. Umumlashtirilgan Om qonuni	81
1.2.1. Kuchlanish va tok	10	1.7.6. Reaktiv zanjirlardagi quvvat	82
1.2.2. Tok va kuchlanishning o'zaro bog'liqligi: rezistorlar	12	1.7.7. Umumlashtirilgan kuchlanish bo'luvchilari	84
1.2.3. Kuchlanish bo'luvchilari	17	1.7.8. RC yuqori chastotali filtrlar	85
1.2.4. Kuchlanish manbalari va tok manbalari	20	1.7.9. Past chastotali RC filtrlar	87
1.2.5. Tevenin ekvivalent sxemasi	21	1.7.10. RC differensator va integratorlarning chastotaga bog'liqligi	89
1.2.6. Kichik signal qarshiligi	26	1.7.11. Induktivlik kondensatorga qarshi	89
1.2.7. "Juda issiq"- misol	28	1.7.12. Faza diagrammalari	90
1.3. Signallar	29	1.7.13. "Qutblar" va oktavadagi detsibellar	91
1.3.1. Sinusoidal signallar	29	1.7.14. Rezonansli sxemalar	91
1.3.2. Signal amplitudasi va detsibellar	30	1.7.15. LC filtrlar	94
1.3.3. Boshqa signallar	31	1.7.16. Kondensatorlar ishlatiladigan boshqa sohalar	96
1.3.4. Logik kuchlanishlar	34	1.7.17. Umumlashtirilgan Thevenin teoremasi	96
1.3.5. Signal generatorlari	34	1.8. Barchasini to'plaganda – AM radio	97
1.4. Kondensator va o'zgaruvchan tok zanjirlari	35	1.9. Boshqa passiv komponentlar	99
1.4.1. Kondensatorlar	36	1.9.1. Elektromexanik qurilmalar: kommutatorlar	99
1.4.2. RC zanjirlar: $V = f(t)$, $I = f(t)$	41	1.9.2. Elektromexanik qurilmalar: relelar	102
1.4.3. Differensatorlar	47	1.9.3. Konnektorlar	103
1.4.4. Integratorlar	50	1.9.4. Indikatorlar	105
1.4.5. Juda ham ideal emas	52	1.9.5. O'zgaruvchan komponentlar	107
1.5. Induktivlik va transformatorlar	52	1.10. Oxirgi o'q: adashtiruvchi belgilar va juda mayda komponentlar	109
1.5.1. Induktivliklar	52	1.10.1. Yuzaki montaj texnologiyasi: yutuq va kamchiliklari	110
1.5.2. Transformatorlar	55	1-bob uchun qo'shimcha misollar	111
1.6. Diodlar va diodli sxemalar	56	1- bob bo'yicha xulosalar	114
1.6.1. Diodlar	56	IKKINCHI BOB:	118
1.6.2. To'g'rilagichlar	57	Bipolyar tranzistorlar	
1.6.3. Quvvat manbalaridagi filtrlar	59	2.1. Kirish	116
1.6.4. Quvvat manbalaridagi to'g'rilagichlar konfiguratsiyasi	61	2.1.1. Tranzistorning birinchi modeli: tok kuchaytirgichi	117
1.6.5. Regulyatorlar	63	2.2. Asosiy transistorli sxemalar	118
1.6.6. Diodlarni turli sxemalarda ishlatilishi	64	2.2.1. Tranzistorli kommutator	118
1.6.7. Induktiv yuklama va diodli himoya	70	2.2.2. Kommutator sxemalariga misollar	122
1.6.8. Intermediya: induktivlik bizning do'stimiz	71	2.2.3. Emitter qaytargichi	128
1.7. Impedans va reaktivlik	73	2.2.4. Emitter qaytargichini kuchlanish regulatori sifatida ishlatish	133
1.7.1. Reaktiv sxemalarni chastotali tahlili	74	2.2.5. Emitter qaytargichini ish rejimiga kiritish	135
1.7.2. Induktivlikning reaktivligi	79		
1.7.3. Kuchlanish va tokning kompleks ifodalari	80		

2.2.6. Transistorli Tok manbasi	139	3.1. Kirish	215
2.2.7. Umumiy emitterli kuchaytirgich	143	3.1.1. FET xarakteristikalar	216
2.2.8. Kuchaytirish koeffitsienti birga teng bo'lgan faza ajratuvchisi	144	3.1.2. FET turlari	219
2.2.9. Transkonduktivlik .	146	3.1.3. Universal FET xarakteristikalar	222
2.3. Asosiy tranzistorli sxemalarga Ebers – Moll modelini qo'llash	148	3.1.4. FET larning drain xarakteristikasi	224
2.3.1. Tranzistorning mukammallashtirilgan modeli: transkonduktivlik kuchaytirgichi	148	3.1.5. Ishlab chiqaruvchilar beradigan FET xarakteristikalarining ko'lamlari	226
2.3.2. Ebers – Moll modeli: tranzistorli sxemalarni loyihalash uchun empirik qoidalar	150	3.1.6. Asosiy FET sxemalari	230
2.3.3. Emitter qaytargichiga qaytamiz	151	3.2. FETli chiziqli sxemalar	231
2.3.4. Umumiy emitterli kuchaytirgichga qaytamiz	153	3.2.1. JFETlarning keng tarqalgan namunalarga qisqa sayohat	231
2.3.5. Umumiy emitterli kuchaytirgichning siljilishi	157	3.2.2. JFETli tok manbalari	233
2.3.6. Qo'shimcha: a'lo transistor	163	3.2.3. FETli kuchaytirgichlar	239
2.3.7. Tok oynagi	165	3.2.4. Differensial kuchaytirgichlar	255
2.3.8. Differensial kuchaytirgich	168	3.2.5. Ossilyatorlar	261
2.4. Kuchaytirgich loyihasida ishlatiladigan bir necha bloklar	174	3.2.6. Source qaytargichlari	261
2.4.1. Ikki taktli chiqish kaskadlar	175	3.2.7. FET qarshiligi o'zgartiriladigan rezistor sifatida	269
2.4.2. Darlington sxemasi	180	3.2.8. FETning gate toki	272
2.4.3. Bootstrapping usuli	184	3.3. JFET larga chuqurroq nazar	276
2.4.4. Parallel ishlaydigan tranzistorlarda tokni taqsimlanishi	188	3.3.1. Drain tokining gate kuchlanishiga bog'liqligi	276
2.4.5. Sig'im va Miller effekti	187	3.3.2. Drain tokining drain-source kuchlanishiga bog'liqligi: chiqish o'tkazuvchanligi	278
2.4.6. Maydon effektli tranzistorlar	190	3.3.3. Transconductancening drain tokiga bog'liqligi	280
2.5. Manfiy feedback	190	3.3.4. Transconductancening drain kuchlanishiga bog'liqligi	282
2.5.1. Feedbackga kirish	191	3.3.5. JFET sig'implari	282
2.5.2. Kuchaytirish koeffisientining tenglamasi	192	3.3.6. Nega JFET kuchaytirgichlari (MOSFET emas)?	282
2.5.3. Feedbackning kuchaytirgich sxemasiga ta'siri	193	3.4. FETli kommutatorlar	284
2.5.4. Ikki muhim masala	198	3.4.1. FETli analog kommutatorlar	285
2.5.5. Feedback tranzistorli kuchaytirgichga ikkita misol	200	3.4.2. FETli kommutatorlarning ishlashidagi cheklanishlar	290
2.6. Transistorli sxemalarga tipik misollar	203	3.4.3. FETli analog signallar kommutatoriga misollar	291
2.6.1. Stabilizatsiya qilingan quvvat manbai	203	3.4.4. MOSFET logik kalitlar	309
2.6.2. Temperatura kontrollerlari	204	3.5. MOSFETli quvvat kommutatorlari	309
2.6.3. Tranzistor va diodlar asosida qurilgan oddiy logika	204	3.5.1. Katta impedansi, temperatura stabilligi	310
2- bobga qo'shimcha misollar	205	3.5.2. Katta quvvatli MOSFETlardagi kommutatorlar xarakteristikalar	312
2- bob bo'yicha xulosalar	208	3.5.3. Katta quvvatli kommutatorning logik kuchlanishlardan ishlashi	317
UCHINCHI BOB:		3.5.4. Katta quvvat kommutatsiyasida joiz ehtiyotkorlik	322
Maydon effektli tranzistorlar	215	3.5.5. MOSFET ishlatishdagi	

ehtiyotkorliklar	326	3.6.2. Kanaldagi zaryadni kamaytirish rejimida ishlaydigan FET li sxemalar	340
3.5.6. Katta quvvatli MOSFET larda yig‘ilgan sxemalarga misollar	330	3.6.3. MOSFETlarning o‘zaro parallel sxemada ishlashi	342
3.5.7. IGBT va boshqa katta quvvatli yarimo‘tkazgichli qurilmalar	336	3.6.4. FET larning temperatura ta’sirida shikastlanishi	346
3.6. MOSFETlarni chiziqli qurilmalar	338	3-bob bo‘yicha xulosalar	333
3.6.1. Katta kuchlanishli pezokuchaytirgich	338		

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

1.1. Kirish

Elektronika sohasi XX asrning eng ulkan hodisalaridan biri bo'ldi. Birinchi uchqunli radio-uzatgichlar va “mushuk mo'ylovi” deb nomlangan detektorlardan boshlangan asrning birinchi yarmi vakuumli elektron lampalar davrini olib keldi. Ana shu davrdagi ulkan ixtirolar kommunikatsiya, navigatsiya, asbobsozlik, boshqarish va hisoblash texnikasi kabi katta sohalarga asos bo'ldi. Asrning ikkinchi yarmi “*qattiq jisml*” elektronika davri bo'ldi. Bu davr diskret tranzistorlardan boshlanib, ko'r tranzistorli “integral sxemalar” bilan davom etdi va sohadagi aql bovar qilmaydigan ixtirolar hozirgi kungacha jadal rivojlanib bormoqda. Kompakt va arzon bo'lib, iste'molchiga mo'ljallangan, millionlab tranzistorlardan (VLSI—very large-scale integration) tashkil topgan chiplar bejirim opto-elektronika (display, lazer va boshqalar) bilan uyg'unlashib ketdi; ular tovush, tasvir va ma'lumotlarni qayta ishlashi mumkin. Misol uchun, bejirim, kiyimning cho'ntagiga sig'adigan uskuna simsiz aloqa o'rnatib, internet ma'lumotlaridan foydalanish imkonini beradi. Ehtimol, bir dollar qiymatiga bajariladigan funksiyalarning miqdorining ortib borishini ijobiy tendensiya deb hisoblasa bo'ladi¹. Elektron mikrosxemalarning narxi, ishlab chiqarish jarayonlari mukammallashtirilganligi tufayli, boshlang'ich qiymatlarining kichik bir qismigacha kamayib ketdi. Aslida, ko'p hollarda elektron qurilmaning korpusi va boshqaruv panelining narxi ichidagi elektronika narxidan qimmat bo'lib qolganini ko'rishimiz mumkin.

Elektronikadagi bunday ulkan rivojlanish ko'lami to'g'risida xabar topgan o'quvchining xayoliga, “men ko'p imkonli, arzon, bejirim kichik gadjet yaratishga qodirman” degan fikr kelishi mumkin, ammo unga kerak bo'lgan narsa, bu ajoyib qurilmalar qanday ishlashini bilish bo'ladi xolos. Agar sizning xayolingizga shunday fikr kelgan bo'lsa, bu kitob aynan siz uchun yozilgan bo'ladi. Bu kitobda biz elektronika fani beradigan ilhom va yangiliklarni sizga yetkazishga harakat qildik.

Kitobning mazkur bobida, bizning nazarimizda sxemotexnikaning poydevori bo'lgan, qonunlar, o'yin qoidalari hamda ishlatiladigan hiylalarni ko'rib chiqishdan boshlaymiz. Dastavval, kuchlanish, tok, quvvat va elektron sxemalar yaratilishida ishlatiladigan boshqa komponentlarni ko'rib chiqish juda muhim. Elektr tokini qo'l bilan ushlash, ko'rish, hidini sezish va eshitishning iloji bo'lmaganligi sababli biz birinchi bobda ma'lum ma'noda abstrakt tushunchalar bilan tanishamiz, ossilloskop va voltmeter kabi tokni sezib, vizualizatsiya qilib ko'rsatadigan o'lchash vositalari bilan tanishamiz.

Matematik ifodalarni minimal hajmga keltirib, elektron sxemalarning ishlashini intuitiv darajada tushunishingizni kuchaytirish maqsadida qilgan harakatlarimizga binoan, kitobda keltirilgan matematik tushunchalar ayni shu birinchi bobda to'plangan.

Bu yangi nashrga intuitsiya yordamidagi aproksimatsiya misollarini ham kiritdik. An'anaviy elektronika darsliklarida qabul qilingan tartibga rioya qilmagan holda, biz bir necha “faol” komponentlarni, o'zining darsliklardagi asli o'rnidan olib, birinchi bobga kiritdik; bu amalimiz mavzularni qiziqarliroq va, hatto, jozibali qildi.

Elektronika asoslarini ko'rib chiqqach, elektronika fanini jozibali qilgan faol sxemalarni (kuchaytirgich, ossillyator, logik sxemalar v.b.) ko'rib chiqishga o'tamiz. Elektronikadan xabari bor o'quvchi bu bobni tashlab o'tishi mumkin, chunki undan yangi ma'lumot ololmaydi. Asosiy tushunchalarga o'tamiz.

¹ XX asr o'rtasidagi kompyuterlarning (IBM 650) narxi \$300 000, og'irligi 2,7 tonna va boshqaruv panelida 126 lampasi bo'lgan: shunisi qiziqki, zamonaviy, energiyani iqtisod qiladigan lampali kompyuterning imkonlari ancha katta va narxi \$100 atrofida.

Kuchlanish, tok va qarshilik

1.1.1. Kuchlanish va tok

Elektron sxemalarni tahlil qilganda eng ko‘p ishlatiladigan kattaliklar kuchlanish va tokdir. Ya’ni sxemalarda mavjud bo‘lgan kuchlanishlar va ular yaratgan toklarni aniqlab olish sxema ishini to‘liq tahlil qilish bilan barobar. Vaqt o‘tishi bilan bu qarashlar ham o‘zgarishi mumkin, albatta.

Kuchlanish (voltage) (belgisi: V , ayrim hollarda E). Ikki nuqta oralig‘idagi kuchlanish deganda, shu oraliqdagi nisbatan manfiy bo‘lgan nuqta (potensial pastroq bo‘lgan nuqta)dan musbat nuqta (potensial balandroq nuqta)ga qarab musbat zaryadlar birligini harakatlantirish jarayonida sarflangan energiya qiymati (bajarilgan ish) tushuniladi. Zaryad birligi qayd etilgan oraliqda potensial baland nuqtadan past nuqtaga “tushib” ketganda ajralib chiqadigan energiya yuqorida sarflangan energiya bilan bir, yoki ular ekvivalent qiymatlarni ko‘rsatadi². Kuchlanishni *potensiallar ayirmasi* yoki *elektr yurituvchi kuch (EYUK)* deb ham atashadi. Kuchlanishning o‘lchov birligi **volt** (V), qiymatiga muvofiq kilovolt ($1\text{kV}=10^3\text{V}$), millivolt ($1\text{mV}=10^{-3}\text{V}$) yoki mikrovolt ($1\text{ }\mu\text{V}=10^{-6}\text{V}$) kabi karrali va ulishli birliklari qo‘llaniladi. Bir volt potensial ayirmasi oralig‘ida bir kulon zaryadni o‘tkazish uchun bir joule energiya sarflanadi. (Bir kulon taxminan 6×10^{18} elektronlarning umumiy zaryadiga teng). Nanovolt ($1\text{nV}=10^{-9}\text{V}$) yoki megavolt ($1\text{MV}=10^6\text{V}$) kabi o‘lchov birliklarini ishlatishga ehtiyoj bo‘lmagani sababli, ular juda kam uchraydi.

Tok (current) (belgisi: I) belgilangan nuqta orqali oqib o‘tgan zaryadlar. O‘lchov birligi **amper** (A) yoki **amp**. Asosiy o‘lchov birligi bilan uning ulishli birliklari bo‘lgan milliamper ($1\text{mA}=10^{-3}\text{A}$), mikroamper ($1\text{ }\mu\text{A}=10^{-6}\text{A}$), nanoamper ($1\text{nA}=10^{-9}\text{A}$) va zarur bo‘lganda pikoamper ($1\text{pA}=10^{-12}\text{A}$) kabi birliklar qo‘llaniladi. Bir amper tok bir sekundda oqib o‘tgan bir kulon zaryadga teng. Tokning oqim yo‘nalishi potensial musbatdan manfiyga qarab bo‘ladi deb shartli qabul qilingan (elektronlar manfiydan musbat potensialga qarab oqadi).

Muhim ko‘rsatma: Sxemani tahlil qilganingizda zanjirlardagi *ikki nuqta oralig‘idagi kuchlanishni* nazarda tuting, *tok* esa shu nuqtalar oralig‘idagi *zanjirdan oqib o‘tishini* unutmang.

Elektr sxemani tahlil qilganda biz odatda “shu nuqtadagi kuchlanish” deb gapiramiz. Buni shu nuqta va “yer” oralig‘idagi kuchlanish deb bilamiz. Elektronika bilan shug‘ullanganlar biladiki “yer” bu sxemadagi umumiy nuqta bo‘lib, barcha kuchlanishlar unga nisbatan o‘lchanadi.

Kuchlanishni yaratish uchun biz elektr qurilmalarda zaryadlar bilan ma’lum miqdorda ish bajarishimiz kerak bo‘ladi: batareyalarda elektrokimyoviy reaksiya vositasida, generatorlarda magnit kuchlar vositasida, quyosh panellarida fotonlar energiyasini fotovolt o‘zgartirish vositasida. Tok olish uchun jismning ikki nuqtasi oralig‘iga kuchlanish beramiz.

Shu erda kuchlanish va tokni ko‘z bilan ko‘rish imkoni borligidan hayratlanishingiz mumkin. Buning uchun yagona foydali elektron qurilma – ossilloskopdan foydalanishingiz mumkin. Bu ajoyib qurilma kuchlanish va toklarni ko‘z bilan nazorat qilishingizga imkon beradi³. Uning displeyida siz kuchlanish yoki toklarni vaqt davomida o‘zgarishini yoki vaqt funksiyasi sifatida ko‘rishingiz mumkin. Ossilloskop odatda vaqtda o‘zgarib turadigan signallarni nazorat qilib, uning parametrlarini o‘lchash uchun ishlatiladi. Ossilloskop to‘g‘risida batafsil **O-ilovada** ma’lumot berilgan; multimetrlar bilan shu bo‘limda tanishishingiz mumkin.

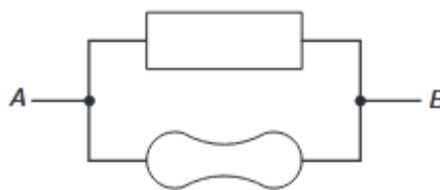
² Bular kattalikning nomlanishi xolos, ammo sxemani yaratuvchi injener kuchlanish tushunchasi to‘g‘risida o‘ylab o‘tir-masa kerak. Vaqt o‘tib siz kuchlanishni elektron sxemadagi mohiyatini intuitiv sezish darajasigacha ko‘tarilasiz. Qo‘pol qilib ayt-ganda, kuchlanish tok oqishiga sababchi bo‘lgan kattalik bo‘ladi.

³ Aytishlaricha, elektronika injenerlarida ajoyib vizualizatsiya asbobi bor bo‘lganiga boshqa soha injenerlari xasad qilar emishlar.

Sxemalarda barcha jismlar simlar yoki metall o'tkazgichlar vositasida o'zaro bog'lanadi. Simdagi kuchlanish (ikki nuqtani ulab turgan metall o'tkazgichda) uning har yerida umumiy nuqtaga nisbatan bir xil bo'ladi (aytaylik, erga nisbatan)⁴. Bu qoida yuqori chastotali va kichik impedansli sxemalarda amal qilmaydi. Sxemalar ko'rinishi ularning chizmalaridan ancha farq qilishi mumkin, chunki elementlarni ulaydigan simlar va o'tkazgichlar turli yo'llar bilan yotqizilishi mumkin.

Endi kuchlanish va tok bilan bog'liq bo'lgan sodda qoidalarini keltiramiz:

Sxemadagi o'tkazgichlar tuguniga oqib kirgan toklar yig'indisi oqib chiqib ketgan toklar yig'indisiga teng (zaryad miqdorining saqlanishi tufayli). Bu qoida **Kirxgof tok qonuni** deb ham ataladi. Injenerlar sxemalarda o'tkazgichlar o'zaro birlashgan nuqtalarini tugun deb atashadi. Bu qoidadan biz quyidagi xulosaga kelishimiz mumkin: ketma-ket zanjirda (ikki terminalli jismlar o'zaro ketma-ket ulangan – birining keti ikkinchisining boshi bilan biriktirilgan) tok qiymati barcha yerda bir xil.



1.1.-rasm.

1. Parallel ulangan jismlarning har birida bir xil kuchlanish (1.1.-rasm) mavjud. Boshqa so'z bilan aytganda, A va B nuqtalar oralig'ida bir guruh jismlardagi "kuchlanish tushuvlarining" yig'indisi A va B nuqtalari oralig'idagi boshqa bir guruh jismlardagi "kuchlanish tushuvlarining" yig'indisi bilan bir xil. Bu holni boshqacha qilib quyidagicha ifodalash mumkin: yopiq zanjirdagi barcha kuchlanish tushuvlarining yig'indisi nolga teng. Bu Kirchhoffning kuchlanishlar qonuni bo'ladi (KKQ).

2. Elektr qurilma iste'mol qilgan quvvati (vaqt birligida bajarilgan ish):

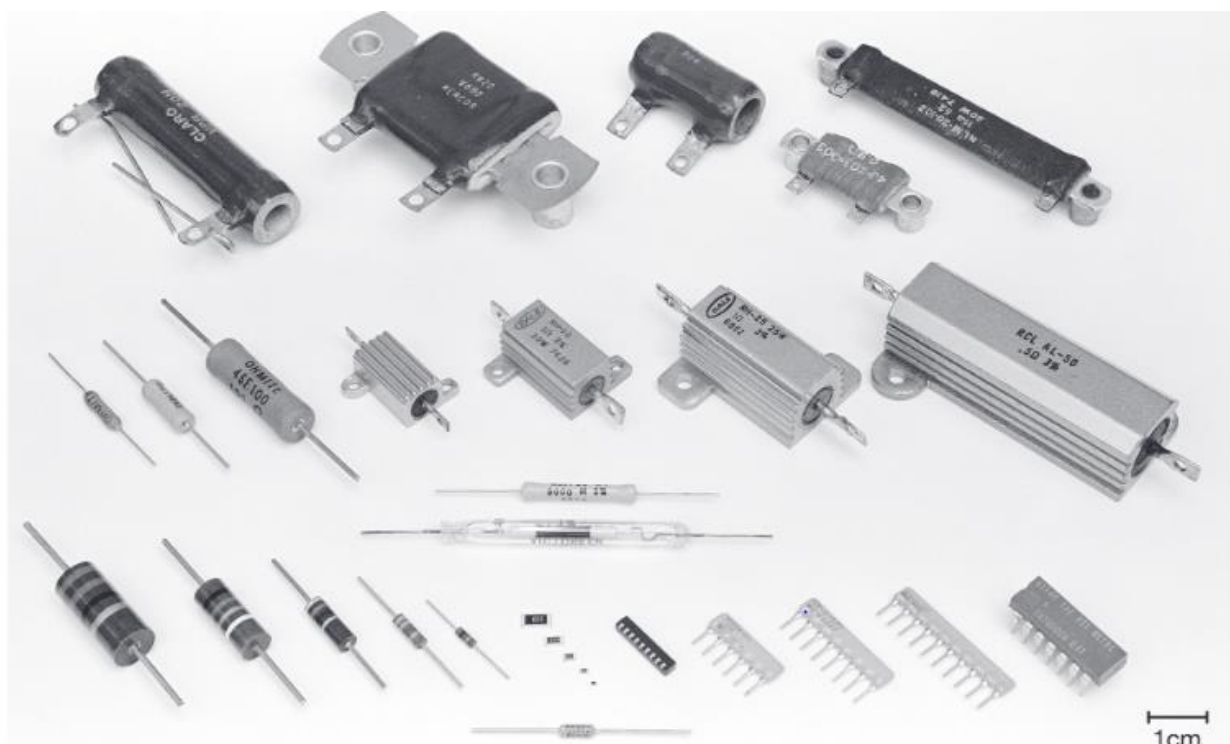
$$P = VI. \quad (1.1)$$

Sodda ifodada (ish/zaryad) x (zaryad/vaqt) . V kuchlanish voltlarda, I tok kuchi amperlarda o'lchansa, P quvvat vattlarda o'lchanadi. Vatt sekunddagi joulga teng ($1W = 1J/s$). Misol uchun, 60W lampaga 120V kuchlanish berilsa, undan oqib o'tgan tok qiymati 0,5A bo'ladi.

Quvvat (odatda) issiqlikka aylanadi, ba'zi hollarda mexanik ishga (motor), nurlanish energiyasiga (lampa, transmitter) aylanadi yoki saqlangan energiyaga o'zgaradi (batareya, kondensator). Murakkab sistemalarda befoydali issiqlikka aylanib ketayotgan energiya qismini o'rganish (misol uchun kilovattlar miqdorida elektr energiya issiqlikka aylanib ketayotgan kompyuterda energetik jihatdan ahamiyatsiz bo'lgan natija – bir necha varaq hisoblar olishda) energetik samaradorlik ustida ishlash kompyuterni loyihalashda hal qiluvchi omil bo'lishi mumkin.

O'zgaruvchan kuchlanish va toklar bilan ishlaganda, biz $P=V*I$ tenglamasini umumiy lashtirib, o'rtacha quvvat tushunchasini kiritishga majbur bo'lamiz, lekin shunda ham bu tenglama oniy quvvat uchun ishlatilsa to'g'ri bo'laveradi.

⁴ Katta chastotalar va kichik impedanslar ko'lamlarida bu to'g'ri emas va biz bu to'g'risida keyinroq IX bobida gapiramiz. Bizdagi hol uchun buni yaxshi aproksimatsiya desa bo'ladi.



1.2.-rasm. Umumiy rezistor turlari. Tepa qatordagi rezistorlar chapdan o'ng tomonga qarab (simli keramik katta quvvatli rezistorlar): 20W (shisha emalli), 30W shisha emalli, 5 W va 20W montajli pinlari bilan. O'rta qator (simli katta quvvatli rezistorlar): 1W, 3W va 5W aksial keramik; 5W, 10W, 25W va 50W "Dale-type" so-vutiladigan rezistorlar. Pastki qator: 2W, 1W, 0,5W, 0,25W va 0,125Wli karbon kompozitsiyali re-zistorlar; yupqa plyonkali yuza montajda ishlatiladigan rezistorlar (2010, 1206, 0805, 0603 va 0402 o'lchamlarida); yuza montaji uchun ishlatiladigan rezistor to'plamlari; 6-, 8- va 10-pinli yagona korpusli rezistorlar to'plami; ikki liniyalik korpusli to'plam. Quyidagi rezistorlar juda keng tarqalgan RN55D 0,25W, 1% metall plyonkali turiga kiradi; shuningdek, bir juft Victoreen turidagi katta qarshilikli rezistorlar (shisha, 2GΩ; va keramik 5GΩ) mavjud.

1.2.2. Kuchlanish va tokning o'zaro bog'liqligi: rezistorlar

Ushbu bo'limda V kuchlanishga o'zaro bog'liq bo'lgan I tok xarakteristikasini yaratib, uni ishlatish bilan tanishamiz. Rezistorlar (I tok V kuchlanish bilan oddiy proporsional bog'langan), kondensatorlar (I tok V kuchlanishning o'zgarish tezligiga proporsional), diodlar (I tok faqat bir yo'nalishda oqadi), termistorlar (qarshiligi temperaturaga bog'liq rezistor), tenzosensor (qarshiligi mexanik ezilishga bog'liq rezistor) ularga misol bo'lishi mumkin. Biz bu noyob qurilmalardan biri bo'lgan; lekin juda keng tarqalgan (va juda ko'p miqdorda ishlatiladigan) sxemalar elementi, rezistorlarni (1.3-rasm) o'rganishga kirishmoqdamiz.



1.3-rasm. Rezistor.

A. Qarshilik va rezistorlar

Tabiatda bir qiziq hodisa borki, metall o'tkazgich (yoki boshqa o'tkazgich materiallar) orqali oqib o'tgan tok qiymati shu o'tkazgichga berilgan kuchlanish qiymatiga proporsional bo'ladi. Ya'ni kuchlanish qiymati ortishi bilan tok qiymati ham proporsional ravishda oshadi. (Metall sim o'tkazgichlariga kelganda ulardagi "kuchlanish tushuvi" juda kichik bo'ladi). Bu hodisa barcha jismlar uchun universal qonun emas, albatta. Misol uchun, neon gaz lampasidagi tok kuchlanishga nisbatan o'ta noxiziq funksional tobelikka ega (lampaga berilgan kuchlanish ma'lum qiymatga yetmagunga

qadar nolga teng va shu “yondirish” qiymatiga yetganida tok keskin ortib ketadi). Shunga o‘xshash hodisalar diod, tranzistor, gaz to‘ldirilgan lampalar kabi turli elektron qurilmalarda ham sodir bo‘ladi. Rezistorlar elektr o‘tkazuvchanligi turlicha bo‘lgan o‘tkazgich materiallardan yaratiladi. Bular karbon (uglerod), yupqa metall yoki karbon plyonkalar yoki o‘tkazuvchanligi katta bo‘lmagan simlardir. Rezistorlar qarshiligi bilan o‘zaro farqlanadi:

<i>Ko‘paytiruvchi</i>	<i>Prefiks</i>	<i>Belgisi</i>	<i>Kelib chiqishi</i>
10^{24}	<i>yotta</i>	Y	Lotin alifbosining oxirgi harfi, yunoncha <i>iota</i> ga o‘xshab ketadi
10^{21}	<i>zetta</i>	Z	Lotin alifbosining oxirgi harfi, yunoncha <i>zeta</i> ga o‘xshaydi
10^{18}	<i>exa</i>	E	Yunoncha hexa (olti: 1000ning oltinchi darajasi)
10^{15}	<i>peta</i>	P	Yunoncha penta (besh: 1000 ning beshinchi darajasi)
10^{12}	<i>tera</i>	T	Yunoncha teras (maxluq)
10^9	<i>giga</i>	G	Yunoncha gigas (gigant)
10^6	<i>mega</i>	M	Yunoncha megas (ulkan)
10^3	<i>kilo</i>	k	Yunoncha khilioi (ming)
10^{-3}	<i>milli</i>	m	Lotincha milli (ming)
10^{-6}	<i>micro</i>	μ	Yunoncha micros (kichkina)
10^{-9}	<i>nano</i>	n	Yunoncha nanos (pakana)
10^{-12}	<i>pico</i>	p	Italyancha/ ispancha <i>riccolo/pico</i> (kichkina)
10^{-15}	<i>femto</i>	f	Daniyacha/Norvegcha femten (o‘n besh)
10^{-18}	<i>atto</i>	a	Daniyacha/Norvegcha atten (o‘n sakkiz)
10^{-21}	<i>zepto</i>	z	Lotin alifbosining oxirgi harfi zettaning oynadagi aksi
10^{-24}	<i>yocto</i>	y	Lotin alifbosining oxirgi -1 harfi yottaning oynadagi aksi

Prefikslar fan va texnikada o‘lchash birliklarini masshtablash uchun universal ko‘rsatkich sifatida ishlatiladi. Ularning etimologik kelib chiqishi bahslarga sabab bo‘lgan va tarixiy jihatdan o‘zgarmaydi deb bo‘lmaydi. O‘lchov birligi yozilganida birlik belgisi bilan prefiks orasida bo‘sh masofa qoldirilmaydi. Birlik belgisi va prefiksda katta va kichik harflarni adashtirmang (ayniqsa, m va M harflarini): 1mW bir millivatt; 1MHz megagers yoki bir million gers. Umuman olganda, kelib chiqishi shaxs nomidan bo‘lsa ham, birliklar kichik harflarda yoziladi. Birliklar o‘zi yoki prefiks bilan yozilganida katta harflar ishlatilmaydi, katta harflar faqat birlik belgisida bo‘lishi mumkin. Demak: gers va kilogers, ammo Hz kHz; vatt, millivatt va megavatt, ammo W, mW va MW bo‘ladi.

$$R = V/I \quad (1.2)$$

Bunda, R omlarda, V voltlarda va I amperda o‘lchanadi. Bu formula Ohm qonuni deb ataladi. Juda keng ishlatilib kelinadigan rezistorlarning (metall oksid plyonkali, metall plyonkali yoki karbon kompozitsiyasili rezistorlar) qarshiligi 1 Om (1Ω)dan 10 megaomgacha ($10\text{ M}\Omega$) bo‘ladi. Rezistorlarning boshqa muhim ko‘rsatkichlaridan biri quvvati bo‘ladi. Rezistor quvvatni atrof muhitga ishqilik shaklida tarqatishini nazarda tutsak, rezistorning quvvati o‘ziga zarar yetkazmasdan tarqatgan quvvati deb tushiniladi. Misol uchun, quvvati 2W bo‘lgan rezistor shu quvvatni atrof muhitga tarqatib, uzoq muddat ishlashi mumkin. Eng ko‘p ishlatiladigan rezistorlarning quvvati 0,25 W yoki 0,125W bo‘ladi⁵. Bundan tashqari, rezistorlar aniqlik, temperatura koeffitsienti, kuchlanish koeffitsienti (rezistor R qarshiligining V berilgan kuchlanishga bog‘liqlik darajasi), shovqinlar va maksimal

⁵ Chip rezistorlar o‘lchamlari va yuzaki montaj uchun mo‘ljallangan komponentlar to‘rt xonali kodlar bilan belgilanadi. Bu kodlarda raqamlar juftlari o‘lchamni bildiradi: 0.001” (0.25 mm). Misol uchun: 0805 o‘lchamli rezistorning real o‘lchami 2mm x 1.25 mm yoki 80 mil x 50 mil (1 mil = 0.001”) bo‘ladi; balandligi alohida belgi bilan beriladi. Bu oddiy belgilash sxemasida

ishchi kuchlanishi, vaqt davomidagi mo'tadilligi, induktivligi kabi parametrlar bilan ham farqlanadi. Rezistorlarga bag'ishlangan ilova hamda Ix-bobi va C-ilovada keltirilgan ma'lumotlarga qarang. 1.2-rasmda rezistorlarning barcha turlari ko'rsatilgan. Rezistor kuchlanishni tokka va tokni kuchlanishga aylantirish uchun ishlatiladi. Bu juda qo'pol o'xshatish bo'lsa ham, to'g'ri tushuncha ekanligiga tezda ishonch hosil qilasiz.

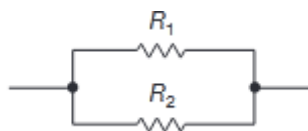
B. Rezistorlarning ketma-ket va parallel ulanishi



1.4-rasm.

Rezistorlarni ketma-ket ulasangiz doim kattaroq qarshilik olasiz (1.4-rasm.):

$$R = R1 + R2 \quad (1.3)$$



1.5-rasm.

Parallel ulangan ikkita rezistorning qarshiligi (1.5-rasm.):

$$R = \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2} \quad (1.4)$$

Rezistorlarni parallel ulasangiz doim kichikroq qarshilik olasiz. Qarshilik omlarda o'lchanadi. Amalda rezistor qarshiligi 1000 Ω (1k Ω) dan katta bo'lsa (Ω) belgisini tushirib qo'yamiz. Demak, qarshiligi 10 k Ω bo'lgan rezistor 10 k, 1 M Ω esa 1M(yoki 1 meg.)⁶ shaklida yoziladi. Sxemalarda Ω belgisi ham ko'p hollarda tushirib qolinadi.

REZISTORLAR

Rezistorlarni chindan ham har yerda uchratish mumkin. Ularning ishlatish sohasi qancha ko'p bo'lsa turlari ham shuncha ko'p. Rezistorlar kuchaytirgichlarda aktiv yuklama bo'lib, siljitish va teskari bog'lanish zanjirlarida ishlatiladi. Kondensator bilan qo'shilganida vaqt konstantalari yaratiladi va filtr sifatida ishlaydi. Ular ishchi tok va signal qiymati o'rnatish uchun ishlatiladi. Katta quvvatli sxemalarda rezistorlar, quvvatni issiqlik dissipatsiyasi hisobiga, kuchlanishni kamaytirish, tokni o'lchash va quvvat manbai olingandan so'ng kondensatorni razryad qilish uchun ishlatiladi. Pretsezion sxemalarda tok qiymatini o'rnatish, kuchlanishlarning aniq nisbatini o'rnatish va kuchaytirish koeffitsientining qiymatini o'rnatish uchun ishlatiladi. Katta kuchlanishli sxemalarda ular kuchlanishni o'lchash va ketma-ket ulangan diodlar yoki kondensatorlardagi kuchlanish tushuvlarini tenglashtirish uchun ishlatiladi. Radiochastotali (RF) sxemalarda ular rezonans konturlarining chastota ko'lamini o'rnatadi va, hatto, induktiv g'altaklarning sim o'ralgan asosi sifatida ishlatiladi.

yana bir adashtiradigan muammo bor: o'lchamlar metrik sistemada ham berilgan bo'lishi mumkin (ko'p hollarda bundan ogohlantirilmaydi!): undagi o'lchov birligi 0.1 mm:"0805" (English) belgisi "2012" metrik belgiga to'g'ri keladi.

⁶ Ommabop "xalqaro" alternativ belgilashda o'nlik nuqtasi olib tashlanib o'rniga birlik ko'paytiruvchisining belgisi qo'yiladi, demak 4k7 yoki 1M0. 2.2 Ω rezistor 2R2 shaklida bo'ladi. Bu turdagi belgilanish sxemalari kondensator va induktiv g'altaklar uchun ham qo'llaniladi.

Mavjud rezistorlarning qarshiliklari 0.0002Ω dan $10^{12} \Omega$ gacha, standart quvvatlari 0.125 vatt-dan 250 vattgacha va qarshiligining aniqligi 0.005%dan 20%gacha bo'ladi. Rezistorlar metall plyonkalardan, metall-oksid plyonkalardan yoki karbon (uglerod) plyonkalaridan ishlab chiqariladi; karbon kompozitsiyasi yoki keramik kompozitsiyasidan quyiladi; metall folga yoki sim-dan izolyasion asosga o'raladi; maydon effektli tranzistor (FET)larga o'xshash yarimo'tkazgichli element shaklida ishlab chiqariladi. Keng tarqalgan rezistorlarning turlari karbondan, metall dan yoki oksid plyonkalardan yaratiladi va ikkita keng tarqalgan "korpusda" bo'ladi: silindrik, ulash simlari o'qidan chiqarilgan, turlari (odatda metall plyonkali 1% 0.25W RN55D rezistorlar⁷) va ulardan ancha kichik yuzaki montaj uchun mo'ljallangan "chip rezistorlar". Keng tarqalgan rezistorlarning qarshilik aniqligi 5%, 2% va 1%, standart qarshiliklar ko'lami 1Ω dan $10 M\Omega$ gacha bo'ladi. Rezistorlarning 1%li turlari dekadada 96 nominal qiymatga ega bo'ladi, 2% va 5%li turlari esa 24 qiymatlardan iborat (C-ilovaga qarang). 1.2-rasmda keng tarqalgan rezistorlarning ko'rpuslari ko'rsatilgan.

Rezistorlarni ishlatish shunchalik osonki, ular to'g'risida o'ylab ham o'tirilmaydi. Ular mukammal bo'lmaydi, lekin ularning kamchiliklaridan xabardor bo'lishingiz kerak. Ularning prinsipial kamchiligi qarshiligining temperatura, kuchlanish, vaqt va namlik ta'sirida o'zgarishi bo'ladi. Boshqa kamchiliklari ularning induktivligi bilan bog'liq (bu kamchilik o'zini yuqori chastotalarda ko'rsatadi). Katta quvvatli sxemalarda o'ta qiziydigan nuqtalar yaratishi va kam shovqinli sxemalarda shovqin signallarini generatsiya qilishi ham shu kamchiliklari qatoriga kiradi.

1- masala. Qarshiligi 5Ω va 10Ω bo'lgan ikkita rezistoringiz bor. Ular ketma-ket va parallel ulanganida qarshiliklari qanday bo'ladi?

2-masala. Formulalarni rezistorlarning ketma-ket va parallel ulangandagi qarshiligini ifodalashini isbotlab bering.

3-masala. Qarshiliklari har xil qiymatga ega rezistorlarni parallel ulaganda ularning umumiy qarshiligi quyidagicha bo'lishini ko'rsating:

$$R = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \dots}$$

Elektronikaga yangi kirib kelganlar rezistorlarni parallel ulashda murakkab algebrani ishlatish yoki elektronikani tushunishga harakat qilmaydilar va intuitsiya hamda soddalashtirilgan oson va qisqa yo'llarni qidiradilar. Quyida qisqa va foydali maslahat beramiz:

1-usul. Qarshiligi katta rezistor kichik qarshilik bilan ketma-ket (parallel) ulanganda qarshiliklari kattasiga (kichigiga) yaqin bo'ladi. Demak, sizga kerak bo'lgan qarshilikni yaratish uchun rezistorlarning o'zaro ketma-ket va parallel ulab qiymatini "sozlaysiz": ya'ni qarshilikni kattalashtirish uchun siz qarshiligi kerak bo'lgan qiymatdan kichik bo'lgan rezistorga ketma-ket (ancha kichik) bo'lgan qarshilikni ulaysiz va shu bilan qarshilik kamomatini to'ldirasiz; qarshilikni kichiklashtirish kerak bo'lsa qarshilik qiymati kerakligidan katta bo'lgan rezistorni tanlab, unga, qarshiligi (ancha katta bo'lgan), rezistorni parallel ulaysiz. Keyinchalik siz quyidagi tahminiy proporsiyani ishlatishingiz mumkin – rezistor qarshiligini 1%ga kamaytirish kerak bo'lsa, qarshiligi 100 barobar katta rezistorni tanlab, parallel ulang⁸.

2-usul. Siz qarshiligi 5k rezistorni qarshiligi 10k rezistor bilan parallel ulamoqchisiz. 5k rezistorni ikkita parallel ulangan 10k rezistor deb olsangiz, sizning sxemangiz uchta parallel ulangan 10k

⁷Tarixan 0.125 vatt standarti RN55 xarbiy ehtiyojlar muvofiq bo'lgan ("MIL-spec"), ammo 0.25 vattli standart CMF-55 sanoat ehtiyojlarida ishlatiladi

⁸ Shunda qarshilikning xatoligi 0.01% bo'ladi.

rezistordan yig'ilgan desangiz bo'ladi. Ammo, qarshiligi teng bo'lgan n rezistor parallel ulansa, sxemaning qarshiligi rezistorlar qarshiligining $1/n$ qismiga teng bo'ladi. Demak, javob $10 \text{ k}/3 = 3,33 \text{ k}$. Bu qoida juda qulay, siz murakkab deb hisoblagan qarshilikni osongina miya harakati bilan topishingiz mumkin.

Elektronikaga yangi kirib kelganlar orasida barcha parametr qiymatlarini hisoblab aniqlashga ishqibozlik bo'ladi. Bunga qulay kalkulyatorlar ham undab turadi. Bunday urinishlarga kirishib ketishning oldini oladigan elektronikada mavjud bo'lgan ikkita omil bor: 1) komponentlarning parametrlari chegaralangan aniqlikka ega (oddiy rezistor qarshiligi $\pm 5\%$ yoki $\pm 1\%$ aniqlikka ega; kondensatorlar uchun $\pm 10\%$ va $\pm 5\%$) tranzistorning xarakteristikalarini ko'p hollarda ikkilamchi ahamiyatga ega bo'ladi; 2) komponentlar parametrlarining aniqligiga befarq bo'lgan sxema Yaxshi loyiha deb hisoblanadi (albatta, barcha hollarda emas). Komponentlar parametrlarini xotirangizda tahminan aniqlab o'rnatangiz, yaratayotgan sxemangizning ishlashini intuitiv tezroq tushinib olasiz. Hisob yo'li bu jarayonni uzaytirib yuborishi mumkin. Biz aniq bilamizki, ishni formula va tenglamalarga ishonishdan boshlagan odam uchun sxemalarda nima bo'layotganini tushunishdan uzoqlashishning eng to'g'ri yo'li bo'ladi.

Rezistorlar bilan ishlashda intuitiv yo'lni tanlagan ba'zi loyihachilar qarshilik tushinchasi o'rniga o'tkazuvchanlik tushunchasini ishlatishni qulay deb biladi. $G = 1/R$. Shunda tok, kuchlanish va o'tkazuvchanlik kattaliklarining o'zaro bog'liqligi $I = GV$ formulasi bilan ifodalanadi. Bu formula ham Ohm qonunining boshqa ko'rinishidir. Kichik qarshilik katta o'tkazuvchanlik bo'lib, kuchlanishga muvofiq tok ham katta bo'ladi. O'tkazuvchanlik kattaligi bilan ifodalanagan rezistorlarning parallel ulanishi quyidagi ifodani beradi: bir necha rezistor yoki o'tkazuvchan yo'llar yagona kuchlanish manbaiga parallel ulansa, tok ular orqali oqib o'tgan toklar yig'indisiga teng bo'ladi. Bundan zanjir o'tkazuvchanligi barcha o'tkazuvchanliklarning yig'indisiga teng bo'lishi ayon: $G = G_1 + G_2 + G_3 + \dots$, bu parallel ulangan rezistorlarning umumiy qarshiligini ko'rsatuvchi formulaning o'zginasi.

O'tkazuvchanlikni baholash uchun injenerlar muvofiq kattalik kiritishgan. O'tkazuvchanlikni simenslarda o'lchashni taklif etishgan. ($S = 1/\Omega$), mho belgisi bilan ham ma'lum (Ohmning teskari qiymati). O'tkazuvchanlik birligi izolyasiyani baholashda qulay kattalik bo'lib ko'rinsa ham⁹, sxemotexnikada kam qo'llaniladi. Injenerlar qarshilik bilan ishlashga odatlangan.

C. Rezistorlardagi quvvat

Rezistor (yoki boshqa qurilma) issiqlik shaklida nurlatib yubogan quvvat $P = IV$ formulasi bilan ifodalanadi. Ohm qonunidan foydalanib, quyidagi ekvivalent quvvat ifodalarini olishingiz mumkin: $P = I^2 R$ va $P = V^2/R$

1.5-masala. Kuchlanishi 15V bo'lgan batareyaga ulangan, qarshiligi 1k dan katta bo'lgan rezistorning quvvati 1/4 W oshmasligini ko'rsatib bering.

D. Kirish va chiqish

Deyarli barcha elektron sxemalarni tahlil qilganimizda biz uning kirishiga nima berilmoqda va chiqishidan nima olingani bilan qiziqamiz. Odatda sxemaning kirishiga berilgan kuchlanish va chiqishidan olingan muvofiq kuchlanish bizni qiziqtiradi.

Misol uchun, past chastotali tovush kuchaytirgichini olsak, uning chiqishidagi kuchlanish tebranishlarining qiymati kishiga berilgan kuchlanish tebranishlaridan 100 barobar katta bo'lishi mumkin. Bunday kuchaytirgichni ishlashini gapirganimizda, biz kuchaytirgich chiqishida o'lchangan

⁹ Millmannning jozibali teoremasining havaskorlari ham bor: unga muvofiq o'zaro ulangan rezistorlar (R_i) zanjirining har bir rezistor kirishiga (V_i) kuchlanishlari berilgan bo'lsa, chiqishidagi kuchlanish -

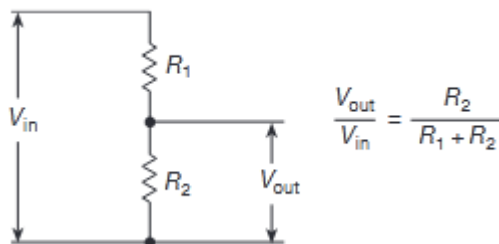
$$V_{out} = V_i G_i / \sum G_i, \text{ bunda } G_i - \text{o'tkazuvchanlik bo'ladi } (G_i = 1/R_i)$$

kuchlanish kirishiga berilgan kuchlanishdan qanchalik katta ekanligini nazarda tutamiz. Injenerlar odatda sxemaning N *uzatish koeffitsienti* – chiqish kuchlanishining kirishdagi kuchlanishga nisbati to‘g‘risida gapirishadi; yuqorida qayd etilgan tovush kuchaytirgichi uchun $N=100$. Keyingi boblarda biz kuchaytirgichlarni ko‘rib chiqamiz. Hozir esa, faqat rezistorlardan tashkil topgan, sxemalarning juda muhim qismi bo‘lgan *kuchlanish bo‘luvchisini* ko‘rib chiqamiz. Bu kichik sxemani siz “so‘ndiruvchi” deb ham atashingiz mumkin.

1.6-masala. (Qiziquvchilar uchun opsion masala.) New York Cityga 10^{10} vatt, kuchlanishi 115 volt elektr energiyasi kerak (bunga qo‘shimcha, 10 million shaharlikning har biri o‘rtacha 1 kilovatt energiya iste‘mol qiladi). Og‘ir quvvat kabelining diametri bir inch (dyuym). Shu energiyani diametri 1 foot bo‘lgan toza mis sim orqali ta‘minlanadigan bo‘lsa nima bo‘lishini hisoblab bering. Mis simning qarshiligi $0.05 \mu\Omega$ ($5 \times 10^{-8} \text{ Om}$)/foot, quyidagilarni hisoblang: a) mis simning bir foot uzunligida qancha energiya yo‘qoladi " *$I^2 R$ yo‘qotish*"; b) 10^{10} vatt quvvatni to‘liq yo‘qolishiga simning uzunligi qancha bo‘lishi kerak? c) sim shunda qanday temperaturagacha qiziydi agar $\sigma = 6 \times 10^{-12} \text{ W/K}^2 \text{ cm}^2$ bo‘lsa. Agar hisoblarni to‘g‘ri bajarsangiz natijasi mantiqsiz bo‘lib ko‘rinadi. Bu boshqotirmaning yechimi nimada?

1.2.3 Kuchlanish bo‘luvchilari

Endi kuchlanish bo‘luvchilari to‘g‘risida gaplashamiz. Kuchlanish bo‘luvchilari elektron sxemalarning juda keng tarqalgan qismidir. Qanday elektron sxemani ko‘rmang, unda bir necha kuchlanish bo‘luvchilarini ko‘rsatib berishimiz mumkin. Soddaroq qilib tushuntirsak, kuchlanish bo‘luvchisi bu kirishiga berilgan kuchlanishni kerakli bo‘lgan qismini chiqishiga uzatib beradigan sxema zanjiri bo‘ladi. Kuchlanish bo‘luvchisining eng sodd ko‘rinishi 1.6-rasmda ko‘rsatilgan.



1.6-rasm. Kuchlanish bo‘luvchisi. Kirishiga berilgan V_{in} kuchlanishning kichik bir qismi V_{out} chiqishiga beriladi.

Buni bilish muhim: injenerlar bunga o‘xshash zanjirlarni chizganida chap tomondagi V_{in} kuchlanishi zanjirning kirishiga beriladigan kuchlanish bo‘ladi va o‘ng tomondagi V_{out} sxemada kuchlanishni bo‘lish natijasida olingan qiymat chiqish kuchlanishi bo‘ladi. Shu kuchlanishni o‘lchashingiz mumkin. Odatda signal doim chapdan o‘ngga qarab oqadi, kirish kuchlanishi “in” va chiqish kuchlanishi “out” bilan belgilanadi.

V_{out} nima? Uni aniqlash uchun ketma-ket ulangan qarshiliklar orqali oqayotgan tok qiymatin ifodalanadi (kuchlanish bo‘luvchisining yuklamasi yo‘q deb hisoblaymiz).

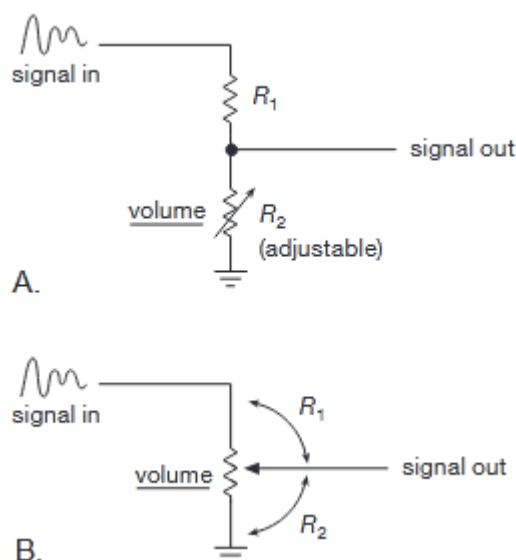
$$I = \frac{V_{in}}{R_1 + R_2}$$

Formulani yozishda ketma-ket ulangan rezistorlar orqali oqib o‘tgan tokni ifodaladik. Shunda R_2 rezistoridagi kuchlanish tushuvi chiqish kuchlanishi bo‘lib, quyidagicha ifodalanadi:

$$V_{out} = IR_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{in}$$

Chiqish kuchlanishi doim kirish kuchlanishidan kichik (yoki teng) bo‘ladi va shu sababdan bunday sxematik zanjir kuchlanish bo‘luvchisi deb ataladi. Agar rezistorlardan biri negativ qarshilik-

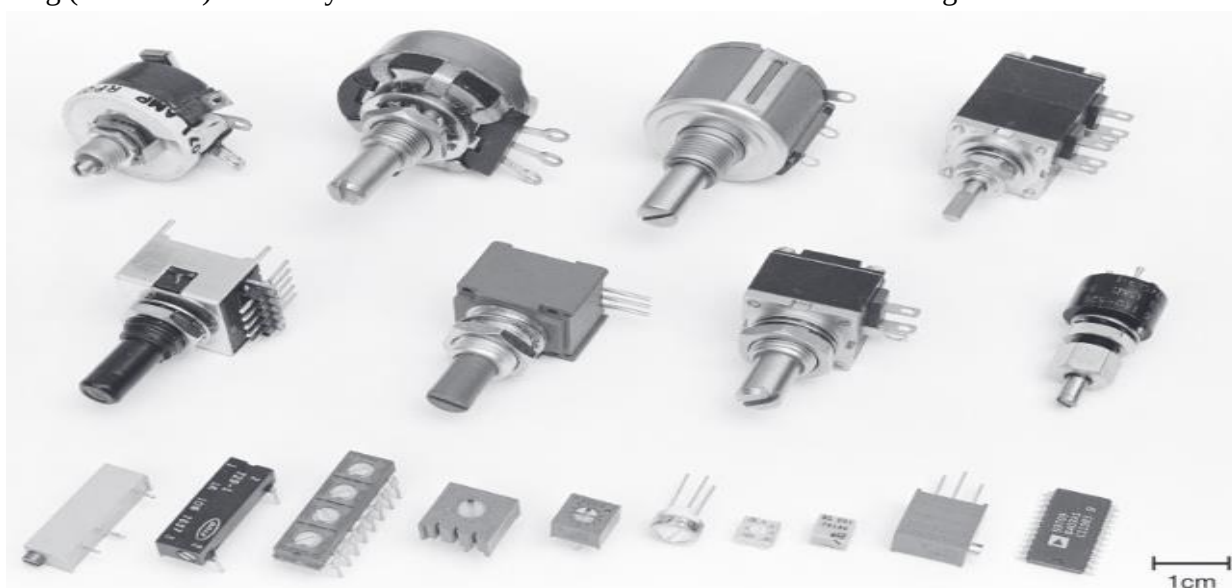
ka ega bo'lsa kuchlanish kuchaytirgichini yaratishingiz mumkin (chiqish kirishdan katta). Bu noreal bo'lib eshitilsa ham shunday qurilmalarni, misol uchun tunnel diodini ishlatib negativ qarshilik olish mumkin (manfiy impedansli konverter to'g'risida kitobning §6.2.4ga qarang). Tunnel diodining volt-ampere xarakteristikasida manfiy qarshilikli qismi ham mavjud.



1.7-rasm.

Chiqish kuchlanishi o'zgartiriladigan kuchlanish bo'luvchilari ketma-ket ulangan rezistorlar bilan hamda qarshiligi o'zgartiriladigan trimmer yoki potensiometrda yaratilishi mumkin. Bunday potensiometrlar o'rniga zamonaviy sxemalarda siz qarshilik qiymatlari o'zaro teng bo'lgan va ketma-ket ulangan rezistorlarni va ularning ulangan joylari elektron kommutatorga ulanganini ko'rishingiz mumkin. Bunday kuchlanish bo'luvchisining har bir chiqishidan chiqish kuchlanishini olishingiz mumkin; bu ancha murakkabdek tuyulsa ham, afzalliklardan xoli emas: siz kuchlanish qiymatini elektronika vositasida boshqarishingiz mumkin (avval mexanik usulda boshqarilgan).

Ko'p hollarda kuchlanish bo'luvchilari katta kuchlanishning bir qismini olib, keyingi qurilmalarga uzatish uchun ishlatiladi. Misol uchun, V_{in} o'zgaruvchan kuchlanish bo'lsa (1.7a-rasm) siz kuchlanish boshqarish sxemasini yaratishingiz mumkin, bunda, ba'zi hollarda, bitta potensiometring (1.7b-rasm) o'zi kifoya bo'ladi. Potensiometr turlari 1.8-rasmda keltirilgan.



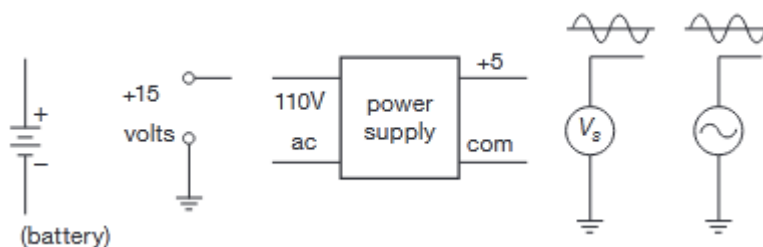
1.8-rasm.

Sxemalarni tahlil qilganda, ko'p hollarda sodda kuchlanish bo'luvchisi sifatida so'z yuritish mumkin. Misol uchun, kichik kuchlanish va katta qarshilik bilan kuchaytirgichning chiqishini yoki kichik qarshilik bilan qaytargich sxemalarini ta'riflash mumkin. Bunga, quyida ko'riladigan Thevenin teoremasidan so'ng ishonch hosil qilishingiz mumkin. Undan avval kuchlanish va tok manbalari haqida gapirib o'tish kerak bo'ladi.

1.8-rasmda keng tarqalgan potensiometr turlari keltirilgan. Yuqoridan pastga, chapdan o'ngga (panelga o'rnatiladigan turlari): katta quvvatli va o'ralgan simli, "AB turi" 2W karbon kompozitsiyali, 10 ta buraladigan o'ralgan simli/plastik gibridi, juftlangan potensiometr. O'rta qatorda (panelga montaj qilinadigan turlari): optik enkoder (ko'p marta buraladigan, bir buralishida 128 sikl), bir marta buraladigan metallokeramikali, vint bilan bir marta buraladigan blokirovkali potensiometr turlari. Pastki qator (plataga montaj qilinadigan trimmerlar): yonidan ko'p buraladigan potensiometrning ikki turi, to'rtta potensiometr bir marta buraladigan plataga montaj qilinadigan, 3/8" (9.5 mm) kvadrat o'lchamli bir marta buraladigan, 1/4" (6.4 mm) kvadrat shaklidagi bir marta buraladigan, 1/4" (6.4 mm) doira shaklidagi bir marta buraladigan, 4mm kvadrat bir marta buraladigan plataga yuzaki montaj qilinadigan potensiometr, yuzaki montaj qilinadigan 4mm kvadrat bir marta buraladigan potensiometr, 3/8"(9.5 mm) kvadrat shaklidagi ko'p buraladigan potensiometr, ikki juft 256 qadamli integral potensiometr (E²ROT) 24 pinli kichik planar integral sxema.

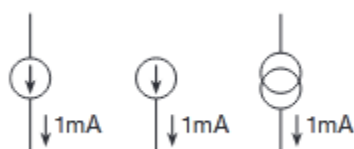
1.2.4 Kuchlanish va tok manbalari

Ulangan yuklama qarshilik qiymati o'zgarishlaridan qat'iy nazar, ikki chiqish terminallari oraliq'ida o'rnatilgan kuchlanishi qiymati o'zgarmasdan turadigan qora quti ajoyib *kuchlanish manbai* bo'ladi. Bu qurilmaning ikki terminaliga R rezistori ulanganida $I = V/R$ tok oqa boshlaydi. Real kuchlanish manbai chegaralangan qiymatdagi tokni bera oladi va uni ideal kuchlanish manbaiga ketma-ket ulangan kichik qarshilik sxemasida ko'rish to'g'ri bo'ladi. Albatta, ketma-ket ulangan qarshilik qiymati qancha kichik bo'lsa, shuncha yaxshi bo'ladi. Misol uchun, standart ishqorli batareya 9V kuchlanish berib, qarshiligi 3Ω (batareyaning ichki qarshiligi), 3A tok bera oladi (batareyaning terminallari qisqa tutashtirilganida). Lekin batareyaning umri bir necha minutda tugaydi. Kuchlanish manbai chiqish terminallari hech qanday yuklamaga ulanmagan yoki ochiq zanjirni "xush ko'radi" va qisqa tutatilishini "yomon ko'radi". Demak, "ochiq zanjir"da kuchlanish manbai terminallariga hech narsa ulanmagan bo'ladi, "qisqa tutashuvda" terminallar qalin mis sim bilan tutashtirib qo'yilgan zanjirni bildiradi. Kuchlanish manbalari 1.9-rasmdagi keltirilgan shartli belgilar bilan sxemalarda ko'rsatiladi.



1.9 -rasm.

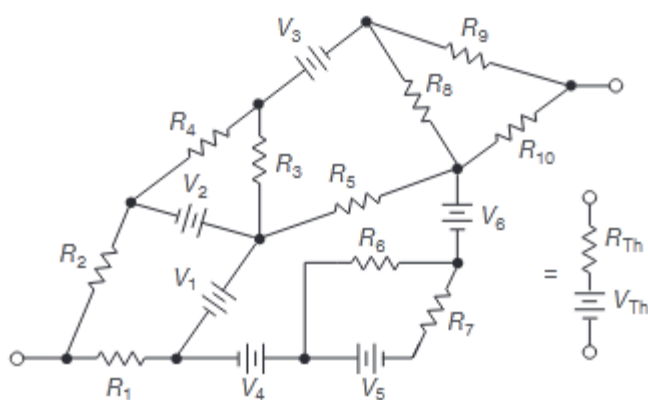
Kuchlanish manbalari o'zgarmas (dc) va o'zgaruvchan (as) bo'lishi mumkin. Ulangan yuklama qarshiligi hamda kirish kuchlanishi o'zgarishidan qat'iy nazar o'rnatilgan tok qimatini mo'tadil berib turadigan ikki terminalli qora quti *tok manbai* deb ataladi. Tok manbai tok berishi uchun uning ikki terminallariga kuchlanish tushuvi beriladi. Real tok manbalari (ko'p darsliklarda kamsitilgan qurilma) terminallariga chegaralangan kuchlanish berish mumkin va ular yuklamaga beradigan tok mutlaq stabil bo'lmaydi. Tok manbai terminallarining qisqa tutashuvini "xush ko'radi" va ochiq zanjirni "xush ko'rmaydi". Tok manbaining sxemalardagi shartli belgisi 1.10-rasmda ko'rsatilgan.



1.10–rasm. Tok manbaining shartli belgisi.

Batareyani kuchlanish manbaining namunasi sifatida ko‘rish mumkin, lekin tok manbai uchun bunday analog mavjud emas. Misol uchun fotografiyada oniy kuchli yorishtirish uchun ishlatiladigan chaqmoq lampalardagi batareyaning kuchlanishi 1,5 V va ekvivalent ichki qarshiligi 0,25 Ω , energetik sig‘imi 10000 Ws bo‘ladi. Bu batareyalar tezda ishdan chiqadi va umrining yakunida kuchlanishi 1,0V va ichki qarshiligi bir necha omga teng bo‘lib qoladi. Lekin juda sifatli va yaxshi xarakteristikalariga ega kuchlanish manbaini yaratish murakkab ish emas. Bu haqida 9-bobda gap yuritamiz. Bundan tashqari, portativ elektron qurilmalarda batareyalar kam ishlatiladi.

1.2.5 Theveninning ekvivalent sxemasi



1.11-rasm. Theveninning ekvivalent sxemasi.

Thevenin teoremasiga muvofiq¹⁰ rezistor va kuchlanish manbalaridan tashkil topgan barcha murakkab zanjirli sxema yagona rezistor va yagona kuchlanish manбайдan tashkil topgan sxemaga ekvivalentdir. Bu juda ajoyib tenglik. Murakkab sxemadagi barcha rezistorlar yagona rezistor bilan va barcha kuchlanish manbalari yagona kuchlanish manbai bilan almashtirilishi mumkin ekan (1.11-rasm). Boshqa bir teorema ham bor. Bu Norton teoremasi. Unga muvofiq rezistor va tok manbalaridan tashkil topgan murakkab sxemani yagona tok manbai va unga parallel ulangan yagona rezistor-dan tashkil topgan ekvivalent sxema bo‘ladi.

Qanday qilib Thevenin ekvivalent sxemasini yaratish mumkin? Juda oson. Theveninning ekvivalent sxemasi ekvivalent kuchlanish V_{Th} ekvivalent sxemaning yuklanmagan ochiq zanjirli kuchlanishi bo‘ladi; agar ikkita sxema o‘zaro bir xil bo‘lsa, kuchlanish ochiq zanjirli sxemaga qarashli bo‘lishi shart (kuchlanish qiymatini hisob yo‘li bilan yoki o‘lchab aniqlasa bo‘ladi). So‘ng ekvivalent sxemaning qarshiligini R_{Th} qisqa tutashuv tokidan foydalanib, V_{Th}/R_{Th} formulasi yordamida aniqlaysiz. Demak,

$$\begin{aligned} V_{Th} &= V \text{ (ochiq zanjir holatida)} \\ R_{Th} &= \frac{V(\text{ochiq zanjir})}{I(\text{qisqa tutashgan zanjir})} \end{aligned} \quad (1.7)$$

¹⁰ Qiziqqanlar uchun biz D-ilovada teoremaning isbotini keltirganmiz.

Teoremani yaxshi tushunish uchun, usulni kuchlanish bo'luvchisiga qo'llab ko'raylik. Thevenin ekvivalent sxemasining ko'rsatkichlari:

1. Ochiq zanjir kuchlanishi quyidagicha aniqlanadi:

$$V = V_{in} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

2. Qisqa tutashuv toki:

$$I = \frac{V_{in}}{R_1}$$

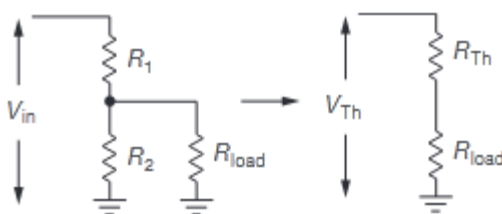
Demak, Thevenin ekvivalent sxemasi, quyidagi parametrlarga ega kuchlanish manbai bo'ladi:

$$V_{Th} = V_{in} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (1.8)$$

va unga ketma-ket ulangan rezistor qarshiligi:

$$R_{Th} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (1.9)$$

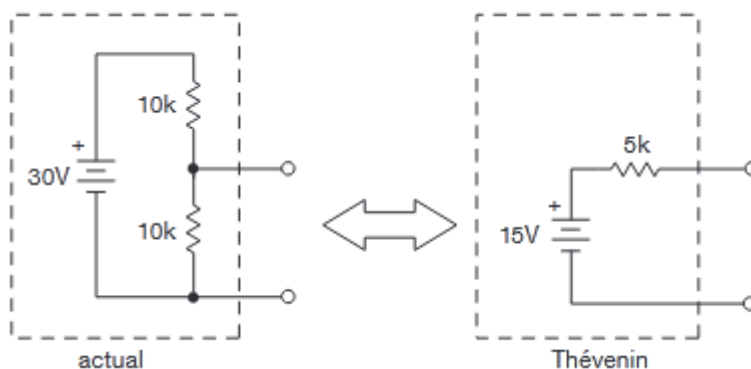
Bu formula parallel ulangan R_1 va R_2 rezistorlarning qarshiligining aniqlash formulasiga o'xshab ketadi, lekin farqi bor.



1.12-rasm. Yuklangan kuchlanish manbaining Thevenin ekvivalent sxemasi.

Kuchlanish bo'luvchisi yaxshi kuchlanish manbai emasligi keltirilgan misoldan ko'rinib turibdi. Yuklama qarshiligi ulanganida kuchlanish bo'luvchisining chiqish kuchlanishi keskin tushib ketadi. 1.10-misolga qarang. Siz kuchlanish bo'luvchisining chiqishiga yuklama qarshiligi ulanganida, uning chiqish kuchlanishi ancha pasayib ketishini bilib oldingiz. Thevenin ekvivalent sxemasidan foydalanib, kuchlanish bo'luvchisining chiqishiga yuklama qarshiligini ulang va yangi chiqish kuchlanishini hisoblang. Yangi sxema ham kuchlanish bo'luvchisining o'zginasi ekan (1.12-rasm).

1.10-masala. 1.12-rasmda keltirilgan sxemada $V_{in}=30\text{ V}$, $R_1=R_2=10\text{ k}$ berilgan. Quyidagilarni aniqlang: a) yuklama qarshiligi ulanmagan holdagi kuchlanish bo'luvchisining chiqish kuchlanishini; b) qarshiligi 10 k bo'lgan yuklama rezistori chiqishga ulangandagi kuchlanishni (R_2 va R_{load} rezistorlarni yagona qarshilik deb hisoblang); c) Thevenin ekvivalent sxemasini; d) yuklamali sxemaning Thevenin ekvivalent sxemasini (javob bir xil bo'lishi kerak); e) har bir rezistor qancha quvvatni issiqlik shaklida tarqatishini.



1.13-rasm. Kuchlanish bo'luvchisiga misol.

MULTIMETRLAR

Siz sxemalarda kuchlanish va tokni o'lchashingiz uchun juda ko'p turli o'lchash vositalari bor. Bulardan eng ajoyibi ossilloskop hisoblanadi: uning yordamida siz sxemaning turli nuqtalarida vaqt bo'yicha kuchlanishning o'zgarishlarini ko'rishingiz mumkin. Logik probe va logik analizatorlar raqamli sxemalar ishlashini tekshirish uchun mo'ljallangan maxsus asbobdir. Oddiy multimetr kuchlanish, tok, qarshilikni yaxshi aniqlikda o'lchash imkonini beradi: ammo tezkor natija bera olmagan sababli kerak bo'lgan kuchlanish o'zgarib turadigan bo'lsa o'ssilloskopning o'rnini bosa olmaydi. Multimetrylar ikki turda bo'ladi: pointerli (strelkali) va raqamli (displayda o'lchash natijasini ko'rsatadi). Standart (hozirgi kunda eng ko'p ishlatiladigan) VOM (volt-Om-milliammeter) multimetr shkala bo'yicha harakatlangan ko'rsatkich ishlatiladi (odatda shkalaning to'liq qiymati $50 \mu A$ bo'ladi). Bu o'lchash vositasining ichki tuzilishi bilan qiziqsangiz, boshqa elektrotexnika kitoblarida ularning aniq tasvirlarini ko'rishingiz mumkin; biz uchun uning mexanizmi simli g'altak va magnitdan tuzilganini ma'lum qilish yetarli. Kuchlanishni o'lchash uchun, VOMda harakatlantiruvchi tok oqish yo'lga ketma-ket rezistor ulanadi. Misol uchun, VOMlarning bir turida $20k$ qarshilikli rezistorni standart $50 \mu A$ li tokka mo'ljallangan mikroampurning g'altagi bilan ketma-ket ulab to'liq shkala 1 volt kuchlanishni o'lchashga sozlangan bo'ladi, ya'ni shunda uning o'lchash ko'lami 1 voltga teng bo'ladi; qiymati kattaroq kuchlanish ko'lami yaratish uchun muvofiq qarshiligi kattaroq rezistor ulanadi. Bunday VOM $20,000 \Omega/V$ ko'lamlari shkalaga ega deyiladi va bu $20k$ qarshilik qiymati tanlangan kuchlanish ko'laminin to'liq shkala kuchlanishi qiymatiga ko'paytirilganligini bildiradi. Tanlangan kuchlanish ko'lami uchun to'liq shkala ko'lami $1/20,000$ yoki $50 \mu A$ bo'ladi. Bunday voltmeter sxemada mavjud kuchlanishni o'lchash uchun qo'llanilsa, o'zining kattaroq ko'lamlari shkalasi ishlatilganida sxemaga ko'rsatgan ta'siri kamroq bo'ladi, chunki uning ichki qarshiligi sxemaning qarshiligidan kattaroq bo'ladi (voltmetrning ichki qarshiligini kuchlanish bo'luvchisining quyi bo'lagi deb qabul qilsangiz, sxemaning Thevenin ekvivalent qarshiligiga muvofiq o'lchashni yuqoridagi rezistorda bajargan bo'lasiz). Ideal voltmeterning ichki qarshiligi cheksiz bo'lishi kerak.

Zamonaviy multimetrylarda elektron kuchaytirgich ishlatilganligi tufayli, ular kuchlanish o'lchaganidagi ichki qarshiligi $10 M\Omega$ dan $1000 M\Omega$ gacha bo'ladi; ular o'lchash natijasini displayda raqam shaklida ko'rsatgani sababli raqamli multimetr deb ataladi (DMM – digital multimeter). Ogoh bo'ling: multimetrylarning eng sezgir o'lchash ko'lamlarida ichki qarshiliklari juda katta bo'ladi, ammo o'lchash ko'lami kattalashgani sari ichki qarshiligi kamayadi. Misol uchun, multimetrning $0.2 V$ va $2 V$ o'lchash ko'lamlarida ichki qarshiligi $10^9 \Omega$ bo'ladi, katta ko'lamlarda bo'lsa $10^7 \Omega$ bo'ladi. Multimetrylarni ishlatishdan avval spetsifikatsiyasi bilan yaxshilab tanishib chiqing! Ammo, o'lchash jarayonida multimetr sxemaga ko'rsatgan ta'siri arziyas darajada kichik bo'ladi, uni yuklamaydi desa bo'ladi. Kuchlanish bo'luvchisi tenglamasini ishlatib multimetr sxemaga ko'rsatgan ta'sirini hisoblab, aniqlasa bo'ladi. Tipik multimetrylarning kuchlanishni o'lchash ko'lamlari bir voltdan (ba'zi hollarda, kichikroq) kilovoltgacha (ba'zida kattaroq) bo'ladi. Odatda multimetrylarning tokni o'lchash imkonlari ham bo'ladi. O'lchash turi unda mavjud kommutator bilan amalga oshiriladi. Idealda tokni o'lchaydigan vositaning ichki qarshiligi nol bo'lishi kerak¹¹, chunki tok o'lchanadigan zanjirga multimetr ketma-ket ulanadi va uning ishlashiga ta'sir ko'rsatadi. Amalda, siz tok o'lchanadigan zanjirga VOM yoki raqamli multimetrdan o'nning bo'lagiga teng volt kuchlanish berib o'lchaysiz (uni ba'zilar "kuchlanish yuki" deb nomlashadi) va aniqlikka katta ta'sir ko'rsatasiz. Shu ikki tur multimetrylarda tokni o'lchash ko'lami ularning kirish terminallariga ketma-ket qarshiligi kichik bo'lgan rezistor ulash bilan yaratiladi. Shunda har bir ko'lami uchun tanlangan rezistor qarshiligida

¹¹ Bu, kirish (terminallari oralig'idagi) qarshiligi cheksiz bo'lishi kerak deb aytilgan ideal kuchlanish o'lchagichiga qo'yilgan talabning aksi ekanligi ko'rinib turibdi.

toliq ko'lam toki oqib o'tganda undagi kuchlanish tushuvi 0.1V dan 0.25V bo'lishi kerak: shu kuchlanish tushuvi muvofiq tok ko'rsatkichiga to'g'ri keladigan bo'ladi¹². Tipik multimetrlarda tokni o'lchash ko'lami 50 μA dan (yoki undan kichik) ampergacha (yoki katta) bo'ladi.

Multimetrlarda bitta yoki bir nechta batareya bo'ladi. Ular qarshilikni o'lchash uchun ishlatiladi. Buning uchun o'lchanadigan qarshilikka kichik tok berilib, hosil bo'lgan kuchlanish tushuvi o'lchanadi, qarshilikni o'lchash ko'lamlari 1 Ω dan (yoki undan kichik) 10 M Ω gacha (yoki undan katta) bo'ladi.

Muhim ogohlantirish: kuchlanish manbaining chiqishiga o'lchash vositasini ulab uning "tokini" o'lchashga urinmang; uning ichki qarshiligini ham o'lchamang. Bunda o'lchash vositasidan ayrilib qolasiz.

1.7-masala. 20000 Ω/V li o'lchash vositasi, 1V o'lchash ko'lamida, ichki qarshiligi 10k bo'l-gan 1V kuchlanish manbaiga ulasak, nimani ko'rsatadi? Ichki qarshiligi nol bo'lgan manbadan 10k -10k kuchlanish bo'luvchisiga 1V kuchlanish berilsa nimani ko'rsatadi?

1.8-masala. O'lchash ko'lami 50 μA bo'lgan mikroampermetrning ichki qarshiligi 5k. Tokni o'lchash ko'lamin 0-1 A qilish uchun unga ulanadigan shunt qarshiligi qiymatini aniqlang. Kuchlanishni 0-10V ko'lamida o'lchash uchun unga ketma-ket ulanadigan qo'shimcha qarshilikning qiymatini aniqlang.

1.9-masala. Raqamli multimetrlar, kuchlanishni o'lchash ko'lamlarida, ichki qarshiligi juda katta bo'lgani juda kichik tok qiymatlarini o'lchash uchun ishlatilsa bo'ladi (DMMning bunday tok qiymatlarini o'lchash ko'lami bo'lmasa ham). Misol uchun, siz qarshiligi 1000 M Ω bo'lgan izolyasiya orqali "sizib" o'tgan tok qiymatini o'lchamoqchi bo'ldingiz deylik (aslida kabel izolyasiyasidagi materiali tokni mutlaqo o'tkazmasligi kerak, ammo juda kichik qiymatlardagi "sizib" o'tadigan toklari bo'ladi). Sizning standart multimetringiz 2V ko'lamida ichki qarshiligi 10 M Ω , bunga qo'shimcha +10 V dc kuchlanish beradigan kuchlanish manbai bor. Izolyasiya qarshiligini aniq o'lchash uchun bu vositalarni qanday ishlatasiz?

1.10-masala. 1.12-rasmda keltirilgan sxemada $V_{in}=30\text{V}$ va $R_1=R_2=10\text{ k}$, quyidagilarni aniqlang: a) chiqishga yuklama ulanmagan holdagi kuchlanishni (ochiq-zanjir kuchlanishi); b) yuk-lama 10k bo'lgandagi chiqish kuchlanishini (shunda kuchlanish bo'luvchisida R_2 va R_{load} qarshiliklari yagona qarshilik deb qabul qilinadi); c) Thevenin ekvivalent sxemasini; d) ana shuni (b) talabi uchun, ammo Thevenin ekvivalent sxemasi ishlatilganida (kuchlanish bo'luvchisi bilan yakunlaysiz); javob b) javobiga muvofiq bo'lishi kerak); e) har bir rezistordagi quvvat dissipatsiyasi.

A. Ekvivalent manbaning qarshiligi va sxemaning yuklamasi

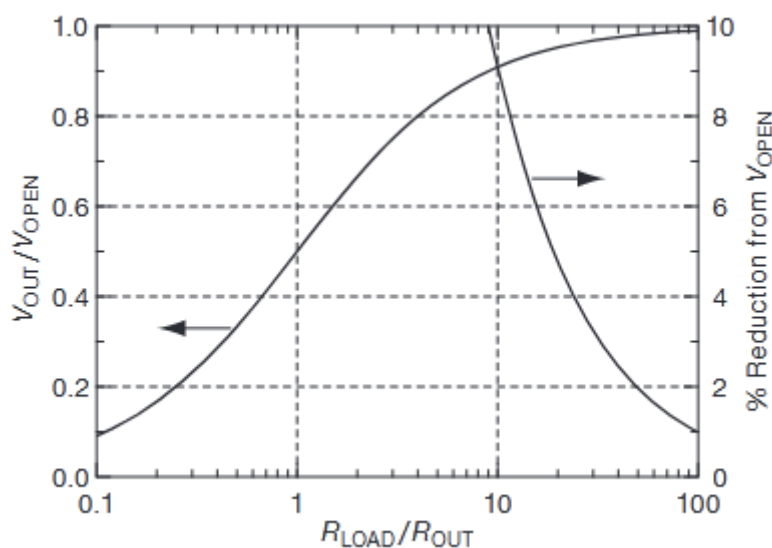
Belgilangan kuchlanishdan manba olgan kuchlanish bo'luvchisi kichikroq kuchlanish manbaiga ketma-ket ulangan qarshilikli sxemaga ekvivalent ekanligini yuqorida qayd qilingan matndan ko'rdingiz. Misol uchun, rezistorlarining qarshiliklari 10k va 10 k bo'lgan kuchlanish bo'luvchisining kirishiga yaxshi batareyadan 30 V kuchlanish berilgan sxemaga 15 V kuchlanishli yaxshi batareyaga ketma-ket ulangan qarshiligi 5 k rezistordan tashkil topgan sxemaga ekvivalent bo'lishini ko'rdik (1.13-rasm). Kuchlanish bo'luvchisining chiqish terminallariga ulangan yuklama qarshiligi, undagi kuchlanishning tushib ketishiga sabab bo'ladi. Bunga sabab—*manbaning mavjud qarshiligi*. (Kuchlanish bo'luvchisining chiqishiga ekvivalent bo'lgan Thevenin ekvivalent qarshiligi kuchlanish manbai sifatida ko'rilmogda). Bunday holat talabga javob bermaydi. Bu muammoni hal qilish (yuklama qarshiligining kuchlanish bo'luvchisining chiqish kuchlanishiga ko'rsatgan ta'siri nazarda tutilmogda) yo'llaridan biri kuchlanish bo'luvchisidagi rezistorlarning qarshiligini kamaytirishdan iborat. Ba'zi hollarda bunday qo'pol soddalashtirish samarali bo'lishi mumkin. Lekin, buning o'rniga odatda sifatli kuchlanish manbaini loyihalash yaxshi samara beradi. Sxemotexnika vositasida bunday kuchlanish manbaining ichki qarshiligini juda kichik qilib, kichik

¹²Elektrometr deb nomlangan juda kichik kuchlanishlarni (0.1 mV atrofida) o'lchashga mo'ljallangan maxsus tokni o'lchash vositalari mavjud. Ularda teskari bog'lanishli kuchaytirgichlar ishlatiladi.

qarshiliklardan tashkil topgan kuchlanish bo'luvchisi ta'minlagan xarakteristikalariga erishish mumkin. Bunga qo'shimcha sifatida, aktiv kuchlanish manbaida chiqish kuchlanishini o'zgartirib, boshqarish imkoni ham bor. Bu mavzu batafsil 9-bobda ko'rib chiqiladi.

Ekvivalent ichki qarshilik ko'rsatkichi barcha kuchlanish manbalariga taaluqlidir. Signal manbaining barchasi (ossillyator, kuchaytirgich va sezgir qurilmalar) ekvivalent ichki qarshilikka ega bo'ladi. Bunday qurilmalarning chiqishiga ulangan, qarshiligi ichki qarshilikdan kichik yoki unga teng bo'lgan, yuklama qarshiligi kuchlanishni keskin tushib ketishiga sabab bo'ladi. Ochiq chiqishli sxemaning kuchlanishi yuklama ta'sirida pasayib ketish kabi bunday noxush holat "sxemani yuklash" deb ataladi. Demak, sxema yuklanishini yengillashtirish uchun $R_{load} \gg R_{internal}$ yuklama qarshilik kuchlanish manbaining ichki qarshiligidan ancha katta qilish kerak (1.14-rasm)¹³. Shunda yuklama qarshiligi manba chiqishidagi kuchlanishni pasaytirish (chiqishni o'tkazish) effekti kamayadi. Sxemalardagi bunday holatlarni ko'p uchratasiz. Bunday katta kirish qarshiliklar bilan voltmeter va ossilloskop kabi kuchlanishni o'lchash vositalari ajralib turadi. Sxemotexnikada bu qoidaga amal qilinmaydigan hollar ham mavjud. Misol uchun, yuqori chastotali kuchaytirgichlarni yuklama qarshiligi bilan muvofiqlashtirish uchun "matching impedances" ("qarshiliklarni muvofiqlashtirish") masalasi bilan to'qnashasiz. Bu sozlash amali bajarilmasa quvvat yuklmadan aks etib, kuchaytirgichga qaytadi va yo'qoladi.

Elektronika injenerlari orasida ishlatiladigan "kuchlanish bo'luvchisiga qarab turgan qarshilik" yoki "shuncha qarshilikli yuklamaga qarab turgan chiqish" kabi sleng gaplar sxemalarning ko'zlari bordek ko'rsatadi. Bu juda foydali odat bo'lib, sxemaning qaysi qismiga "qarab" turilganini bildiradi¹⁴.



1.14-rasm. Yuklama signal manbaini o'tqazib qo'ymasligini ta'minlash uchun uning qarshiligini manbaining chiqish qarshiligidan katta bo'lishini ta'minlang.

B. Quvvatni yuklamaga uzatish

Manba va unga ulangan yuklama qarshiliklarining o'zaro nisbati elektronikada qiziqarli muammo hisoblanadi. Qarshiligi ma'lum bo'lgan manba yuklamaning qarshiligi qanday bo'lganida

¹³ Bu umumiy prinsipdan ikki istisno mavjud: (1) tok manbaining ichki qarshiligi juda katta (idealda cheksiz) bo'lgani tufayli qarshiligi kichik bo'lgan yuklamada ishlashi shart; (2) radiochastotalarda va transmissiya liniyalari bilan ishlaganligida impedanslarni muvofiqlashtirishingiz (matching) kerak bo'ladi, (ya'ni $R_{load} = R_{internal}$), shunda yuklamaning qaytib ketgan signal quvvatining yo'qotishlari bo'lmaydi. N-ilovada transmissiya liniyalarga qarang.

¹⁴ bunday sleng injenerlik va ilmiy jamoada "bu iboralarni ishlatmang...ularga yoqmaydi" deyishlariga qaramay keng tarqalgan.

unga eng katta quvvatni beradi? (*Manba qarshiligi, ichki qarshilik va Thevenin ekvivalent qarshiligi* yagona tushinchani bildiradi.) Yuklama qarshiligi $R_{load} = 0$ va $R_{load} = \infty$ bo'lganida unga manbadan uzatiladigan quvvat nolga teng bo'ladi, chunki $R_{load} = 0$ bo'lganida, $V_{load} = 0$ bo'lishi aniq va $I_{load} = V_{source} / R_{source}$, va natijada uzatiladigan quvvat miqdori $P_{load} = V_{load} I_{load} = 0$. Ammo $R_{load} = \infty$ bo'lganida, $V_{load} = V_{source}$ va $I_{load} = 0$ va shu sababli $P_{load} = 0$ bo'ladi. Demak, yuklamaga manbadan uzatiladigan quvvat miqdori shu oraliqda eng katta qiymatiga yetishi kerak.

1.11-masala. Manba va yuklama qarshiliklari $R_{load} = R_{source}$ o'zaro teng bo'lganida eng katta miqdordagi quvvat uzatilishini ko'rsating. Tavsiya: agar hisoblashga tobingiz bo'lmasa, bu qoidaga ishonib, chunki bu to'g'ri qoida.

Yuqorida keltirilgan masala mavhum taasurol qoldirmasligi uchun biz odatda qo'llaniladigan amalga murojat qilamiz. Odatda yuklama qarshiligi unga quvvat uzatuvchi manba qarshiligidan ancha katta qilib olinadi.

1.2.6. Kichik signal qarshiligi

Elektron qurilmalarga duch kelganimizda undagi I toklar V kuchlanishlarga ba'zi hollarda proporsional bo'lmaganligini ko'rishimiz mumkin. Bunday hollarda biz qarshilik to'g'risida gapira olmaymiz, chunki uni belgilovchi V/I nisbati V kuchlanishga bog'liq bo'lmagan konstanta emas, balki kuchlanish V qiymatiga tobe bo'lgan kattalik sifatida namoyon bo'ladi. Bunday qurilmalarni tahlil qilganda V-I bog'liqlik funksiyasining chizmasini bilish foydali bo'ladi, boshqachasiga aytganda, qurilmadagi kuchlanishning kichik qiymatlaridagi o'zgarishlari tokning qancha o'zgarishiga olib kelishini, ya'ni $\Delta V / \Delta I$ (yoki dV/dI) bilish zarur bo'ladi. Bu kattalik qarshilikning o'lchov birligi (om) bilan bir xil ko'rinishga ega va ko'p hisoblarda qarshilik deb olinadi. Uning nomi kichik signal qarshiligi, inkremental (o'zgaruvchi) qarshilik yoki dinamik qarshilik.

A. Zener diodi (stabilitron)

Misol tariqasida, Zener diodini ko'rib chiqaylik. Uning volt-amper xarakteristikasi (V-I chizmasi) 1.15-rasmda keltirilgan. Zener diodlari sxemalarda, nisbatan katta kuchlanishdan olinib (deyarli o'zgarimas qiymatdagi tokli) stabil kuchlanish yaratish uchun ishlatiladi¹⁵. Diod volt-amper xarakteristikasining teskari qismi (diodga kuchlanish teskari, ya'ni o'tkazmaydigan, tomoniga berilgan) ko'rsatishicha, kuchlanish ma'lum qiymatga yetganida diod ochiladi va tok ortishiga qaramay kuchlanish qiymati deyarli o'zgarmaydi. Bu kuchlanish Zener kuchlanishi deb nomlanadi. Shunda, diod toki o'zgarganida Zener kuchlanishi qanchaga o'zgarishi muhim ko'rsatkich bo'ladi. Bu ko'rsatkich diod kuchlanishni qay darajada stabilizatsiya qilishini ko'rsatadi. Bu ko'rsatkich Zener diodining xarakteristikalariga kiritilib, uning o'rnatilgan tokdagi dinamik qarshiligi deb ataladi (Foydali fakt: zenerning dinamik qarshiligi tokka nisbatan teskari proporsiyada o'zgaradi – tok oshsa dinamik qarshilik kamayadi). Misol uchun, Zener kuchlanishi 5V va toki 10 mA bo'lganida dinamik qarshiligi 10Ω bo'lishi mumkin. Dinamik qarshilik ta'rifiga muvofiq, Zener tokining 10% o'zgargani quyidagi kuchlanish o'zgarishiga olib kelishini aniqlashimiz mumkin:

$$\Delta V = R_{dyn} \Delta I = 10 \times 0,1 \times 0,01 = 10 \text{ mV}$$

yoki $\Delta V / V = 0,002 = 0,2\%$ shu bilan zenerning kuchlanishni yaxshi stabilizatsiya qilish xususiyatini ko'rsatadi. Stabilizator (regulator) sifatida ishlatilgan zener diodi stabilizatsiya kuchlanishidan katta kuchlanishga rezistor orqali ulanadi (1.16-rasm).

$$\text{Shunda, } I = \frac{V_{in} - V_{out}}{R} \quad \text{va} \quad \Delta I = \frac{\Delta V_{in} - \Delta V_{out}}{R},$$

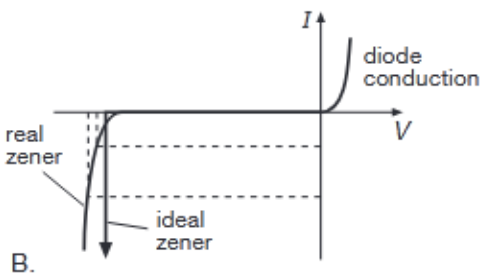
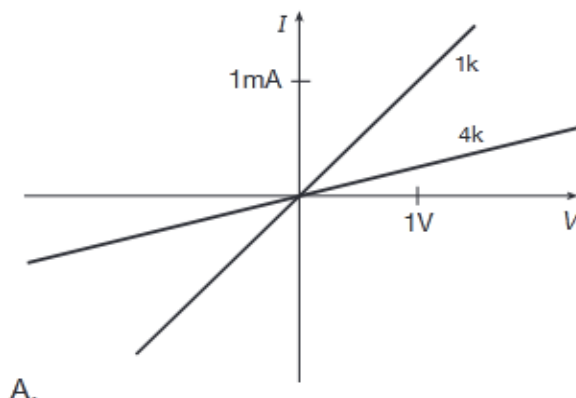
¹⁵ Zenerlar diodlar va to'g'rilagichlarni o'z ichiga olgan katta yarimo'tkazgichlar guruhiga kirgan muhim qurilma bo'lgani sababli, kitobning keyingi boblarida (§1.6) va boshqa bo'limlarida uni batafsil ko'rib chiqamiz. Ideal diod (yoki to'g'rilagich) tokni bir tomonlama o'tkazib, teskari tomoniga oqadigan toklar uchun ideal izolyator vazifasini bajaradi; tok uchun bu "bir tomonli klapan" bo'ladi.

$$\text{bundan } \Delta V_{out} = R_{dyn} \Delta I = \frac{R_{dyn}}{R} (\Delta V_{in} - \Delta V_{out})$$

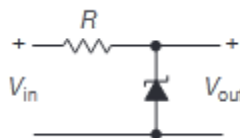
$$\text{va natijada } \Delta V_{out} = \frac{R_{din}}{R + R_{dyn}} \Delta V_{in}$$

Shunday qilib, regulyator kuchlanishni o'zgarishiga qarab, kuchlanish bo'luvchisi amalini bajarilmoqda. Bunda zener diodi o'rniga uning dinamik qarshiligi o'rnatilgan tokda ishlaydi. Misol uchun, sxemaning kirish kuchlanishi 15 V - 20 V ko'lamida o'zgarib turadi deb olaylik va 1N4733 (5,1 V va 1 W zener diodi) ishlatib, 5,1 V kuchlanish manbaini quraylik. Zener diodining maksimal toki 50 mA uchun $R = 300 \Omega$ tanlab olaylik: $(20 - 5,1)/300$. Endi biz sxemaning chiqishidagi kuchlanishni o'zgarishlarini baholab olishimiz mumkin. Zener diodining maksimal tokdagi (50mA) dinamik qarshiligi $7,0 \Omega$. Sxemaning kirish kuchlanishi qayd etilgan ko'lamda o'zgarganida zener toki 50 mA - 33 mA ko'lamida o'zgaradi. Tokning shu 17mA o'zgarishi zenerdagi kuchlanishni $\Delta V = R_{dyn} \Delta I$, yoki 0,12 V o'zgarishiga olib keladi.

Zener diodi kuchlanishni yaxshi stabilizatsiya qilishiga erishish uchun unga qarshiligi cheksiz bo'lgan tok manbaidan tok berish kerak (kuchlanish o'zgarishlaridan qat'iy nazar tok o'zgarmaydi). Lekin tok manbai ancha murakkab bo'lgani sababli, amalda uning o'rniga rezistor ishlatamiz.

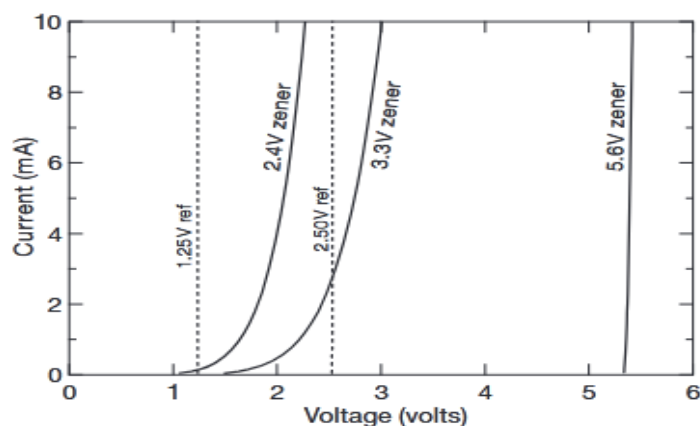


1.15-rasm. Volt – amper xarakteristikalar: A. Rezistor (chiziqli). B. Zener diodi (nochiziqli)



1.16-rasm. Zenerli parametrik regulyator.

Zenerlar haqida fikrlaganimizda shuni unutmaylikki, kichik kuchlanishlarda (misol 3.3 V) tok o'zgarganida kuchlanish stabil qiymatini saqlay olmaydi (1.17-rasm); agar sizga kichik kuchlanishli regulyator kerak bo'lsa, zener o'rniga ikki terminalli kuchlanish standartlarini ishlatib (§9.10).



1.17-rasm.

Keltirilgan xarakteristikalaridan ko‘rinib turibdiki, kichik kuchlanishga mo‘ljallangan zenerlar yaxshi qurilma emas ekan (1.17-rasmda 1N5221 zenerlarining 67-seriyasidan uchta namuna xarakteristikalarini keltirilgan). Punktir chiziqlarda muvofiq integral sxemali kuchlanish standartlarining xarakteristikalarini keltirilgan (LM385Z-1.2 va LM385 -2.5, §9.10 dagi 9.7-jadvaliga qarang). Lekin 6 V kuchlanish yonida bo‘lgan (5.6V – 1N5232B yoki 6.2V – 1N5234B) zenerlarning xarakteristikasi yaxshi ekanligini ko‘rishimiz mumkin.

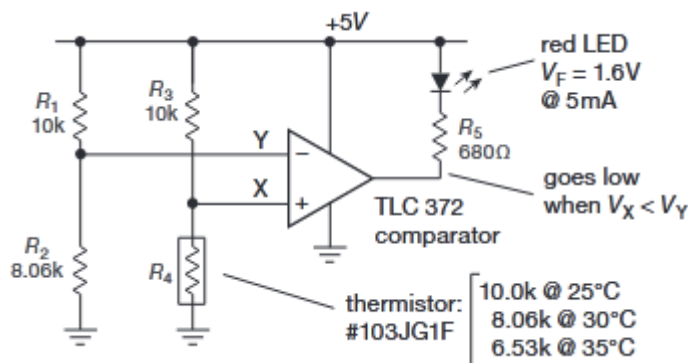
1.2.7. Misol: “Juda issiq”

Ba’zi odamlar uylari issiq termostatdek bo‘lishini xush ko‘radi va o‘zining sovuq uylarini maqtaydigan kishilarning asabiga tegadi. Kichik bir qurilma (1.18-rasm) ikkinchi toifadagi odamlarning qachon da’vo qilishi kerakligini ko‘rsatib turadi, xona harorati 30°C (86°F) qiymatidan oshib ketadigan bo‘lsa, qizil nur tarqatuvchi diod (light-emitting diode – LED) indikator yorishib, hodisadan xabar beradi. Qurilmaning sxemasi qo‘pol kuchlanish bo‘luvchisini ishlatilishini (hatto Om qonunini) ko‘rsatib beradi. Bu sxema, zener diodiga o‘xshash (ba’zi hollarda o‘rniga ishlatiladigan) LEDlarni qanday ishlatish mumkinligini ko‘rsata oladi.

Sxemadagi uch burchakli komponent komparator (§12.3 da ko‘rib chiqamiz), tezkor qurilma bo‘lib, kirishidagi ikki kuchlanish farqining ishorasiga qarab, chiqishidagi kuchlanishni o‘zgartiradi. Sxemadagi R_4 rezistori temperaturani sezadigan sensor bo‘ladi. Temperatura oshgani sari, uning qarshiligi 4%/°C tezlikda kamayib boradi. Harorati 25°C bo‘lganida, qarshiligi 10 k bo‘ladi. Bu temperatura sensori kuchlanish bo‘luvchisining (R_3 R_4) quyi bo‘lagini tashkil qiladi. Undagi kuchlanish tushuvi, temperaturaga bog‘liq bo‘lmagan kuchlanish bo‘luvchisidan (R_1 R_2) olingan kuchlani bilan solishtiriladi. Harorat 30°C qiymatida oshsa, X nuqtadagi kuchlanish y nuqta kuchlanishidan kichik bo‘lib qoladi va shunda komparator chiqishidagi kuchlanishni o‘zgartiradi (0 yoki 1).

Komparator chiqishiga LED ulangan bo‘lib, 1.6V li zener diodiga o‘xshab ishlaydi; komparator chiqishida kuchlanish paydo bo‘lsa, undan tok oqib, yorishtiradi. Uning quyi terminalidagi kuchlanish 5V – 1.6V yoki +3.4 V qiymatiga ega bo‘ladi. Komparatorning chiqishidagi potensial nol-yer potensialiga teng bo‘lganida LED bilan ketma-ket ulangan rezistor tokni 5 mA qiymatida chegaralaydi: $R_5 = 3.4V / 5mA = 680\Omega$.

Sizga kerak bo‘lsa, komparator ag‘dariladigan nuqtani boshqariladigan qilishingiz mumkin. Buning qarshiligi 5k R_2 rezistorini 5k lik trimmerga almashtirishingiz mumkin. Komparator ag‘darilishini belgilovchi kuchlanishlar oralig‘ida *gisteresis* kiritish foydali bo‘ladi. Bu sxema manba kuchlanishining o‘zgarishlariga sezgir emasligiga e’tibor bering, chunki komparator faqat kuchlanishlar nisbatini taqqoslaydi. Kuchlanish nisbatlarini o‘lchash usullari yaxshi bo‘ladi; ularga keyinroq qaytamiz.



1.18-rasm. Termistor temperaturasi 30°Cdan oshsa LED yorishadi. Komparatorning (4- va 12-boblarda ko‘rib chiqamiz) “X” kirishidagi kuchlanish tushuvi uning “Y” kirishidagi kuchlanishdan kichik bo‘lgan holda, chiqishi yerga ulanadi (nol bo‘lib qoladi). R₄ temperatura koeffitsienti manfiy bo‘lgan termistor; temperatura oshgan sari uning qarshiligi 4%/°C koeffitsient bilan kamayib boradi.

1.3 Signallar

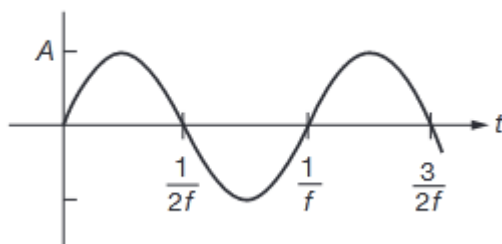
Shu bobning davomida kondensatorlar ko‘rib chiqiladi. Kondensatorlarning xususiyatlari ular joylashtirilgan zanjirlarda tok va kuchlanishlarning o‘zgarishlariga bog‘liq. Yuqorida qayd etilgan o‘zgarmas tokli (dc) sxemalarda (Om qonuni, Theveninning ekvivalent sxemasi va h.) kuchlanish va toklar vaqt davomida o‘zgarishlari sodir bo‘lishi mumkinligi, kondensatorlar ko‘rilganda nazarda tutib turiladi. Lekin o‘zgaruvchan tok (ac) zanjirlari va sxemalarini kerakli darajada tushunish uchun signallar–vaqt davomida o‘zgarib turadigan kuchlanishlar to‘g‘risida tushunchaga ega bo‘lish maqsadga muvofiq bo‘ladi.

1.3.1 Sinusoidal signallar

Sinusoidal signallar eng tarqalgan va taniqli signallar turkumini tashkil qiladi; sizning rozetkangizdan olinadigan kuchlanish ham sinusoidal shaklga ega. Agar kimdir “1 megagersli 10 mikrovolt kuchlanishni olasiz” deb aytsa, u sinusoidal signalni nazarda tutgan bo‘ladi. Sinusoidal signalning matematik ifodasi quyidagicha:

$$V = A \sin 2\pi ft, \quad (1.10)$$

bunda A – *amplituda* va f – *chastota* – bir sekund davomida signalning qancha davri o‘tishini ko‘rsatadi va gerslarda ifodalanadi.



1.19-rasm. Amplitudasi A va chastotasi f bo‘lgan sinusoidal signal.

1.19-rasmda sinusoidal signalning ko‘rinishi keltirilgan. Ba’zi hollarda signalning tanlangan $t=0$ vaqtdagi niy qiymatini bilish kerak bo‘ladi. Shunda signalning ifoda formulasiga ϕ – *faza* (fi) kiritiladi:

$$V = A \sin (2\pi ft + \phi)$$

Signal ifodasiga yana bir o‘zgartirish kiritish mumkin. Bu chastotaning burchakli ifodasi – *burchakli chastota* ω – (omega). Shunda sinusoidal signal ifodasi quyidagi ko‘rinishda bo‘ladi:

$$V = A \sin \omega t$$

Burchak chastotasi ω radian/sekundlarda o'lchanadi. Faqat $\omega=2\pi f$ tenglamasini eslab qolsangiz, hech qachon adashmaysiz.

Sinusoidal to'lqinlarning afzalligi (keng tarqanganligi) shundan iboratki, tabiatdagi juda ko'p hodisalarni va, shu jumladan, chiziqli elektron sxemalarning xususiyatlarini ifodalovchi differensial tenglamalarning yechimi sinusoida ekan. Chiziqli sxemalarning bir ajoiyb xususiyati bor. Kirishiga ikki signal bir vaqtda berilsa, chiqishidagi signal kirishiga alohida berilgan signallarning chiqishidagi qiymatlarining yig'indisiga teng bo'ladi. Ya'ni agar $O(A)$ A signalining chiqishdagi ifodasi bo'lsa, chiziqli sxemaning chiqishidagi signal $O(A + B) = O(A) + O(B)$. Chiziqli sxemaning kirishiga sinusoidal signal berilsa, chiqishidagi signal ham sinusoidal bo'ladi, faqat amplitudasi va fazasi o'zgarishi mumkin. Boshqa turdagi signallar bunday xususiyatga ega emas. Sxemalarning xususiyatlarini tekshirish uchun ularning *chastota xarakteristikasini* tekshirish standart amalga aylanib qolgan. Bu amalda sxema, uning kirishiga berilgan sinusoidal signalning amplitudasini, qay darajada o'zgartirishi tekshiriladi. Yuqori sifatli tovush kuchaytirgichi, misol uchun, 20 Hz – 20 kHz chastotalar ko'lamida tekis amplituda – chastota xarakteristikasiga ega bo'lishi kerak, ya'ni shu chastotalar ko'lamdagi sinusoidal signallar bir xilda kuchaytirilgan bo'lishi kerak. Sxemotexnikada ko'p ishlatiladigan sinusoidal signallarning chastotasi bir necha gersdan bir necha megagersgacha bo'ladi. Past chastotalardagi sinusoidal signallarni (0,0001 Hz yoki undan kichik) yaratish uchun juda mukammal yaratilgan generator bo'lishi kerak. Chastotasi 2000 MHz (2 GHz)gacha bo'lgan sinusoidal signallar generatsiyasiga maxsus o'tkazgich liniyalar texnikasi kerak bo'ladi. Katta chastotali, mikroto'lqinli, signallarni yaratish uchun maxsus to'lqin o'tkazgichlar texnikasi ishlatiladi.

1.3.2 Signal amplitudasi va detsibellar

Sinusoidal va boshqa tur signallar qiymatini ta'riflash uchun amplitudasi bilan birga bir necha ko'rsatkichlari mavjud. Signalning *cho'qqidan cho'qqigacha amplituda (peak-to-peak amplitude – pp amplitude)* ikki karra amplitudani bildiradi. Signal qiymatini ifodalaydigan yana bir ko'rsatkich *o'rta kvadratik amplituda (root-mean-square amplitude – rms amplitude)* bo'lib, quyidagicha ifodalanadi $V_{rms} = \frac{1}{\sqrt{2}} A = 0,707 A$ (bu ifodani faqat sinusoidal signallar uchun ishlatga bo'ladi, boshqa signallar uchun pp/rms nisbati boshqa qiymatga ega). G'ayri tabiiy bo'lib tuyulgan bu qiymat ko'rsatkichi odatda signalning quvvatini hisoblashda qo'llaniladi. Devordagi rozetka terminallari oraliqidagi kuchlanish (AQSHda) 115 V rms, 60 Hz. Amplitudasi 163 V (325 V pp)¹⁶.

A. Detsibellar

Ikkita signal nisbiy amplitudalarini o'zaro taqqoslash amalini qanday bajarasiz? Misol uchun, siz X signal Y signaldan ikki barobar katta deb aytishingiz mumkin. Bu to'g'ri va ko'p hollarda samarali yechimdir. Lekin elektronikada, ayniqsa signalni kuchaytirish qurilmalarida bu nisbat qiymatlari millionlarga yetishi mumkin. Shunda bunday katta sonlarni ifodalashda logarifmik o'lchamlar ancha qulay bo'ladi. bu o'lchash birligining nomi detsibel (ishlatilmay qo'yilgan bel birligining o'ndan bir qismiga teng). Ikkita signal amplitudalarining nisbati detsibellarda quyidagicha:

$$dB = 20 \log_{10} \frac{A_2}{A_1} \quad (1.11)$$

bunda, A_1 va A_2 ikki signal amplitudalari.

Demak, misol uchun birinchi signal amplitudasi ikkinchisidan ikki barobar katta bo'lsa, detsibellarda +6dB nisbatga teng bo'ladi, chunki $\log_{10} 2 = 0,3010$. Ikki signal amplitudalarining nisbati 10 bo'lsa, bu +20 dB, birinchi signal amplitudasi ikkinchisining o'ndan bir qismiga teng

¹⁶ Amaliyotingizda siz o'lchash vositalarni ishlatishingizga to'g'ri keladi (misol uchun, mexanik o'lchash vositalariga ishingiz tushadi). Ular o'lchangan signalning o'rtacha qiymatini ko'rsatadi.

bo'lsa bu -20 dB bo'ladi. Signallar quvvatining nisbatini o'lchashda ham detsibel birligini qo'llash qulay bo'ladi.

$$dB = 10 \log_{10} \frac{P_2}{P_1} \quad (1.12)$$

P_2 va P_1 – ikki signalning quvvatlari

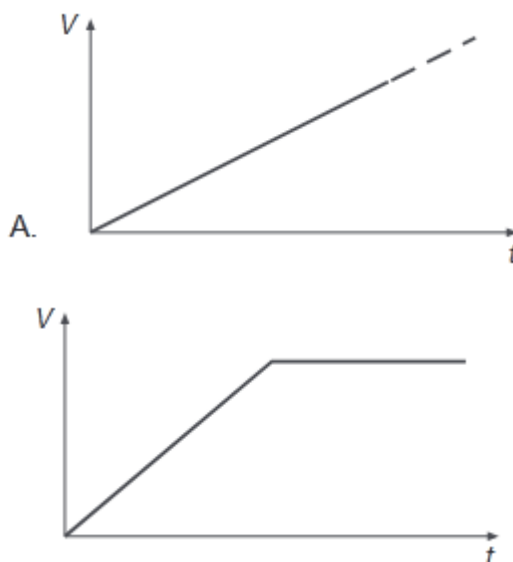
Ikki signal bir xil to'lqin shakliga ega bo'lsa, misol sinusoidal, detsibel kattaligining yuqorida qayd qilingan ikki ifodasi bir xil natija beradi. To'lqin shakli o'xshamagan, misol sinusoidal va shovqin, signallarni taqqoslashda detsibelning ikkinchi – quvvat ifodasidan yoki rms amplitudalarni foydalanish to'g'ri bo'ladi.

Detsibel ikki signal amplitudalari va quvvatlarining nisbatini o'lchash uchun kiritilgan birlik sifatida kiritilgan bo'lsa ham uni amplitudalarning absolyut qiymatlarini o'lchashda ham qo'llashadi. Bir signal amplituda qiymatini asos qilib olib, boshqa signallar amplitudalarini unga nisbatan detsibellarda ifodalasak bo'ladi-ku. Bir necha shunaqa standartlar mavjud (ular o'rnatilmagan lekin tushunarli) va absolyut qiymatlarni o'lchash uchun ishlatib kelinadi. Ulardan biri dBV 1 V rms olingan, dBm –1 mW belgilangan qarshilikda – radiochastotalarda 50 Ω , audio chastotali signallar uchun 600 Ω (shunda muvofiq 0dBV amplitudasi qayd etilgan qarshiliklarda 0,22 rms va 0,78 rms qiymatlariga ega); va rezistor xona temperaturasida yaratgan shovqin ham standart asos qilib olingan. Bundan tashqari boshqa sohalarida ishlatiladigan standart amplitudalar ham bor. Misol uchun , akustikada 0dB SPL – 0,0002 μ bar (bir bar bir kvadrat santimetr ga ko'rsatilgan 10^6 din, taxminan bir atmosfera teng). Amplitudalarning absolyut qiymatini detsibellarda ifodalashda, uning qaysi qiymati asos bo'lib 0dB sifatida qabul qilinganini qayd etish yaxshi bo'ladi. Siz “1 V rmsga nisbatan 27 detsibel” yoki “27 dB re 1 Vrms” yoki “dBV”¹⁷ deb olishingiz mumkin.

1.12-masala. Quyidagi detsibellarda berilgan juftlar nisbatlarga muvofiq bo'lgan kuchlanish va quvvatlar nisbatlarini aniqlang: (a) 3dB, (b) 6 dB, (c) 10 dB, (d) 20dB.

1.3.3 Boshqa signallar

Ramp (arrasimon shakl) signalining ko'rinishi 1.20A-rasmda keltirilgan. Unda signal kuchlanishi o'rnatilgan tezlikda o'sib bo'radi. Kuchlanish cheksiz o'smaydi, albatta. Ba'zi hollarda kuchlanish ma'lum chegaragacha o'sadi (1.20B-rasm) yoki davriy qaytarilib turadi (1.20C-rasm).



¹⁷ Mualliflardan biriga ayoli shu katta ekranli plazmali displeyga qancha pul sarfladingiz, deb bergan savoliga “36 dB\$” deb javob bergan.



1.20-rasm. A: Ramp shaklidagi kuchlanish signali. B. Chegaralangan ramp. C. Arrasimon signal.

Uchburchak shaklidagi signal arrasimon signalning yaqin ukasi bo'ladi va simmetrik shaklga ega (1.21-rasm).



1.21-rasm. Uchburchak shaklidagi signal.

B. Uchburchak shaklidagi signal

Uchburchak shaklidagi signal ramp signalining ukasi bo'ladi; uni soddalashtirilgan simmetrik ramp desa bo'ladi (1.21-rasm).

C. Shovqin

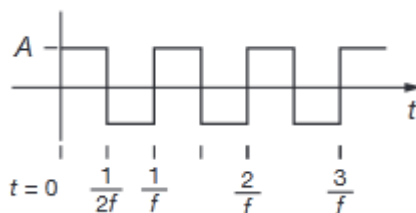
Foydali signal doim shovqin bilan aralashgan bo'ladi; shovqinning kelib chiqishi issiqlik bo'ladi. Shovqin kuchlanishi uning chastotali spektri (quvvat – chastota) yoki amplituda – chastota xarakteristikasi bilan ifodalanishi mumkin. Shovqinlarning eng tarqalgan turi *chastota spektri chegaralangan Gauss shovqini* bo'ladi. Bu turdagi shovqin:



1.22-rasm. Shovqin.

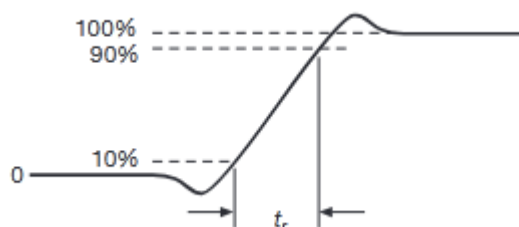
Shovqin chegaralangan chastotalar ko'lamida signal quvvati bir xil bo'lishi bilan ajralib turadi va amplitudalarining oniy qiymatlari Gauss (qo'ng'iroq shaklida) taqsimlanishi qoidasiga bo'ysunadi. Bu turdagi shovqinni rezistor yaratadi (Jonson shovqini) va barcha aniq o'lchashlarda xalaqit qilib turadi. Ossilloskop ekranidagi bu shovqinning ko'rinishi 1.22-rasmda keltirilgan.

D. To'g'ri burchakli impulsli signallar



1.23-rasm. To'g'ri burchakli impulsli signallar.

To'g'ri burchakli impulsli signal vaqt bo'yicha 1.23-rasmda ko'rsatilgan tarzda o'zgarib turadi. Sinusoidal signalga o'xshab bu signal amplituda va chastotasi bilan ifodalanadi. Kirishiga to'g'ri burchakli impulsli signal berilgan chiziqli sxema juda kam hollarda chiqishida shu shakldagi signal beradi. Ya'ni sxema chiqishida impulslar shakli o'zgarib qoladi. To'g'ri burchakli impulsli signalning rms amplitudasi o'zining amplitudasiga teng bo'ladi.

1.24-rasm. Impulsni o'sish vaqti t_r .

To'g'ri burchakli impulsli signalning frontlari aniq to'g'ri burchakli bo'lmaydi. Elektron sxemada impulsning o'sish vaqti t_r bir necha nanosekunddan bir necha mikrosekundgacha bo'lishi mumkin. 1.24-rasmda impulsli signalning oldi fronti o'sib, cho'qqisiga chiqishining ossilloskopdagi ko'rinishi keltirilgan.



1.25-rasm. Ikki qutbli musbat va manfiy yo'nalishda o'zgaruvchi impulsar.

E. Impulsar

Impuls 1.25-rasmda ko'rsatilganga o'xshagan signal bo'ladi.



1.26-rasm.

Impulsar amplituda va davomiyligi bilan tariflanadi. Agar impulsarlarni davriy tarzda generatsiya qilsangiz, siz ularning qaytarilish chastotasi va chuqurligi to'g'risida gapirsangiz bo'ladi. Impulsarlarning chuqurligi deb, impuls davomiyligining qaytarilish davriga bo'lgan nisbatiga aytiladi. Impulsar qaytarilish davri 100% deb olinib, impulsar chuqurligi foizlarda ifodalanadi. Demak, impulsar chuqurligi 0 dan 100% gacha bo'lishi mumkin. Impulsar qutbi musbat va manfiy; "musbatga tomon o'suvchi" va "manfiyga tomon o'suvchi". Misol uchun 1.25-rasmdagi ikkinchi impuls "manfiy tomon o'suvchi" musbat impuls bo'ladi.

F. Steps and spikes (Ostona va tikon)

Ostona (step) va tikon (spike) shakl signallar to'g'risida ko'p gapiriladi, lekin ular ishlatilmaydi. Bu turdagi signallar sxemalarning ishlashini tushintirish uchun juda qulay. Ularning chizma-

si 1.26-rasmdagi ko‘rinishga ega. Ostona funksiyasi to‘g‘ri burchakli impulsning bir qismidek, tikon esa davomiyligi yo‘q bo‘lib ketayotgan qisqa impuls bo‘ladi.

1.3.4 Logik ostona

Impuls va impulsli signallar raqamli elektronika juda keng qo‘llaniladi. Bunda impuls aniq o‘rnatilgan standart amplitudaga va raqamli sxemaning barcha yerida ikki xil kuchlanish ostonasiga ega bo‘ladi. Bu ostona BALAND (HIGH) hamda PAST (LOW) deb nomlanadi va Bul algebrasining 0 (falsh) va 1 (haqiqat) ko‘rsatkichlariga muvofiq bo‘ladi.

Raqamli elektronika aniq kuchlanish qiymatining zarurati yo‘q. Bu yerda siz faqat ikkita holatni farqlay olsangiz bo‘lgani. Raqamli mikrosxemalarning har bir oilasi o‘ziga xos HIGH va LOW kuchlanish qiymatlariga ega. Misol uchun, “74RS” raqamli mikrosxemalar seriyasi + 3.3 V kuchlanishdan manba oladi va chiqishidagi kuchlanish ostonalari 0 V (LOW) va 3.3 V (HIGH) qiymatlarga ega bo‘ladi. Shunda bu mikrosxemalar kirishidagi kuchlanish 1,5 V bo‘lganida ishga tushadi (ag‘dariladi). Mikrosxemaning chiqish kuchlanishi bexato 0.4 V dan 3.3 Vgacha bo‘lishi mumkin. Logik ostona to‘g‘risida biz 10 va 12-boblarda batafsil to‘xtalamiz.

1.3.5 Signal generatorlari

Odatda signal manbai siz ishlatayotgan sxemaning tarkibiy qismi bo‘ladi. Lekin, sxemalarni sinash uchun parametrlarini o‘zgartirish imkoniga ega signal manbai bebaho uskina bo‘lib qoladi. Ular uch turga bo‘linadi: signal generatorlari, impuls generatorlari va funksional generatorlar.

A. Signal generatorlari

Signal generatorlari sinusoidal signallar ossillyatori bo‘lib keng ko‘lamdagi chastotalarda signallar yaratib beradi. Signal amplitudasini aniq o‘rnatish imkoniga ega (*attenyuator* deb nomlanadigan rezistorli kuchlanish bo‘luvchisi vositasida) boshqariladi. Amplitudalari va chastotalarini *modulyasiya* qilishingiz ham mumkin. Shu turdagi signal generatorlari turkumiga *svip generatorlar* (*sweep generator*) kiradi. Ular davriy shaklda chastotalarni ikki qiymati oralig‘ida o‘zgartirib berib turadi. Bunday generatorlar parametrlari signal chastotasiga bog‘liq bo‘lgan sxemalarni (filtrlar) sinash uchun ishlatiladi. Zamonaviy signal generatorlarining, boshqa o‘lchash asboblarga o‘xshab, kompyuter yoki boshqa raqamli qurilma bilan signal amplitudasi, chastotasi va boshqa ko‘rsatkichlari dasturlanadigan turlari keng tarqaldi.

Signal generatorlaridagi *chastota sintezatori* (*frequency synthesizer*) chastotasi dastur bilan aniq qiymatga o‘rnatilgan sinusoidal signallarni generatsiya qilib beradi. Chastota qiymatini o‘rnatish aniqligi sakkiz raqamli yoki undan ham katta son bilan belgilanadi va ichki aniq standart (kvarsli ossillyator, rubidiyli chastota standarti yoki GPSdan boshqariladigan ossillyator) bilan raqamli usullarda sintez qilinadi (§13.13.6 da ko‘ramiz). Stanford Research Systems tomonidan yaratilgan programmalanadigan SG385 sintezatori chastotani 1 μ Hz dan 4 GHzgacha ko‘lamda, amplitudani -110 dBm +16.5 dBm (0.7 μ V 1.5 V, rms) ko‘lamida va signal turli AM, FM va FM modulyasiya qilinishini ta‘minlab beradi, narxi \$4,000. Siz sintezatorli *sweep* generatorni yoki boshqa signallarni sintez qiladigan (quyida funksional generatorlarga qarang) sotib olishingiz mumkin. Sizga juda katta aniqlik kerak bo‘lmasa sintezator bilan urinmasligingiz ham mumkin.

B. Impuls generatorlari

Impuls generatorlari faqat impulsni generatsiya qiladi. Bu generatorlarda impulsning davomiyligi, qaytarilish davri, amplitudasi, qutbiyligi, oldi frontining o‘shish vaqti va boshqa ko‘rsatkichlari alohida o‘rnatilish imkonlari mavjud. Bu generatorlar ishlab chiqaradigan impulsning chastotasi gigagerslargacha bo‘lishi mumkin. Bu generatorlar impuls juftliklarini aniq o‘rnatilgan qaytarilish davrida va kodlangan impuls to‘plamini ham sizga ta‘minlab berishi mumkin. Zamonaviy impuls generatorlarining ko‘pchiligi raqamli sxemalarga moslangan impulsni generatsiya qiladi. Signal generatorlari singari, bu generatorlarning dasturlanadigan namunalari juda ko‘p.

C. Funksional generatorlar

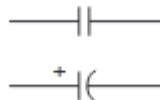
Funksional generatorlar turli signallar manbai bo'lib, juda keng tarqalgan. Bu generatorlardan siz sinusoidal, impulsli, uchburchakli signallarni juda keng chastotalar ko'lamida (0,01 Hz - 30 MHz) olishingiz mumkin. Generatorlarda signalning amplitudasi hamda o'zgaras kuchlanish qo'shimchasining (dc) qiymatlari ham aniq o'rnatilish imkonini mavjud. Funksional generatorlarning ko'p turlari chastota svipini ta'minlab beradi, shunda chastota chiziqli va logarifmik tarzda o'zgarishi mumkin. Generator impulsini ham ishlab chiqadi, lekin impulsli generatorlarga o'xshagan boshqarish funksiyalari juda keng emas. Ba'zi generatorlarda signalni modulyasiyalangan shakli ham generatsiya qilinadi.

Odatda funksional generatorlari analogli sxemalar asosida yaratilgan, ammo ularning zamonaviy modellari raqamli sintez asosida ishlaydigan funksional generatorlar bo'lib, ularning signal parametrlari raqamli dasturlanadi, displeyida olayotgan signalingizning parametrlari raqamli shaklda aks etib turadi. Bu generatorlarda kerakli signalni sintez qilish funksiyasi mavjud bo'lib, olingan signal chastotasi juda yuqori aniqlikka ega. Misol uchun, Tektronics AFG3102 funksional generatori yaratgan sinusoidal va to'g'ri burchakli impulsli signallarining quyi chastotasi 1 mikrogers va eng kattasi 100 MHz bo'lgan chastotalar ko'lamida, impuls va "shovqin" signallarini 50 MHz va arbitrary (erkin sintez qilinadigan) signallarni (128k nuqtalar bilan) 50 MHzli ko'lamda generatsiya qiladi. Generator signal besh turda modulyasiya qilinishi mumkin, bularga qo'shimcha *sweep* (chiziqli va logarifmik) va *burst* rejimlari ham mavjud (1 dan 10^6 siklgacha). Generatorda chastota, impuls davomiyligi va frontlari, modulyasiya va amplitudasining (20 mV dan 10 Vppgacha) programmalanish imkonlari bor. Generator $\sin(x)/x$, eksponenta shaklidagi frontli impuls, Gaussian va Lorentzian kabi ajoyib signallarni ham generatsiya qiladi. Generatorda ikkita, o'zaro bog'liq bo'lmagan, chiqishlar mavjud va narxi 5000\$ atrofida. Sizga bitta signallar manbai kerak bo'lsa, funksional generator eng qulay yechim bo'ladi.

1.4. Kondensatorlar va o'zgaruvchan tok zanjirlari

O'zgaruvchan tok va kuchlanishlar yoki "signallar" muhitiga kirishimiz bilan biz elektron sxemalarning ikkita juda qiziq va to'liqligicha o'zgaras tok sxemalarida ishlatilmaydigan element bilan to'qnashamiz: ular kondensator va induktiv g'altakdir. Bu juda sodd elementlar rezistor bilan birgalikda sxemalarning passiv elementlarining ro'yxatini yakunlaydi¹⁸. Aynan kondensator deyarli barcha elektron sxemalarida ishlatiladi. Ular signal generatorlarida, filtrlarda, bloklovchi va shuntlovchi sxemalarda ishlatiladi. Integrator va differentsiatorlarda ham kondensatorsiz ish bitmaydi. Induktiv g'altaklar bilan birgalikda kondensatorlar signallarni ajratuvchi filtrlarda ishlatiladi. Siz kondensatorlarni yuqorida qayd etilgan sxemalarda bajaradigan funksiyalari bilan tanishasiz. Biz kondensatorlar ishlatilgan juda ko'p qiziqarli sxemalarni ko'rib chiqamiz.

Endi kondensatorni batafsil ko'rib chiqaylik. Bunda matematik ifodalar ko'p ishlatilgan. Muhimi, shu matematik ifodalar emas balki ularning natijalarini tushunishdir.



1.27-rasm. Kondensatorlar. Yarim aylanali elektrod elektrolit kondensatorning manfiy terminalini, metall-qog'ozli kondensatorlarning tashqi elektrodini bildiradi.

¹⁸Nature (London) ilmiy jurnalining o'quvchilari "Yo'qolgan memistor topildi" deb nomlangan maqolani o'qishga musharraf bo'ldilar (D.B. Strukov et al., 453.80.2008). Bu maqolada avval bo'lmagan "passiv zanjirlarda ishlatiladigan to'rtinchi elementni" topganligiga da'vo qilingan. Biz bunga ishonmadik. Bahs hal bo'ldi, memistor haqiqatan ham nochiziqli element deb topildi; sxemalarda faqat uchta chiziqli 2-terminalli element ishlatiladi.

1.4.1 Kondensatorlar

Kondensator (capacitor) (1.27-rasm) (eski nomi “condenser” bo‘lgan) ikkita simi chiqib turgan qurilma bo‘lib, quyidagi xususiyatga ega:

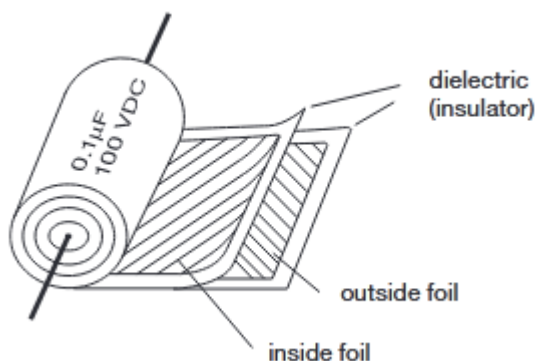
$$Q = CV \quad (1.13)$$

Kondensator o‘zaro yaqin masofada joylashtirilgan va oraliq‘iga izolyasion material to‘ldirilgan ikkita metall plastinadan tashkil topgan elektrotexnika qurilmasi bo‘ladi. Uning “qatlama” qilib o‘ralgan turining shakli 1.28-rasmda ko‘rsatilgan.

C faradalik kondensator ikki simga ulangan plastinalarining oraliq‘ida V volt kuchlanish mavjud bo‘lib, plastinasining birida $+Q$ kulon zaryad jamlangan, ikkinchisida $-Q$ kulon jamlangan bo‘ladi. Kondensatorning sig‘imi metall plastinalar yuzasi maydoniga proporsional va oraliqda joylashtirilgan izolyasion materialning qalinligiga teskari proporsional bo‘ladi. Eng oddiy, yuza maydoni A parallel plastinali va ularning oraliq masofasi d (oraliq masofasi plastinalar o‘lchamlaridan ancha kichik bo‘ladi) bo‘lgan kondensatorning C sig‘imi quyidagicha aniqlanadi:

$$C = 8.85 \times 10^{-14} \varepsilon A / dF \quad (1.14)$$

bunda, ε izolyasion materialning dielektrik konstantasi, o‘lchamlar santimetrlarda berilgan. Sxemalarda ishlatiladigan kondensatorlar sig‘imi katta bo‘lishi mumkin bo‘lgani sababli, plastinalar yuza maydoni juda katta bo‘lib, o‘zining o‘lchamlari kichik bo‘lishi talab etiladi¹⁹. Misol uchun, 1mm oraliq masofada joylashtirilgan maydoni 1m^2 bo‘lgan ikki plastinadan tuzilgan kondensatorning sig‘imi 10^{-12}F (pikofarad)dan biroz kamroq bo‘ladi; sig‘imi $0.1\mu\text{F}$ bo‘lgan 1.28-rasmda ko‘rsatilgan kondensator zarur bo‘lib qolsa, bulardan 100,000 tasi kerak bo‘ladi (bu arzimagan sig‘im, odatda elektronikada ishlatiladigan kondensatorlarning sig‘imlari mikroforadlarda bo‘ladi). Amaliyotda siz kondensatorlar sig‘imini hisoblab, aniqlamaysiz, ularni elektron komponent sifatida sotib olasiz.



1.28-rasm. Metallizatsiya qilingan bir juft plastik plyonkalarini o‘rama qilib, katta yuza maydonini hosil qilishingiz mumkin. Ulash simlari o‘qidan chiqarilgan o‘rama, Mylar kondensatorni yoyish juda qiziqarli bo‘ladi (avvalgi, rezina tasmadan o‘ralgan golf to‘piga o‘xshaydi).

Birinchidan, kondensator qarshiligi chastotaga bog‘liq bo‘lgan rezistordek qabul qilinishi mumkin. Kondensatorlar bilan chastotaga bog‘liq bo‘lgan kuchlanish bo‘luvchisini yaratish mumkin. Sxemalarda rezistorlarni o‘zgaruvchan tokda shuntlash, qisqa tutashtirish kabi zaruratlarda kondensatorlarning ishlatilishini bilib qo‘yish kifoya, ammo kondensatorlarni filtrlarda, energiyani saqlash sxemalarida, rezonans konturlarda ishlatilishini chuqurroq tushunish kerak bo‘ladi. Misol uchun, kondensatorlar energiyani issiqlikka aylantirib, tarqatib yubora olmaydi, chunki kondensatordagi kuchlanish va tok o‘zaro 90° fazaga siljib harakatlanadi.

O‘n ikki betda izohlangan kondensatorning xususiyatlari va qo‘llanilishi bo‘yicha ma’lumotni (shu jumladan kerakli matematik ifodalar vositasida tushuntirishlarni) keltirishdan avval ularni

¹⁹Dielektrik konstanta katta bo‘lsa, ziyoni yo‘q, albatta: havoning $\varepsilon = 1$, ammo plastik plyonkaning $\varepsilon=2.1$ (polipropilen) yoki 3.1 (poliester). Kondensator ishlab chiqaruvchilari keramikani xush ko‘radi: $\varepsilon = 45$ (“COG” turi) yoki 3000 (“X7R” turi).

quyidagi ikki sohada – shuntlash va bloklashda ishlatilishini ko‘rib chiqamiz, chunki bular kondensatorlarning keng tarqalgan funksiyasi va buni tushunish oson. Keyingi boblarda buni batafsil ko‘rib chiqamiz (§§1.7.1ICva 1/7/16A), ammo buni kutishning hojati yo‘q – bu oson va intuitiv. Kondensatorlar dc tok uchun ochiq zanjir bo‘lgani sababli, ular dc tokni blokirovka qilib, faqat as signallarni (o‘zgaruvchan toklarni) o‘tkazadi. Shu vazifani bajaruvchi bloklovchi kondensator 1.93-rasmdagi sxemada ko‘rsatilgan. Katta chastotali signal uchun kondensator qisqa tutashuv amalini bajaradi va sxemalarning zanjirlarida kerak bo‘lmagan o‘zgaruvchan tokni olib tashlaydi. Kondensatorning bu funksiyasi shuntlash (“bypass”) deb ataladi (8.80A-rasmda kondensatorlar +5V va –5V manba kuchlanishidan va Q₂ tranzistor bazasidan o‘zgaruvchan tokli signalni olib tashlaydi)²⁰. Ana shu ikki turdagi qo‘llanilishi kondensatorlarning sxemalarda bajaradigan funksiyalarining asosiy qismini tashkil qiladi.

Kondensatorning toki kuchlanishning hosilasi bo‘lib, quyidagicha ifodalanadi:

$$I = C \frac{dV}{dt} \quad (1.15)$$

Demak, kondensator rezistorga nisbatan murakabroq qurilmaga o‘xshaydi; undagi tok kuchlanishga shunchaki proporsional emas, balki kuchlanishning o‘zgarishlariga proporsional ekan. Agar bir farad sig‘imga ega kondensatordagi kuchlanishni bir sekud davomida bir voltga o‘zgartirsangiz, toki bir amperga o‘zgaradi. Va aksincha, kondensator tokini bir sekud davomida bir amperga o‘zgartirsangiz, shunda kuchlanish bir voltga o‘zgaradi. Farad (F) juda katta sig‘im bo‘lgani sababli, odatda kondensator sig‘imini ifodalashda mikrofarad (μF) va pikofaradlar (pF)²¹ ishlatiladi. Misol uchun, sig‘imi 1 μF bo‘lgan kondensatorning tokini 1 mAg oshirsangiz, undagi kuchlanish 1 sekund ichida 1000Vga ortadi. Davomiyligi 10 ms bo‘lgan impuls shu kondensatordagi kuchlanishni 10 voltga ko‘taradi (1.29-rasm).

Kondensatorni zaryadlaganingizda, siz unga energiya berasiz. Kondensator qizib ketmaydi; buning o‘rniga u energiyani o‘zining ichki elektr maydonida saqlaydi. Misolda siz kondensatorda saqlangan energiya miqdorini quyidagi formula bilan baholasangiz bo‘ladi:

$$U_C = \frac{1}{2} CV^2 \quad (1.16)$$

bunda U_C – joullarda, C– faradlarda va V– voltlarda bo‘lishi kerak. Bu juda muhim natija; uni ko‘p uchratamiz.

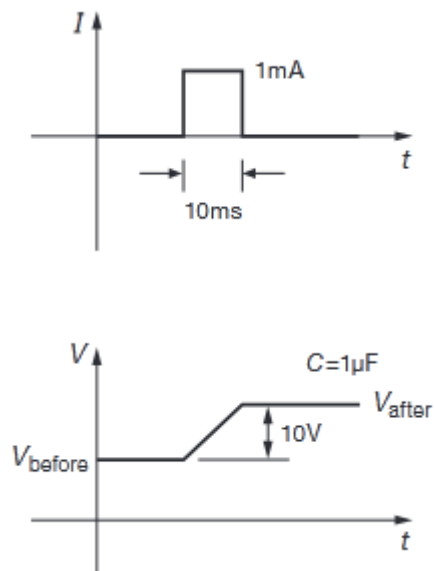
1.14- masala. Energetik masala: Sig‘imi C bo‘lgan kondensatorni 0V dan V_f zaryadlang. Amalni to‘g‘ri bajargan bo‘lsangiz, natija amalni qanday bajarganingizga bog‘liq bo‘lmaydi, siz zaryadlanish jarayoni konstanta toki amalga oshirildi deb ayta olmaysiz (ammo siz konstanta tokida kondensatorni zaryadlashingiz imkoni bor). Zaryadlanish jarayonining har bir onida kondensatorga oqib kirgan energiya miqdori VI(joule/s); dU=VIdt ifodasini zaryadlanish boshlangandan yakunigacha integrallang. Integrallash chegaralarini shartlardan oling.

Kondensatorlar, o‘zlarining turlari, shakllari va o‘lchamlari bilan odamni hayratga keltiradi; vaqt o‘tib ularni farqlab, tushunib olasiz. Kondensatorning eng sodda konstruksiyasi o‘zaro birikmagan va yaqin joylashtirilgan ikki metall plastinadan iborat. Kondensatorning sig‘imini kattaroq qilmoqchi bo‘lsangiz, plastinalarning maydonini kengaytirib, oraliq masofani kamaytirishingiz kerak bo‘ladi. Buning eng oson yo‘li yupqa izolyasion material (dielektrik) yuzasiga metall, misol aluminiy qoplash (metallizatsiya qilish). Bunday metallizatsiya qilingan yupqa dielektrik polietilen plyonkani silindr shaklida o‘rab kondensator yasashadi. Boshqa keng tarqalgan kondensatorlar turlari, bu

²⁰ Istehzo bilan aytish kerakki, kondensatorlar tassavurda bordek tuyuladi, ammo sxemalarda tushirib qoldiriladi (amalda bunga kitobda rioya qilamiz). O‘zingizning sxemalaringizdan kondensatorlarni tushirib qoldirib, xato qilmang.

²¹ Amaliyotdan xabari bo‘lmaganlarni chalg‘itish uchun sxemalarda kondensatorlarning sig‘im qiymatlari ko‘rsatilmaydi. Buni siz matndan tushunib olishingiz kerak bo‘ladi.

keramik qatlama (keramik disklar), oksid (elektrolit) izolyatorli metall folga va metallizatsiya qilingan slyuda (mica). Qayd etilgan kondensator turlarining har biri o'ziga xos afzalliklarga ega. Ular bilan tanishish uchun quyidagi kondensatorlar jadvaliga qarang (Ix –bob). Umuman, keramik va polietilen plyonkali kondensatorlar katta aniqlik talab etilmagan sxemalarda ishlatiladi; katta sig'im zarur bo'lgan hollarda tantalli kondensatorlar ishlatiladi, elektrolitik kondensatorlar o'zgarmas tok manbalarining filtrlarida ishlatiladi.



1.29-rasm. Kondensator tokining o'zgarishi undagi kuchlanishni o'zgarishiga olib keldi.

A. Kondensatorlarni parallel va ketma-ket ulash

O'zaro parallel ulangan kondensatorlarning sig'imi har bir kondensator sig'imlarining yig'indisiga teng bo'ladi, buni oson isbotlash bo'ladi. Parallel ulangan kondensatorlarga V kuchlanish beraylik, shunda: $C_{\text{total}} V = Q_{\text{total}} = Q_1 + Q_2 + Q_3 + \dots = C_1 V + C_2 V + C_3 V + \dots = (C_1 + C_2 + C_3 + \dots) V$
yoki $C_{\text{total}} = C_1 + C_2 + C_3 + \dots$ (1.17)



1.30-rasm. Kondensatorlar.

Bu yerda kondensatorlarning representativ to'plami ko'rsatilgan. Chapdan pastida kichik o'lchamli o'zgaruvchan sig'imli kondensatorlar joylashgan (bittasi havo dielektrikli, uchasi keramik), ularning ustida sig'imi katta polyarizatsiyalanadigan alyuminiy korpusli elektrolit kondensatorlar joylashgan (chapdagi uchtasining ulash simlari radial, o'ngdagi uchasi aksial, uning ustida terminallari buralib ulanadigan kompyuter elektrolitik deb nomlanadigan). Uning yonida tepa qatorda induktivligi kam plyonkali kondensator (keng terminallariga ahamiyat bering), uning o'ng tomonida moy to'ldirilgan qog'ozli kondensator va oxirgi qatorda disk keramikali kondensatorlar o'ngdan pastga qarab joylashgan. Ularning tagida to'rtta to'rt burchakli plyonkali kondensatorlar joylashgan (poliester, polikarbonat yoki polipropilen). D-turdagi subminiatur konnektor begonadek ko'rinadi – ammo bu filtrlovchi konnektor bo'ladi, uning har bir terminali korpusi bilan 1000 pF sig'imli kondensator bilan ulangan. Uning chap tomonida yettita polyarizatsiyalanadigan tantalli elektrolitik kondensatorlar joylashgan (beshtasi aksial kontaktli bittasi radial va bittasi yuzaki montajga mo'ljallangan). Ularning ustidagi uchta kondensator aksial, plyonkali turlariga kiradi. Markazning quyi qatoridagi o'nta kondensator keramik turga mansub (to'rttasi radial, ikkita aksial va to'rttasi yuzaki montaj uchun chip kondensator bo'ladi); ularning ustida katta voltli kondensatorlar joylashgan – aksial – shishali kondensator, terminali burab ulanadigan keramik transmissiyali kondensator. Va nihoyat, ularning ostida va chap tomonda to'rtta slyudali kondensatorlar va bir juft diodsimon varaktor deb nomlangan jismlar joylashgan, ularning sig'imi kuchlanish ostida o'zgaradi, yarimo'tkazgichli diod shaklida ishlab chiqariladi.

Ketma-ket ulangan kondensatorlarning umumiy sig'imi parallel ulangan rezistorlarning umumiy qarshiligini hisoblanishi bilan bir xil:

$$C_{total} = \frac{1}{\frac{1}{S_1} + \frac{1}{S_2} + \frac{1}{S_3} + \dots} \quad (1.18)$$

yoki ikkita ketma-ket ulangan kondensatorlarning sig'imi:

$$C_{total} = \frac{S_1 S_2}{S_1 + S_2}$$

Kondensatorlar

Turi(dielektrik)	Sig'im ko'lam	Maksimal kuchlanish	Aniqligi	Temperatura stabiligi	Tok siljishi	Izohlar
Slyudalik (mica)	1pF - 0.01μF	100 -600	yaxshi		yaxshi	a'lo; radiochastota ko'lamiga yaxshi
Naycha keramikali	0,5pF – 100 pF	100 - 600		har xil		barcha tem-ralarda (nol ham shu ko'lamda)
Keramikali	10 pF- 1μF	50 -30000	sust	sust	o'rta miyona	mayda; arzon; juda keng qo'llaniladi
Poliesterli (Mylar)	0,001 μF -0μF	50 -600	yaxshi	sust	yaxshi	arzon; yaxshi; keng qo'llaniladi
Polistirolli	10 pF - 2,7μF	100 - 600	a'lo	yaxshi	a'lo	yuqori sifatli; katta; signal filtrlarida
Polikarbonatli	100 pF - 30 μF	50 -800	a'lo	yaxshi	a'lo	yuqori sifatli; mayda
Polipropilenli	100 pF - 50 μF	100 - 800	a'lo	yaxshi	a'lo	yuqori sifatli; dielektrik absorbsiyasi kam

Teflonli	1000 pF - 2μF	50 -200	a'lo	juda yaxshi	bebaho	yuqori sifatli; dielektrik absorbsiyasi kam
Shishali	10 pF - 1000 pF	100 -600	yaxshi	juda yaxshi	a'lo	uzoq muddat stabil
Chinnili	100 pF - 0,1 μF	50 - 400	yaxshi	yaxshi	yaxshi	yaxshi, uzoq muddat stabil
Tantalli	0,1 μF - 500 μF	6 -100	sust	sust		sig'imi katta; polyarizatsiya bo'ladi; induktivligi kichik
Elektrolitli	0,1 μF - 1,6 F	3 - 600	yomon	juda yomon	juda yomon	manba filtrlari; polyarizatsiya bo'ladi; umri qisqa
Ikki qatlamli	0,1F– 10F	1,5 -6	sust	sust	yaxshi	zahira xotira; aktiv qarshiligi katta
Moyli	0,1μF – 20 μF	200-10000			yaxshi	Yuqori voltli filtr; katta; umri uzoq
Vakuumli	1pF- 5000 pF	2000- 36000			juda yaxshi	Radiouzatgichlar

1.15-masala. Ketma-ket ulangan ikkita kondensatorning sig'imini aniqlash formulasini yozib bering.

Kondensator zaryadlanishi vaqtida oqqan tok ($I = C \frac{dV}{dt}$) noyob xususiyatlarga ega. Rezistorlardagi tokka o'xshab, kondensatorning toki kuchlanishga proporsional bo'lmaydi, kuchlanishning vaqt hosilasiga proporsional bo'ladi. Agar rezistorda quvvat (kuchlanish–tok ko'paytmasi) issiqlikka aylanib tashqi muhitga tarqalib ketsa, kondensatorda elektr maydon energiyasi sifatida saqlanib qoladi. Kondensatorni razryad qilganingizda saqlangan energiyani qaytirib olasiz. Keyingi boblarda *reaktivlik* to'g'risida gap ketganda, kondensatorda kechayotgan jarayonni boshqa nazar bilan ko'ra boshlaymiz (§1.7).

1.4.2 RC zanjirlar va ulardagi kuchlanish va tokning vaqtga qarab o'zgarishlari

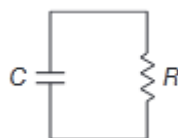
O'zgaruvchan tok zanjirlarini (yoki, umuman, kuchlanish va toki o'zgaradigan zanjirlarni) ko'rib chiqadigan bo'lsangiz, ularni ikki yo'nalishda tahlil qilish mumkin. Birinchisi, zanjirdagi kuchlanish va tok vaqtga qarab o'zgarishi bo'lsa, ikkinchisi signal chastotasiga bog'liq bo'lgan amplituda bo'ladi. Bu ikki yo'lning har biri o'z afzalliklariga ega bo'lsa ham, siz sxemani tahlil qilganingizda, masalaning mohiyatiga qarab birinchi yo'ldan ikkichisiga o'tib, yana birinchisiga qaytishingiz mumkin. O'zgaruvchan tok zanjirlarining o'rganishni ulardagi kuchlanish va toklarning vaqtga qarab o'zgarishlarini ko'rib chiqishdan boshlaymiz. 1.7-bobdan boshlab chastotaga bog'liqligini o'rgana boshlaymiz. Kondensatorli zanjirning sifatlari nimadan iborat? Bu savolga javob izlashni sodd RC sxemadan (1.31-rasm) boshlaylik. Kondensator sig'imi bilan bog'liq tenglamani ko'rib chiqaylik:

$$C \frac{dV}{dt} = I = -\frac{V}{R} \quad (1.19)$$

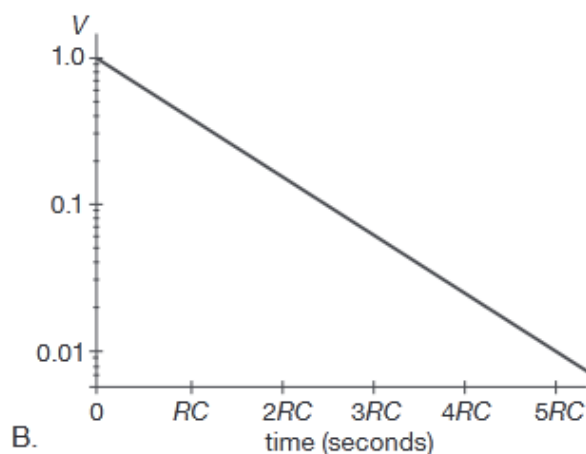
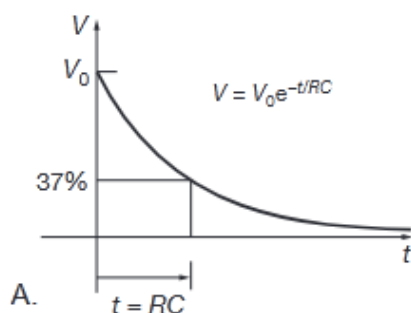
Bu differensial tenglama bo'lib, quyidagi yechimga ega:

$$V = Ae^{-t/RC} \quad (1.20)$$

Demak, kondensator, unga parallel ulangan rezistor orqali 1.32-rasmda ko'rsatilgandek razryadlanar ekan. Bu yerda intuitsiya yaxshi ishlaydi: oqayotgan tok (rezistorlar tenglamasidan) qiymati qolgan kuchlanish qiymatiga proporsional bo'ladi; ammo razryad jarayonini belgilovchi grafik qiyaligi (kondensator tenglamasidan) tok qiymatiga proporsional bo'ladi. Demak, razryadlanish grafigi, qiymatining hosilasiga proporsional bo'lgan funksiya, ya'ni eksponenta bo'lishi kerak.



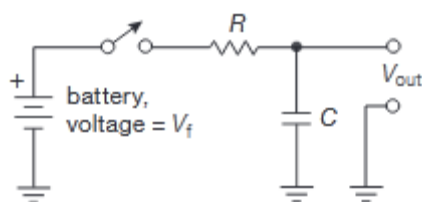
1.31-rasm. Sodda RC xema.



1.32-rasm. RC zanjirning razryadlanish chizmasi. A. Chiziqli B. Logarifmik

A. Vaqt konstantasi

RC ifodasi zanjirning vaqt konstantasi deb ataladi. R omlarda va S faradlarda bo'lsa RC sekundlarda o'lchanadi. Bir mikrofaraad sig'imli kondensatorga parallel ulangan 1.0 k qarshilikli rezistordan iborat sxemaning vaqt konstantasi 1 ms bo'ladi; agar kondensatorning boshlang'ich zaryadi 1.0 V bo'lsa boshlang'ich tokning qiymati 1.0 mA bo'ladi.



1.33-rasm.

1.33-rasmda biroz o'zgartirilgan sxema keltirilgan. $t = 0$ bo'lganida kimdir kommutatsion kalitni qo'shadi. Shunda sxemani ifodalovchi differensial tenglama quyidagi ko'rinishga keladi:

$$I = C \frac{dV}{dt} = \frac{V_f - V}{R}$$

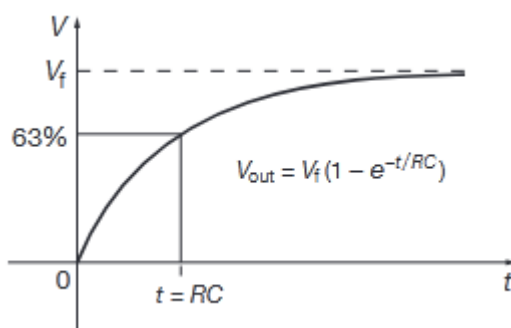
va tenglamaning yechimi: $V_{out} = V_f + Ae^{-t/RC}$

(Matematik ifodalarning ichiga kirishib ketishi sizni xavotirga solmasin. Biz bundan faqat muhim natijalarni olmoqchimiz xolos va shu natijalarni eslab qolishingiz kerak. Keyinchalik biz shu natijalardan ko'p foydalanamiz va ularni chiqarishga harakat qilmaymiz). Formuladagi A konstantasi boshlang'ich shartlar bilan belgilanadi (1.34-rasm): $t = 0$ bo'lganida $V = 0$; natijada, $A = -V_f$ va

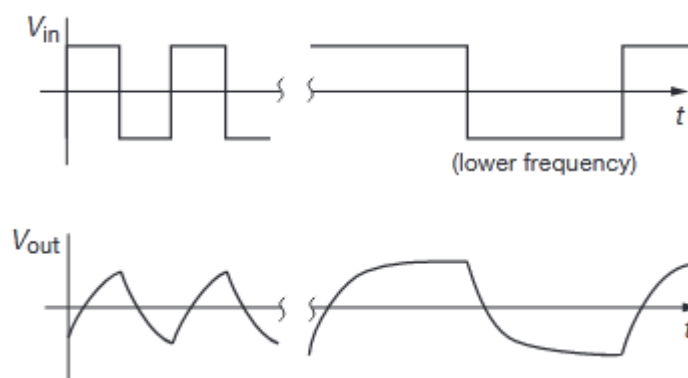
$$V_{out} = V_f(1 - e^{-t/RC}) \quad (1.21)$$

Yana bir yaxshi intuitsiya: kondensator zaryadlansa, tokning yuksalish chizig'i qolgan kuchlanish qiymatiga proporsional bo'ladi (rezistor orqali o'tgan tok yaratgan kuchlanish bo'lgani uchun); natijada, zaryad chizig'ining qiyaligi vertikal qolgan vertikal masofaga proporsional bo'ladi – bu eksponenta chizig'i bo'ladi. Oxirgi tenglamadan foydalanib, kondensatordagi kuchlanish yakuniy V_f qiymatiga etish uchun sarflagan vaqtini aniqlasangiz bo'ladi. Harakat qilib ko'ring-chi (yordam kerak bo'lsa, A-ilovaga murojat qiling) ! Shunda siz quyidagi tenglamaga kelishingiz kerak:

$$t = RC \log_e \left(\frac{V_f}{V_f - V} \right) \quad (1.22)$$



1.34-rasm.



1.35-rasm. Rezistor orqali kondensatorga to'g'ri burchakli impuls berilgandagi kondensatorning chiqish kuchlanishi (yuqoridagi signal shakli).

B. Muvozanatning buzilishi

Kondensatordagi kuchlanish V qiymati o'sib ($t \gg RC$ bo'lganida) V_f qiymatiga oxiri yetib boradi (kondensatorni to'liq zaryadlanish vaqtini taxminan belgilovchi "5RC qoidasi" bor: kondensator $t = 5 RC$ vaqt konstantasi davomida to'liq zaryadlanib bo'ladi deb hisoblanadi, shunda to'liq zaryad qiymatiga 1% yetmaydi xolos). Agar endi boshlang'ich kuchlanish V_0 qiymatini o'zgartirsak (masalan, nolga tushirsak), kondensatordagi kuchlanish nolga qarab eksponenta $e^{-t/RC}$ bo'yicha harakatlanadi. Misol uchun, to'g'ri to'rt burchakli impulslar kondensatorga $V_{in}(t)$ sifatida berilsa, undagi kuchlanish 1.35-rasmda ko'rsatilgan shaklga keladi.

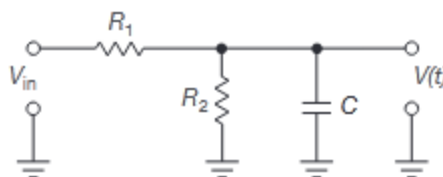
1.16-masala. Kondensatordagi zaryad 10% dan 90% gacha o'sishi uchun $2,2 RC$ vaqt ketishini ko'rsating.

Shunda siz: "Agar shu RC zanjir kirishiga $V(t) = V_{in}(t)$ erkin tanlangan kuchlanish bersak kondensatordagi kuchlanish qanday o'zgaradi?" degan sodda bir savol berishingiz mumkin. Bunda tuziladigan differensial tenglamaning yechimi quyidagicha bo'ladi:

$$V(t) = \frac{1}{RC} \int_{-\infty}^t V_{in}(\tau) e^{-(t-\tau)/RC} d\tau$$

Demak, RC zanjir kirishidagi signal shaklini $e^{-\Delta t/RC}$ vazn faktori bilan o'rtacha qiymatga keltirar ekan.

Amalda siz bunday savolni berishingizga ko'p zarurat bo'lmaydi. Aksincha, sizni boshqa masala – shu RC zanjir, kirishiga berilgan signalning qaysi *chastotalar ko'lamini* o'tkazishi, ko'proq qiziqtiradi. Bu masalani biz §1.7 da ko'rib chiqamiz. Avval biz bir necha qiziqarli RC zanjirlarning ishlash jarayonini tahlil qilib chiqishimiz maqsadga muvofiq bo'ladi.

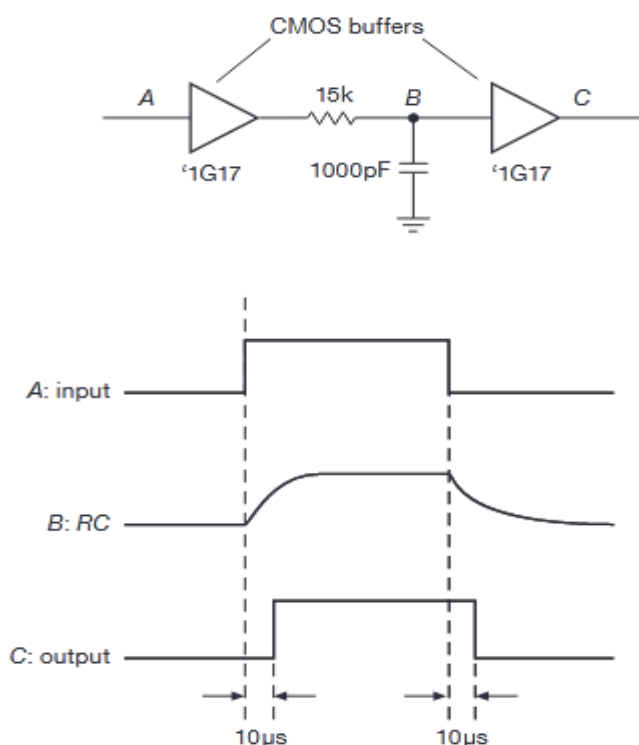


1.36-rasm. Ko'rinishi murakkab, ammo bunday emas! (Thevenin yordam beradi.)

Thevenin tenglamasini soddalashtirish

Murakkabroq bo'lgan sxemalarni tahlil qilish uchun yuqorida qayd etilgandek differensial tenglama tuzib va uni yechimini izlashga urinishimiz mumkin albatta. Ko'p hollarda bunday urinishlarni keragi bo'lmaydi. Bizda faqat murakkabroq, RC zanjirlardan iborat bo'lgan sxema mavjud xolos. Bu sxemani (1.36-rasm) siz soddalashtirishingiz mumkin. R_1 va R_2 rezistorlardan iborat kuchlanish bo'luvchisini Thevenin ekvivalent zanjiriga keltirib, siz sxemaning kirishiga berilgan V_{in} ostona signalidan foydalanib sxemaning $V(t)$ chiqishini aniqlashingiz mumkin.

1.17-masala. 1.36-rasmda keltirilgan sxemada $R_1 = R_2 = 10k$, $C = 0.1 \mu F$. $V(t)$ kuchlanishini toping va uning epyurasini chizing.



1.37-rasm. Raqamli LVC- oilaning bir juft logik sxemalari yordamida signalini RC zanjir yordamida orqaga surish (nomi uzun bo'lsa ham o'zi kichkina: SN74LVC1G17DCKR!)

D. Misollar: impulsarlarni kechiktirish sxemasi

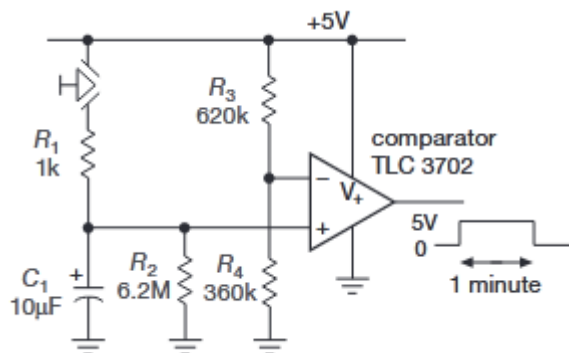
Keling, qayd etilgan nazariy fikrlar ishlashini bir juft amaliy sxemalar misollarida ko'rib chiqaylik. Darsliklarda, odatda, bunday pragmatizmga yo'l berilmaydi, ayniqsa, kitobning boshlang'ich boblarida, ammo biz o'ylashimizcha, elektronikani amaliy misollarda tekshirib ko'rish qiziqarli bo'ladi. Masalani hal qilish uchun mavzuga "qora quti" shaklida yangi komponentni kiritishga majburmiz, ammo u to'g'risidagi ma'lumotni keyinroq olasiz, albatta.

Raqamli sxemalarda mavjud bo'lgan impulsli signallarni raqamli impulslar deb qabul qilgan edik. 1.37-rasmda raqamli impulsni vaqt bo'yicha orqaga surish, ya'ni kechiktirish uchun ishlatilgan RC zanjir keltirilgan. Uchburchak shaklidagi sxema elementlari "CMOS²² buffers" vazifasini bajaradi. RC zanjirning kirishiga buffer (ajratuvchi) sxema orqali to'g'ri to'rtburchakli impuls berilgan.

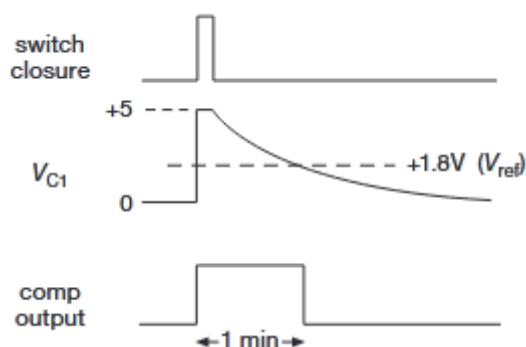
Buffer sxemaning kirishiga HIGH impuls berilsa, chiqishidan ham ana shu HIGH impuls olinadi va, aksincha, LOW bersa LOW olinadi. Birinchi buffer sxemaning kirish qarshiligi katta bo'lib, chiqish qarshiligi kichik bo'ladi va shu bilan RC zanjir bufferdan avval joylashgan impuls manbaini "o'tkazib" qo'ymasligini ta'minlaydi. RC zanjirda kondensator rezistor orqali zaryadlanishiga ketgan vaqt hisobiga impuls kechikadi, ya'ni RC zanjirdan chiqqan impuls cho'zilib, ikkinchi buffer orqali keyingi sxemani 10 µs vaqtga kechiktirib ishga tushiradi (RC zanjirning chiqishidagi impuls qiymati $0,7RC$ (10 µs) vaqt davomida amplituda qiymatining 50%ga yetadi). Real raqamli sxemalarda buffer sxemasining ostona kuchlanishi manba kuchlanishining yarmiga teng bo'lgani sababli chiqishidagi impuls kirishidagidan kengroq va kechikkanroq bo'ladi. Bu sxema impulsarlarni kechiktirish uchun ishlatirib turadi, lekin sxemaning bu sifatiga ko'p ishonishning ma'nosi yo'q. Faqat zarur bo'lib qolganida ishlatish mumkin.

²² Complementary metall-oxide semiconductor: raqamli logikaning asosiy mikrosxemasi, buni 10-bobda batafsil ko'rib chiqamiz.

E. Boshqa sxema misoli: "Bir minutga berilgan quvvat"



1.38-rasm. RCLi vaqt belgilovchi sxema:
bir bosilishi → bir minut

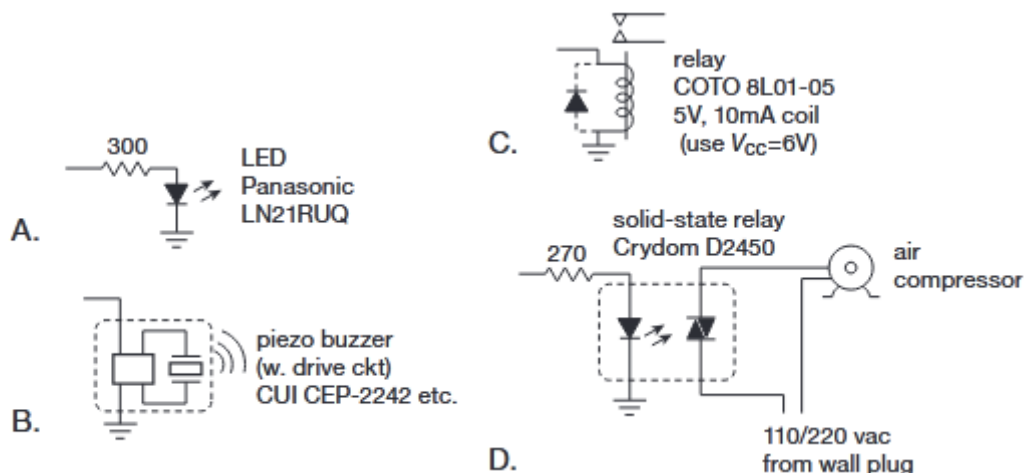


1.39-rasm. Sxemaning vaqt diagrammalari. V_{C1} tugmasining kuchlanishining o'sish vaqti $R_1 C_1 \approx 1\text{ms}$

1.38-rasmda oddiy RC zanjiri bilan nima qilish mumkinligini ko'rsatuvchi misol keltirilgan. Uchburchak shaklidagi shartli belgi *komparatorni* bildiradi, buni 4 va 10- boblarda ko'rib chiqamiz; siz bilishingiz kerak bo'lgan narsa: (a) bu integral mikrosxema (rezistor va tranzistorlardan tashkil topgan), (b) V_+ terminali orqali komparator musbat dc manbaidan quvvat oladi va (c) komparatorning (+) kirishidagi kuchlanish (-) kirishidagi kuchlanish qiymatidan musbatroq yoki manfiyroq bo'lishiga qarab, chiqishi (o'ng tomonga chiqqan sim) V_+ yoki yer potensialida bo'ladi. (Komparator kirishlarining muvofiq: *noinvertlovchi* (+) va *invertlovchi* (-) deb ataladi). Komparator kirishiga tok olmaydi, ammo chiqishidagi yuklamani 20mA yoki shunga yaqin qiymatdagi tok bilan ta'minlaydi. Komparator hal qiluvchi mikrosxema bo'lib, chiqishi "HIGH" (V_+) yoki "LOW"(yer) holatida bo'ladi.

Endi sxemaning ishlashini ko'rib chiqamiz: $R_3 R_4$ kuchlanish bo'luvchisi komparatorning (-) kirishidagi kuchlanishni manba kuchlanishining 37% iga teng qiymatida ushlab turadi, bizning misolda +1.8 V atrofida; bu kuchlanishni "reference"(standart) kuchlanishi" deb ataylik. Sxemaning holatiga kelsak, C_1 kondensatori to'liq razryadlangan va komparatorning chiqishi yerda (potensial 0V). START tugmasini qisqa muddatga bossangiz (bosib, qo'yib yuborsangiz), C_1 kondensatori tezda +5Vgacha zaryadlanib oladi (vaqt konstantasi 10 ms). Shunda komparatorning chiqishi ag'darilib +5V bo'lib qoladi; 1.39-rasmga qarang. Tugma qo'yib yuborilganidan keyin kondensator eksponenta bo'yicha R_2 rezistori orqali yerga razryadlanishni boshlaydi; razryadlanish zanjirining vaqt konstantasini $\tau = R_2 C_1$ biz 1 minutga o'rnatib qo'yganimiz. Shu vaqt o'tishi bilan kondensatordagi kuchlanish standart kuchlanish qiymatini kesib o'tadi va komparatorning chiqishi yana yer potensialiga qaytib o'tadi. (Ahamiyat bering, reference kuchlanishi qiymatini V_+ kuchlanishining 1/e qismiga teng qilib oldik – zaryadlangan kondensator kuchlanishi razryadlanish jarayonida ana shu qiymatgacha kamayishi uchun bir τ vaqt ketadi. R_2 rezistorining qarshiligini standart qiymatlardan 6 MΩ tanlab olamiz: S-ilovaga qarang). Demak, sxema, tugma bosilganidan so'ng 1 minut davomida chiqishida +5V kuchlanishni ushlab turadi. Endi bu aytganlarimizga qisqa qo'shimchalar qilamiz, ammo ular bir necha foydali va qiziqarli funksiyalarni bajarishga imkon beradi. Qo'shimchalar 1.40A,D-rasmlarda keltirilgan. Ko'rib chiqilgan taymer sxemasining chiqishiga LED ulab o'zi o'chadigan signal yoritgichini yaratsangiz bo'ladi; tok qiymatini o'rnatish uchun ketma-ket rezistor ulashingiz kerak bo'ladi (keyinroq bunga batafsil to'xtalamiz). Agar sizga qisqa shovqin qilish kerak bo'lsa *piezo-beeper* ulashingiz mumkin: shunda bir minut davomida tovushli signal olishingiz mumkin (bu kiyimlarni quritish sikli tugaganini bildiruvchi signal bo'lishi mumkin). Yana boshqa bir imkoniyatni chiqishga ulangan rele beradi. Rele mexanik kommutatorni

elektr kuchlanishi bilan boshqaradi va shu bilan ancha katta quvvatli yuklamani elektr manbaga ulab uzishga imkon beradi. Rele ishlatishning juda muhim afzalligi bor – yuklama ulanadigan elektr zanjir +5V va uning yeridan iborat boshqaruvchi taymer zanjiridan to‘liq izolyasiyalangan bo‘ladi.



1.40-rasm. Taymer sxemasining (1.38-rasm) chiqishiga ulanadigan qiziqarli qurilmalar.

Va nihoyat, katta quvvatli sanoat qurilmasini ishga tushirish va to‘xtatish uchun katta quvvatli qattiq jismli (CCR, §12.7) reledan foydalansangiz kerak. Bu rele LED va *triac* deb nomlangan optojuftni tashkil qiladi. Optojuft ishga tushirilganida triac juda yaxshi mexanik kontaktor vazifasini bajaradi. Triac ko‘p amperli katta tokni ulash imkoniga ega va (elektromexanik relega o‘xshab) kirish zanjiridan to‘liq izolyasiya qilingan bo‘ladi. Bu misolni sizning uyingizdagi havo kompressoriga qo‘llasa bo‘ladi: uyingizga kelgan do‘stlaringiz charchog‘ini bosish uchun kopressor taymerini chorak soatga o‘rnatib uyingizdagi havoni yangilashadi. Shunday amalni siz o‘zingizning, masofadan boshqariladigan issiq suvli dushingizda qo‘llasangiz bo‘ladi (faqat bir minutga!). Sxemaga izohlar: (a) 1.38-rasmdagi sxemada R_1 rezistorini o‘rnatmasligingiz mumkin, shunda ham sxema ishlaydi, ammo tugma bilan razryadlangan kondensator +5V kuchlanish manbaiga bevosita ulanganda katta tok o‘qishi mumkin ($I = C dV/dt$: bu formulada 5V o‘rniga “dV” “dt” o‘rniga 0 qo‘ysak, tok qancha bo‘lishini ko‘ramiz). Kondensatorga ketma-ket R_1 rezistorini o‘rnatib, biz kondensatorning zaryad tokini chegaralaymiz (50 mA); kondensator juda tez zaryadlanadi (5RC vaqt konstantasi davomida yoki 0.05 sda kondensator >99% ga zaryadlanib bo‘ladi). (b) Komparatorning chiqishi, aslida faqat (+) kirishidagi kuchlanish asta kamayib, (-) kirishidagi reference kuchlanish qiymatini kesib o‘tganda ag‘darilishi kerak (4.31-rasmga qarang), ammo komparatorning ishlashiga yo‘q qilib bo‘lmaydigan kuchlanish irg‘ishlari ham ta’sir ko‘rsatishi mumkin. Bu muammoni hal qilish uchun sxema chiqishidagi signalning bir qismi kirishiga qaytib beriladi va shu bilan uning stabil ishlashi ta’minlanadi (bu amalni gisterezis yoki musbat teskari bog‘lanish (hysteresis or positive feedback) deb atashadi). Buni 4 va 10-boblarda ko‘ramiz. (c) elektron sxemalarda dc kuchlanish manbaini bir yoki bir nechta kondensator bilan shuntlab qo‘yish yaxshi natija beradi. Kondensatorlar dc manbaning asosiy simi bilan yer oralig‘iga ulanadi. Kondensatorlar sig‘imining qiymati ahamiyatsiz – 0.1 μF dan 10 μF gacha bo‘lishi mumkin; §1.7.16Aga qarang. Yuqorida ko‘rib chiqilgan oddiy misollarda faqat yuklamani ulash va uzish masalasi ko‘rib chiqilgan. Ammo, chiqishi ikki muvozanat holatlarda bo‘ladigan, komparator kabi logik qurilmalar ishlatish sohalari juda ko‘p. Bu logik sxemalarning chiqishi faqat ikki holatdan birida: (bizning misolda +5V yoki yer), 1 yoki 0, HIGH yoki LOW, TRUE yoki FALSE holatlari bo‘lishi mumkin. Misol uchun, bunday signal boshqa bir sxemani ishlatishi yoki ishdan to‘xtatishi mumkin. Tasavvur qiling, mashinaning eshigi ochilgan onida, uning boshqarish elektronikasida 1 minutga bizning HIGH chiqishimiz paydo bo‘ldi va klaviatura

faollashib, maxfiy kodni qabul qilish rejimiga o'tkazildi, kod kiritilishi bilan mashina harakatga keladi. Bir minut o'tganidan so'ng, siz kerakli kodni kiritmasangiz, mashina bloklanib qoladi, chunki shu vaqt davomida haydovchining xushyorligi aniqlanib bo'ladi.

1.4.3 Differensiallovchi sxema

Kirishiga berilgan signalni differensiallab beradigan oddiy sxema yaratishingiz mumkin; bu $V_{out} \propto dV_{in}/dt$ amali bo'ladi. Keling, bu amalni ikki qadamda bajaraylik.

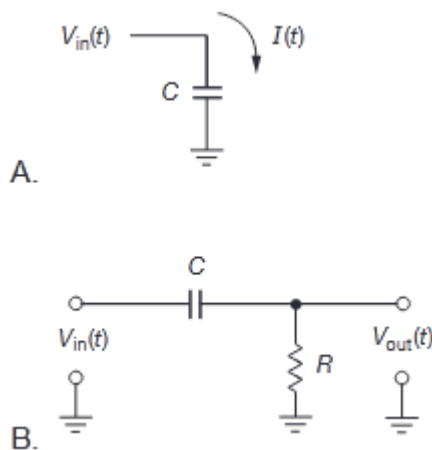
1. Birinchidan 1.41A-rasmdagi (noqulay) sxemaga qaraylik: Kirishidagi $V_{in}(t)$ kuchlanish kondensator orqali oqadigan $I_{cap} = C dV_{in}/dt$ tokni yaratadi. Bu ayni bizga kerak tok bo'ldi – faqat biz bu kondensator tokini ishlata olmaymiz²³.

2. Kondensatorning quyi tomoniga qarshiligi kichik rezistor ulaylik. Bu rezistor “tokni sezuvchi” element vazifasini bajaradi (1.41B-rasm). Endi biz o'lchanadigan kondensator toki qiymatiga proporsional bo'lgan chiqish kuchlanishiga ega bo'lib qoldik. Bu yaxshi xabar. Noxush xabar shuki, endi sxema ideal matematik differensiator bo'lmay qoldi. Sababi: C kondensatoridagi kuchlanish tushuvi (uning hosilasi bo'lgan tokni biz R rezistorida qayd etamiz) endi V_{in} kirish kuchlanishining qiymatiga teng emas; uning qiymati V_{in} va V_{out} kuchlanishlarining farqiga teng bo'lib qoldi. Endi nima bo'lishini ko'ring: C kondensatoridagi kuchlanish tushuvi $V_c = V_{in} - V_{out}$, demak: $I = C \frac{d}{dt} (V_{in} - V_{out}) = \frac{V_{out}}{R}$

Agar R va C kichik qilib olinsa, $\frac{dV_{out}}{dt} \ll \frac{dV_{in}}{dt}$, $C \frac{dV_{in}}{dt} \approx \frac{V_{out}}{R}$ bo'ladi, yoki

$$V_{out}(t) \approx RC \frac{d}{dt} V_{in}(t)$$

Bu formula, sxemaning chiqishi kirishiga berilgan kuchlanishning o'zgarishlariga proporsional ekanligini, ko'rsatib turibdi.

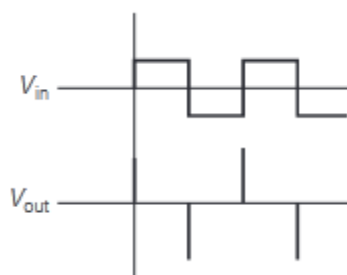


1.41-rasm. Differensiatorlar.

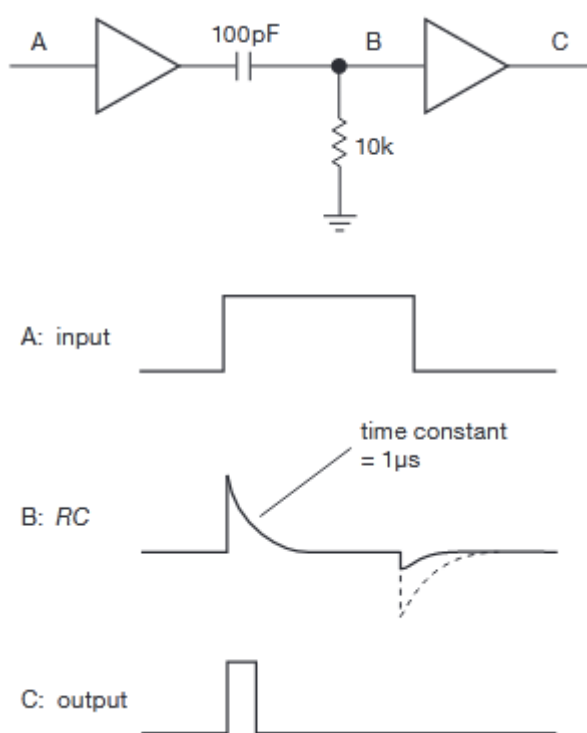
A. Ideal (chiqish terminallari ulanmagan). B. O'xshash (ammo kam deganda chiqishlari bor!) $dV/dt \ll dV_{in}/dt$ shartiga amal qilsak, RC ifodasini kichiklashtirishimiz mumkin. Shunda rezistorning kichik qarshiligi kirishdagi manbani "o'tkazib" qo'ymaydi (kirishdagi signal uchun boshida kondensatorning qarshiligi nolga teng bo'ladi va signal kuchlanishi to'liq rezistor qarshiligiga yuklangan bo'ladi). Agar qayd etilgan sxemaning xususiyatlarini chastotaga bog'lab tahlil

²³Kino muxlislari Dr.Strangelovening to'kkan ko'z yoshlarini eslasalar kerak: "Oxirat mashinasi to'liqligicha yo'qolib ketadi agar uni sir saqlasang."

qilsak, sxema ishlashiga yaxshiroq mezon topishimiz mumkin (§1.7.10). Sxema kirishiga to'g'ri burchakli impulslar berilsa, chiqishidagi signal ko'rinishi 1.42-rasmda keltirilgan shaklda bo'ladi.



1.42-rasm. Differetsiallovchi sxemaning kirishiga impulslar berilsa, chiqishi yuqoridagi grafik shaklida bo'ladi.



1.43-rasm. Impuls oldi frontining detektori.

1.43-rasmdagi sxemada $C=100\text{ pF}$ va $R=10\text{ k}$ bo'lsa, differensiallovchi sxemaning vaqt konstantasi $\tau = RC = 1\mu\text{s}$ bo'ladi.

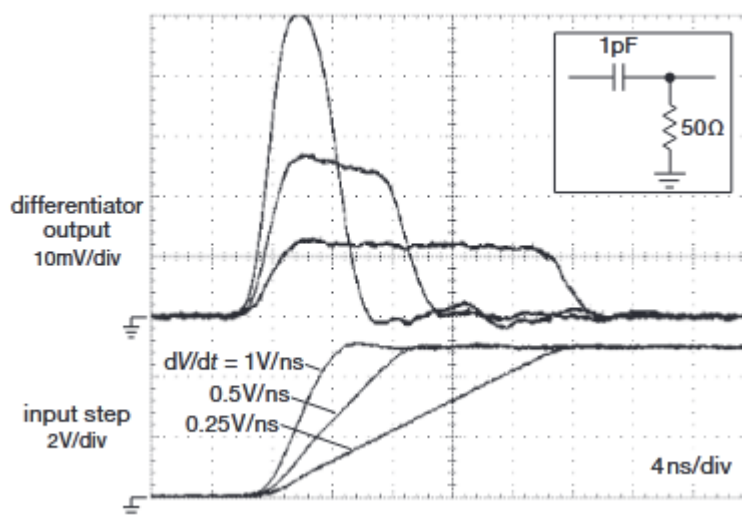
Differensiallovchi sxema impulsli signallarning oldi va orqa frontlarini ajratib berish uchun ishlatiladi bo'ladi va raqamli sxemalarda shunday (1.43-rasm.) zanjirlarni uchratishingiz mumkin. RC zanjiri kirishiga berilgan impulslarning oldi va orqa frontlariga to'g'ri kelgan tikon (spike) impulslarini ishlab chiqaradi va buffer sxemalari ularni qisqa impuls-larga aylantirib beradi. Amalda manfiy impulsning amplitudasi kichik bo'ladi (buffer sxemasidagi diod tufayli, buni §1.6da ko'ramiz).

Aytganlarimizga aniqlik kiritish maqsadida, biz bir sakrab o'lchashlarga o'tdik va katta tezlikda o'zgaradigan signallar uchun differensiatorni ishlatib ko'rdik. Buning uchun biz tanlagan $C=1\text{ pF}$, $R=50\Omega$ (bu qiymatlar yuqori chastotali sxemalar uchun standart qilib olingan, N-ilovaga qarang). Sxemaga kirishiga, o'rnatilgan bo'ladigan past tezlikda (ya'ni dV/dt) o'zgaradigan 5V step signal berdik. 1.44-rasmda kirish va chiqishdagi signallarning uchta dV/dt tezlikda o'zgaradigan shakllari

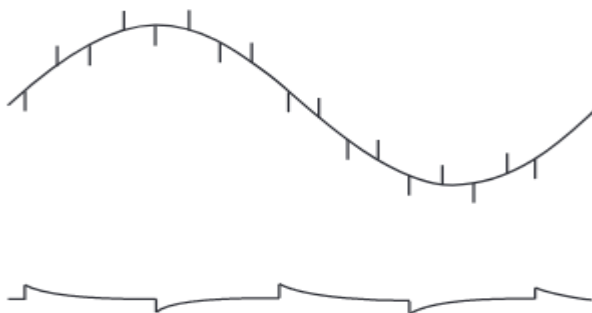
keltirilgan. Bu tezliklarda (gorizontal o'qdagi shkalaga qarang: bir bo'linmasi 4 nanosekund!) sxema ideal ishlash rejimidan, ko'p hollarda tezlik ortganda, chiqib ketishini ko'rishingiz mumkin. Tezligi kamroq bo'lgan ikkita stepning hosilasi qoniqarli bo'lib ko'rinadi; kirishdagi signalning o'sish davriga to'g'ri kelgan chiqishdagi hosila tom shaklida bo'lar ekan; o'zingiz uchun hisobga olib qo'ying chiqish signalining amplitudasi formulada to'g'ri o'rnatilgan.

A. Kutilmagan sig'imli bog'lanishlar

Ba'zi sxemalarda siz kutmagan joyda differensiatorlar bor ekanligini ko'rish mumkin. Shunday hollarda siz 1.45-rasmda ko'rsatilgan signallarni ko'rib qolasiz. Birinchidan, siz tekshirayotgan sxemada signal manbai sig'im orqali ulangan joylarda to'g'ri burchakli impuls paydo bo'lib qoladi; bunga sabab signal yo'lida joylashgan rezistor terminallaridan birining sxemadagi kontakti yaxshi bo'lmagani bo'ladi. Agar bu tahminingiz to'g'ri bo'lib chiqmasa, xalaqit beruvchi signal manbai bo'lgan qarshilikni signal yo'lidan olib tashlang yoki shu impulsli xalaqit beruvchi signal manbaida sig'imli bog'lanishlarni aniqlab, olib tashlang. Ikkinchidan, siz impulsli signalni tekshirib turganingizda, o'lchash asbobining kontakt qiluvchi simida uzilish bo'lgan bo'lishi mumkin. Shu shikastlangan kontaktda mavjud bo'lgan juda kichik sig'im o'lchash vositasining kirish qarshiligi bilan differensiallovchi zanjir hosil qiladi. Signal tarkibidagi shunday differensiallovchining manbaini bilib olsangiz, uni bartaraf qilishingiz oson bo'ladi.



1.44-rasm. RC zanjir bilan differensiallangan uchta tezkor impulsli signal ko'rinishi. Tezkor signal (sekundiga 10^9 volt tezlikda o'zgaradi) sxemadagi kamchiliklar va o'lchash vositasining nosozligi signal shaklini ideallikdan chekintiradi.



1.45-rasm. Kutilmagan sig'imli bog'lanishning ikki misoli.

1.4.4 Integratorlar

Agar RC zanjirni signalning hosilasini olish uchun ishlatish mumkin bo'lsa, nega integrallashning iloji yo'q? Yuqorida ko'rganimizdek, keling bu masalani ikki bosqichda yechaylik.

1. Bizda, vaqt bo'yicha o'zgarib turadigan tok shaklidagi, kirish signali $I_{in}(t)$ bor, deylik (1.46A-rasm)²⁴. Bu kirish toki kondensator orqali aniq oqib o'tgan tok bo'lib, uning qiymati $I_{in}(t) = C dV/dt$, va shu sababli $V(t) = \int I_{in}(t) dt$. Ayni shu bizga kerak edi! Demak oddiy, terminalaridan biri yerga ulangan, kondensator, kirish signali $I_{in}(t)$ shaklidagi tok bo'lganida, integrator vazifasini bajarar ekan. Biz bu to'g'risida avval o'ylamagan edik.

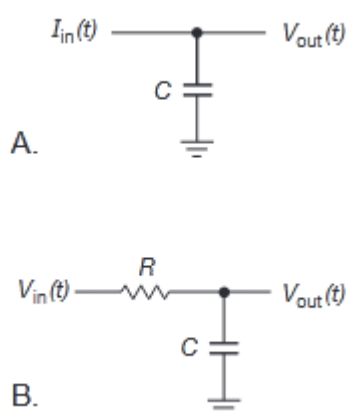
2. Endi sxemaning kirishiga ketma-ket rezistor ulab unga odatdagidek $V_{in}(t)$ kirish kuchlanishini beramiz va uni muvofiq tokka o'zgartiramiz (1.46B-rasm). Sxema ishlaganga o'xshaydi, bu yaxshi yangilik. Ammo zanjir endi integrator bo'lmay qoldi, bu esa yomon yangilik bo'ldi. Buning sababi, C kondensator orqali oqib o'tgan (integrali chiqishdagi kuchlanishni yaratuvchi) tok endi $V_{in}(t)$ kirish kuchlanishiga proporsional bo'lmay qoldi; endi u V_{in} va V kuchlanishlarining farqiga proporsional bo'ldi. Bu endi qanday bo'ladi:

R rezistordagi kuchlanish tushuvi $V_{in} - V$ ga teng, bundan tok:

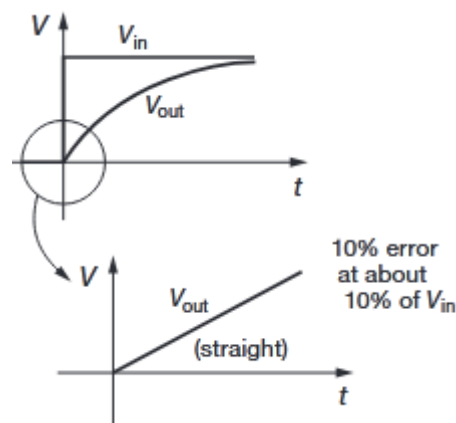
$$I = C \frac{dV}{dt} = \frac{V_{in} - V}{R}$$

RC ifodasini katta olib, $V \ll V_{in}$ shartiga amal qilsak²⁵, quyidagi tenglamaga kelimiz:

$$C \frac{dV}{dt} \approx \frac{V_{in}}{R} \text{ yoki } V(t) = \frac{1}{RC} \int V_{in} dt + \text{constant}$$



1.46-rasm. Integrator. A. Ideal (ammo unga kirishidagi tokli signal kerak). B. O'xshash



1.47-rasm. $V_{out} \ll V_{in}$ talabi bajarilsa integrator aproksimatsiyasi yaxshi bo'ladi.

Bizning sxema kirishiga berilgan signalni vaqt bo'yicha integrallab berishini ko'rdik. Sxemaning kirishiga to'g'ri burchakli impuls bersak, chiqishdagi kuchlanish eksponenta bo'yicha o'sib boradi (1.47-rasm). Eksponentaning boshlang'ich qismi to'g'ri o'sib boradigan chiziq; konstantaning integralidir. Sxemaning $\tau = RC$ vaqt konstantasini oshirsak, eksponentaning mayda bo'laklaridan qutulishimiz mumkin, ya'ni egri chiziqni to'g'ri chiziqqa aproksimatsiya qilamiz.

E'tibor beringki, $V \ll V_{in}$ sharti tok I V_{in} kuchlanishga proporsional deyish bilan bir ma'noga ega. Agar biz sxemaning kirish kuchlanishining o'rniga $I(t)$ tokni olsak aynan integrator sxemasiga kelimiz. Qarshiligi katta bo'lgan rezistorga katta kuchlanish bersak, tok manbaini aproksimatsiya qilgan bo'lamiz va shunday sxematik yechim tok manbai sifatida ko'p ishlatiladi.

²⁴ Biz signalni vaqtga qarab o'zgaradigan kuchlanish deb o'ylashga o'rganib qolganmiz; ammo endi bunday signalni, "kuchlanish – tok konverteri" (havaskorlar transconductance kuchaytirgichi deb atashadi) yordamida, proporsional, vaqtga qarab o'zgaradigan tokka qanday o'zgartirilishini ko'ramiz.

²⁵Differensiatorga o'xshab, bu mezonni §1.7.10 bobda boshqacha usulda o'rnatamiz.

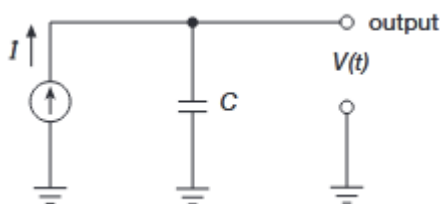
Keyinchalik, operatsion kuchaytirgichlarga kelganimizda integrator sxemasini tuzishda $V_{out} \ll V_{in}$ shartidan voz kechsak bo'ladi. Bunday integrator sxemalari juda keng kuchlanish va chastotalar ko'lamida deyarli xatosiz ishlaydi.

Integratorlar analogli kompyuterlarda juda keng qo'llanilgan. Integratorlar boshqarish sxemalari, teskari bog'lanish, analog-raqam o'zgartiruvchilari va signal generatorlari sxemalarining muhim tarkibiy qismi bo'lib ishlaydi.

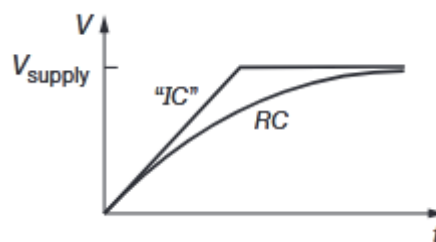
A. Ramp generatori

Shu joyga kelganimizda rampgeneratori qanday ishlashini tushunib olish oson bo'ladi. Bu nafis sxema juda ham foydali. Ular, misol uchun vaqtni belgilovchi sxemalarda, signal va funksional generatorlarida, analogli ossilograflarning sweep generatorlarida hamda analog-raqam konverterlarida samarali ishlatiladi. Sxema, kondensatorni zaryadlash uchun, konstanta tokini ishlatadi (1.48 – rasm). Kondensator uchun yozilgan $I = C(dV/dt)$ tenglamadan $V(t) = (I/C)t$ chiqarib olasiz. Sxema chiqishidagi signal shakli 1.49-rasmda keltirilgan. Kuchlanish o'zgarishdan to'xtaganida, ya'ni o'zining chegarasiga yetganida, ramp to'xtaydi. Ana shu rasmning o'zida oddiy RC zanjirda kondensator zaryadlanishi xarakteristikasi ko'rsatilgan. Unda kuchlanish manbaiga ulangan rezistor tok manbaiga ulangandek va rezistorning R qarshiligini, kuchlanish qiymati nol bo'lganidagi tok o'z manбайдan olingan tok bilan teng degan shart bilan tanlangan. (Real tok manbalarida tok qiymati manba kuchlanishi bilan chegaralanadi, demak keltirilgan solishtirishni realistik desak bo'ladi). Keyingi, tranzistorlarga bag'ishlangan bobda, operatsion kuchaytirgichlarda ishlatiladigan tok manbalarini loyihalashni ko'rib chiqamiz. Sabrsizlik bilan bu yangiliklarni kutib qolamiz!

1.18-masala. Sig'imi $1\mu F$ bo'lgan kondensatorni $1mA$ tok bilan zaryadlaymiz. Kondensatordagi kuchlanish 10 voltgacha yetguncha qancha vaqt sarflanadi?



1.48-rasm. Kondensator o'zgarmas tok bilan ramp signalini generatsiya qiladi



1.49-rasm. O'zgarmas tok bilan zaryadlash zaryadlanib va RC zanjirda kondensatorning zaryadlanishi

1.4.5 Juda ham ideal emas...

Real kondensatorlar (namunasini sotib olib, ushlab ko'rishingiz mumkin) umuman olganda nazariyasiga muvofiq bo'ladi; ammo ular mas'ul sxemalarda ishlatilganida qo'shimcha "sifatlari" ham ko'rinib qoladi. Misol uchun, barcha kondensator *ketma-ket ulangan qarshilik* va *ketma-ket ulangan induktivlikka* ham ega bo'ladi (bu parametrlari chastotaga funksional bog'liq bo'ladi) va shu bilan birga chastotaga bog'liq bo'lgan parallel qarshiligi ham bo'ladi. Shular sababli kondensatorlarda "xotira" effekti ham kuzatiladi (uni *dielektrik absorbsiyasi* deb atashadi), ammo bu to'g'risida odatda munozaralar ko'p bo'lmaydi: agar siz kondensatorni ma'lum V_0 kuchlanishigacha zaryadlab va shu holda biroz ushlab turib, qisqa tutashtirish bilan 0Vgacha razryadlab, so'ng qisqa tutashuvni olib tashlasangiz, kondensatorning o'zida kuchlanish paydo bo'la boshlaydi. Bundan xavotir olmang. Bu effekt (hamda real komponentlarning boshqa antiqa xususiyatlarini) keyinchalik Ix-bobida ko'rib chiqamiz.

1.5. Induktiv g'altaklar va transformatorlar

1.5.1 Induktiv g'altaklar

Kondensatorni tushunib olgan bo'lsangiz, induktiv g'altakni tushunish siz uchun katta qiyinchilik tug'dirmaydi (1.50-rasm). Ular kondensatorlarga juda o'xshaydi; induktiv g'altakda tokni o'zgarish tezligi unga berilgan kuchlanishga bog'liq bo'ladi, kondensator esa kuchlanishning o'zgarish tezligi tokka bog'liq edi. Induktiv g'altakdagi kuchlanishning tok o'zgarishlariga bog'liqligini ifodalovchi formula quyidagicha bo'ladi:

$$V = L \frac{di}{dt} \quad (1.23)$$

bunda L induktivlik deb ataladi va genri (yoki mH, μH)larda o'lchanadi. Induktiv g'altakka kuchlanish berilsa, undagi tok chiziqli tarzda o'sa boshlaydi (kondensator orqali o'zgarmas tok o'tkazsak, undagi kuchlanish chiziqli xarakterda o'sadi); induktivligi 1 genri bo'lgan g'altakka 1volt kuchlanish berilsa, natijada oqqan tok bir sekundiga 1 A tezlikda o'sa boshlaydi.



1.50-rasm. Induktiv g'altak.

Kondensator toki kabi induktiv g'altakning toki ham kuchlanishga proporsional bo'lmaydi. Induktiv g'altakdagi tok bilan bog'liq quvvat rezistordagi quvvatga o'xshab issiqlikka aylanib ketmasdan, g'altakning magnit maydonida saqlanib qoladi. Induktiv g'altak tokini uzib qo'ysangiz, unda saqlangan quvvatni qaytarib olasiz. Induktiv g'altakda saqlangan energiya miqdori quyidagi formula bilan aniqlanadi:

$$U_L = \frac{1}{2} LI^2 \quad (1.24)$$

bunda U_L joullarda (vatt/sekundlarda), L genrilarda va I amperlarda hisoblanadi. Kondensatorlarga o'xshab, bu ifoda juda muhim bo'lib quvvat konversiyasi kommutatorlari ishlashining asosini tashkil qiladi (har bir gadjetga qo'shib beriladigan manba adapterlari misol bo'lishi mumkin). Buni 9-bobda juda keng ko'lamda ko'rib chiqamiz. Induktiv g'altakning sxemalardagi shartli belgisi sim o'ralgan g'altakni eslatadi; eng sodda ko'rinishda sim o'ralgan g'altak induktivlikning o'zginasi bo'ladi. Uning o'ziga xos tabiati induktiv g'altak magnit qurilma bo'lganidan kelib chiqadi. Induktiv g'altaklarda bir vaqtda ikki jarayon sodir bo'ladi: g'altak orqali oqayotgan tok butun g'altak bo'yicha yoyilgan magnit maydon yaratadi; ana shu magnit maydon bo'lsa, o'z navbatida, g'altak simlarida kuchlanish tushuvini hosil qiladi (buni teskari EYUK-elektr yurituvchi kuch deb ham atashadi). Kuchlanish ishorasi birlamchi tok ishorasiga teskari bo'lgani sababli, birlamchi tokning o'sishiga qarshilik ko'rsatadi (bu effekt Lenz qonuni nomi bilan mashxur). G'altakning induktivligi L g'altak o'ramlarini qamrab olgan magnit oqimning shu magnit oqimini yaratgan tok qiymatining nisbati va induktiv singdiruvchanlik konstantasiga ko'paytmasiga teng bo'ladi. Induktivlik g'altakning geometriyasiga (ya'ni, diametri va uzunligiga) va magnit o'zakning xususiyatlariga bog'liq bo'ladi. Anglashingiz kerak bo'lgan narsa – induktiv g'altakning induktivligi undagi mavjud o'ramlar sonining kvadratiga teng.

1.19-masala. Sim o'ramlarining soni n bo'lgan induktiv g'altakning L induktivligi n^2 proporsional ekanligini tushuntirib bering; sim o'ralgan g'altakning diametri va uzunligi o'zgarmagan holda, o'ramlar soni o'zgarishi ta'siriga e'tibor bering.

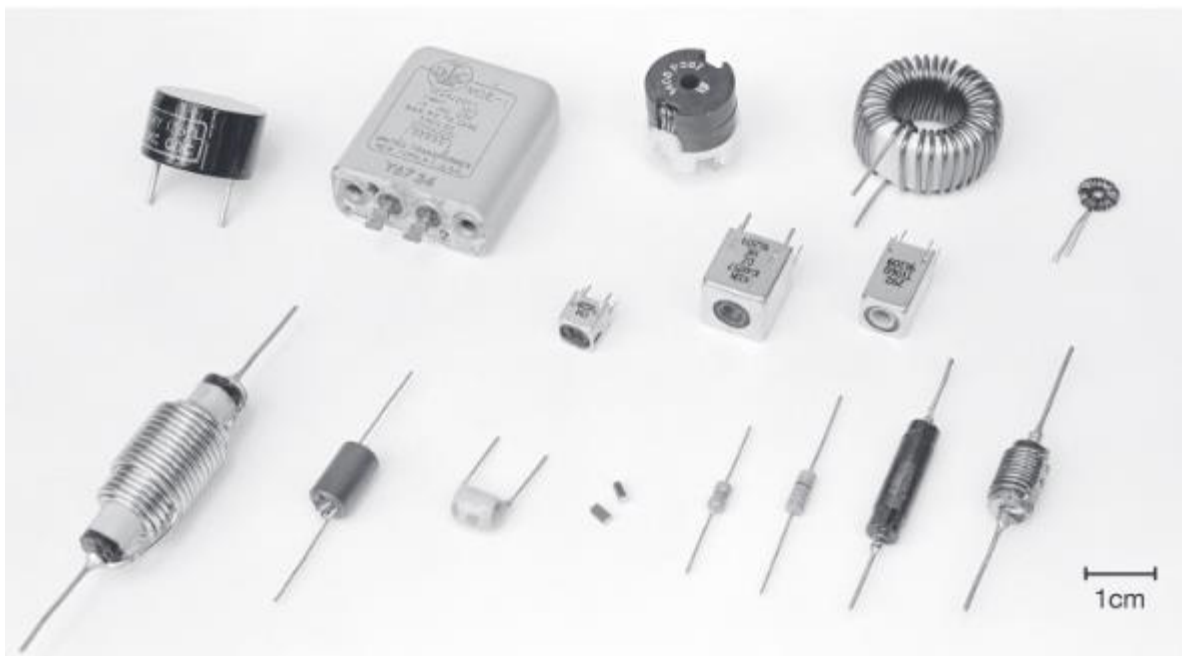
Bularni batafsil 1x-bobida ko'rib chiqamiz. Ammo induktiv g'altak induktivligining yarim-emperik formulasini ko'rib chiqish tavsiya etiladi. Diametri d uzunligi l bo'lgan induktiv g'altakning induktivligining sim o'ramlarining kvadrati n^2 ga bog'likligini ifodalovchi formula quyidagicha:

$$L \approx K \frac{d^2 n^2}{18d + 40l} \mu H$$

Bunda $K = 1.0$ yoki 2.54 o'lchamlar muvofiq dyuym yoki santimetrdagi o'lchanadi. Bu ifoda *Wheeler formulasi* deb ataladi, aniqligi $l > 0.4d$ sharti bajarilganida 1%.

Sig'implardagi tokka o'xshab, induktiv g'altakdagi tok ham kuchlanishga (rezistordagidek) oddiy proporsionallikka ega emas. Demak, rezistordagidek induktiv tok yaratgan quvvat ($V \times I$) issiqlikka aylanib ketmaydi, ammo energiya sifatida g'altak yaratgan magnit maydonida saqlanadi (kondensatorda ham sig'im toki bilan bog'liq quvvat issiqlikka aylanib ketmaganidek uning elektr maydonida saqlanib qoladi). Induktiv g'altakning tokini uzsangiz, saqlangan energiyani qaytarib olasiz (kondensator razryadlanganida energiyani qaytarib olasiz va undagi kuchlanish qiymati nolga tushadi).

Induktiv g'altaklar turli ko'rinishda bo'ladi. Bularning, ichida po'lat, po'lat qotishmalari va ferrit-qora mo'rt o'tkazgich bo'lmagan magnit material kabi o'zaklarga izolyasiyalangan mis sim o'ralgan, turlari mavjud. Uzun induktiv g'altaklar solenoid deb ataladi. Induktiv g'altak ichidagi o'zak uning induktivligini oshirish uchun qo'llanilgan ayyorlikdir. O'zak sterjen, tor (teshikkulcha shaklida) va boshqa shakllarda bo'lishi mumkin. 1.51-rasmda induktiv g'altaklarning tipik geometriyasi ko'rsatilgan.



1.51-rasm. Induktiv g'altaklar. Yuqori qatori chapdan o'ngga qarab: kapsulaga joylashtirilgan toroid, germetik qoplamali toroid, plataga o'rnatiladigan tuvak shaklidagi o'zakli, toroidning o'zi (ikkita o'lchamda). O'rta qator: ekranlangan ferritli g'altaklar (uchta o'lchamda). Quyi qator: katta tokka mo'ljallangan ferritli g'altak, ferritli aksial g'altak, radial kontaktli ferritli g'altak, yuzaki montajga mo'ljallangan ferritli g'altak, quyilgan aksial kontaktli ferrit g'altak (ikki turi), laklangan ferrit o'zakli g'altaklar (ikki turi).

Induktiv g'altaklar radiochastotali sxemalarda yuqori chastotali drossel sifatida va chastota bo'yicha sozlanadigan konturlarda ko'p ishlatiladi (§1.7.14). Ikkita yonma-yon joylashtirilgan induktiv g'altak transformator deb nomlangan juda qiziq va foydali buyumdur. Keyingi bobda transformatorlar bilan qisqacha tanishamiz.

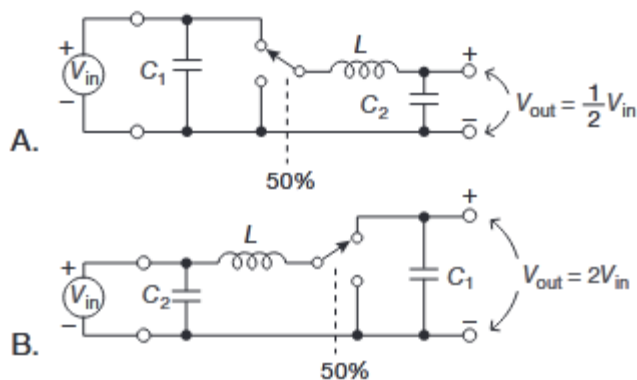
Aslida, induktiv g'altak kondensatorning aksi bo'ladi²⁶. Buni impedans deb nomlangan kattalikni o'rganimizda bilib olamiz.

²⁶Amaliyotda induktiv g'altaklarga nisbatan kondensatorlar elektronika ancha keng ishlatiladi. Induktiv g'altaklar ideal funksiyasidan ancha farq qiladi – o'ramlaridagi simning qarshiligi, o'zakdagi energiyaning yo'qotishlari va ichki sig'imi bunga sabab, ammo real kondensatorlarning xarakteristikalarini ideallikka ancha yaqin bo'ladi (bu to'g'risida I_x –bobda ko'rishgiz

A. Kelajakka nazar: induktiv g'altaklar bilan bog'liq mo'jizalar

Induktiv g'altaklar bilan amalga oshirishingiz mumkin bo'lgan ba'zi amallarni ko'rib chiqaylik. 1.52-rasmga qarang. 9-bobni o'qib tugatganimizda biz bu sxemalarni yaxshiroq tushunib olamiz, ammo o'zimizda bor bilimlarni ishlatib nimaga qodirligimizni ko'rsataylik. 1.5.2A-rasmda L induktiv g'altakning chap tomonida joylashtirilgan kommutator sxemani dc manbaning V_{in} kuchlanishiga yoki yerga kommutatsiya qilishi mumkin. Kommutatsiya bir xil tezlikda, vaqtni teng bo'laklarga bo'lib, amalga oshiriladi ("50% duty cycle"). Ammo, kuchlanish qiymatini belgilovchi tenglama $V = Ldi/dt$ talabiga muvofiq induktiv g'altakdagi o'rtacha kuchlanish nolga teng bo'lishi kerak, aksincha, undagi o'rtacha tok qiymati cheksiz o'sib ketadi. (Bu talab ba'zi hollarda *volt-second balance* yoki *volt-sekund tengligi* qoidasi deb ataladi). Demak, bundan chiqish kuchlanishi o'rtacha kirish kuchlanishiga teng, degan ma'no kelib chiqadi (buning sababini tushunasiz, deb o'ylaymiz). Bu sxemada C_2 kuchlanishni saqlovchi kondensator sifatida chiqish kuchlanishini stabil qiymatida ushlab turadi (9-bobda kengroq ko'lamda ko'ramiz). Chiqish kuchlanishini kirishdagi kuchlanishning yarim qiymatiga tushirish ajablanarli hol emas, oddiy kuchlanish bo'luvchisi bu amalni bajarishi mumkin. Ammo, kuchlanish bo'luvchisiga o'xshab bu sxema energiyani sarflab yubormaydi: agar komponentlarning noidealligini hisobga olmasak, sxemaning effektivligi 100% desak bo'ladi. Amalda bu sxema quvvat konverterlarida juda keng qo'llaniladi: uning nomi "synchronous buck converter"-sinxronizatsiyalangan bo'luvchi konverter.

Endi 1.52A-rasmdagi sxemaning o'zgartirilgan analogi bo'lgan 1.52B-rasmdagi sxemaga qarang. Bu sxemada volt-sekund balansining talabiga muvofiq chiqish kuchlanishi kirish kuchlanishidan ikki barobar katta bo'lishi kerak. Bu amalni kuchlanish bo'luvchisi bilan bajara olmaysiz! Yana bir marta, C_1 kondensatori (sxemada chiqishda) chiqish kuchlanishini to'plagan zaryadiga muvofiq stabil ushlab turadi. Sxemaning bu konfiguratsiyasi "synchronous boost converter"-sinxronlashgan kuchaytiruvchi konverter deb nomlanadi. Bu va boshqa impulsli konverterlar to'g'risidagi batafsil ma'lumotni 9-bobdan olasiz, undagi 9.5-jadvalda ularning ellikta namunasi keltirilgan.



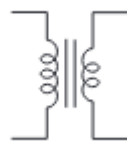
1.52-rasm. Induktiv g'altak yordamida kirishdagi dc kuchlanishni ko'paytirish mumkin.

1.5.2 Transformatorlar

Ikkita o'zaro yaqin joylashtirilgan induktiv g'altaklar transformator qurilmasini hosil qiladi (g'altaklar birlamchi va ikkilamchi deb nomlanadi). Transformatorning birlamchi g'altagiga berilgan o'zgaruvchan kuchlanish ikkilamchi g'altagida, transformatsiya koeffitsientiga proporsional katta (kichik) o'zgaruvchan kuchlanish hosil qiladi. Transformatsiya koeffitsienti ikkilamchi va birlamchi g'altaklardagi sim o'ramlarining sonlarining nisbatiga teng bo'ladi. Transformator kuchlanishni koef-

mumkin). Induktiv g'altaklarsiz impulsli quvvat konverterlari ishlamaydi. Yuqori chastotali sxemalardagi LC konturlarni ham induktiv g'altaksiz tasavvur qilib bo'lmaydi.

fitsientga proporsional ko'paytirs, tokni shu proporsiyada kamaytiradi. Quvvat qiymati saqlanib qoladi. 1.53-rasmda po'lat plastinalardan yig'ilgan magnit o'zakli transformatorning sxemalardagi shartli belgisi ko'rsatilgan (chastotasi 60 Hz bo'lgan o'zgaruvchan kuchlanishni transformatsiya qiladi).



1.53-rasm. Transformator.

Transformatorlar juda samarali qurilma bo'lib (chiqish quvvati kirish quvvatidan juda kam farq qiladi), kuchlanishni katta qilib beradigan turi tokni pasaytiradi. Bunday transformatorning transformatsiya koeffitsienti n bo'lsa, impedansni n^2 barobar oshiradi. Transformatorning ikkilamchi g'altagi yuklanmagan bo'lsa, birlamchi g'altak orqali juda kichik tok oqadi.

Transformatorlar elektronikada ikkita muhim funksiyani bajaradi. Birinchisi o'zgaruvchan kuchlanish qiymatini o'zgartirib berish (tarmoqdagi katta kuchlanishni pasaytirib, sxemaga kerakli bo'lgan qiymatga keltirish) bo'lsa, ikkinchisi elektron qurilmani tarmoqdagi katta kuchlanishdan izolyasiya qilish, chunki birlamchi va ikkilamchi g'altaklari o'zaro izolyasiyalangan bo'ladi. Quvvat transformatorlari (tarmoqdagi 110 V kuchlanishdan ishlaydi) ikkilamchi g'altaklaridan qiymati bir volt dan bir necha kilovoltgacha kuchlanish va milliamper qiymatidagi toklardan yuzlab amper bilan o'lchanadigan tok olishimiz mumkin. Elektronikada ishlatiladigan quvvat transformatorlarining chiqish kuchlanishi 10 dan 50 voltgacha, toklari esa 0,1 dan 5 ampergacha yoki shunga yaqin bo'ladi. Impulsli transformatorlar elektronikada quvvatning konversiyasida keng ishlatiladi, ularda bu transformatorlar orqali katta quvvat o'tadi, ammo shakli impulsli bo'ladi. Ulardagi chastotalar ancha katta bo'ladi (50 kHzdan 1 MHzgacha).

Audiochastotalar va radiochastotalarda ishlaydigan transformator turlari ham mavjud. Radiochastotalarda ishlatiladigan transformatorlar g'altaklari o'zaksiz bir necha o'ramlardan iborat bo'ladi. Umuman, yuqori chastotalarda ishlaydigan transformatorlarda maxsus materiallardan bo'lgan o'zaklar ishlatiladi va o'zaklardagi energiyaning yo'qolishlarini kamaytirishga harakat qilinadi. Past chastotali quvvat transformatorlari katta va og'ir o'zagi bilan farqlanib turadi. Bu ikki turdagi transformatorlarni o'zaro almashtirib bo'lmaydi.

A. Muammolar, muammolar...

Bu sodda –“birinchi-kitob” mazmunidagi tushuntirishlar juda qiziqarli va muhim muammoni aylanib o'tadi. Misol uchun, transformatorga o'xshash induktiv g'altaklar bo'ladi. Ularning shartli belgilari transformator belgisiga o'xshab ketadi: parallel zanjirda ishlaydigan induktivliklar (*magnetizing inductance*-magnitlanish induktivligi deb ataladi) va ketma-ket zanjirda ishlaydigan induktivlik (*leakage inductance* – sizib chiquvchi induktivlik) turlarida bo'ladi. Ikkilamchi o'ramlari yuklanmagan bo'lsa ham magnitlanish induktivligi ta'sirida birlamchi toklar hosil bo'ladi; buni tushuntirib aytganda “dc transformator” yaratishning imkoni yo'q. Sizib chiquvchi induktivlik yuklamadagi tok oqishi natijasida hosil bo'lgan kuchlanish tushuvi hamda adashtiruvchi zanjirlarda mavjud bo'lgan tezkor impulslar va ularning keskin frontlari bilan bog'liq bo'ladi. Induktiv g'altaklarning noidealligiga sabab bo'ladiga omillarga sim o'ramlarining qarshiligi, o'zakdagi yo'qotishlar, ichki elektrik sig'im va tashqi qurilmalar bilan magnit bog'lanishlar kiradi. Induktiv g'altaklarning kamchiliklari, kondensatorlarga o'xshamagan holda (sxemalarda kondensatorlar ideal

namunalariga o'xshab ishlaydi) atrofdagi sxemalarga anchagina ta'sir ko'rsatadi. Bular to'g'risida Ix va 9-boblarda batafsil gapiramiz.

1.6 Diodlar va diodli sxemalar

Kondensator va induktiv g'altaklarni biz hali ko'rib chiqib bo'lganimiz yo'q! Biz ulardagi vaqtga bog'liq bo'lgan o'zgarishlarini ko'rdik xolos (RC zanjirlar, eksponentali zaryadlanish va razryadlanish, differentsiator va integrator va h.), ammo chastotaga bog'liqligini hali ko'rganimiz yo'q. Lekin biz bunga qaytamiz. Endi shu joyda "RLC" to'g'risidagi bahslarni to'xtatib, o'z e'tiborimizni juda foydali va aqilli sxemalarni ko'rib chiqishga kirishaylik. Biz yangi qurilmalarni, diodlarni, tushuntirishga kirishamiz. Bu biz ko'radigan noxiziqli elementlarning birinchisi bo'ladi, ularni ishlatib ajoyib narsalarni yaratishingiz mumkin.

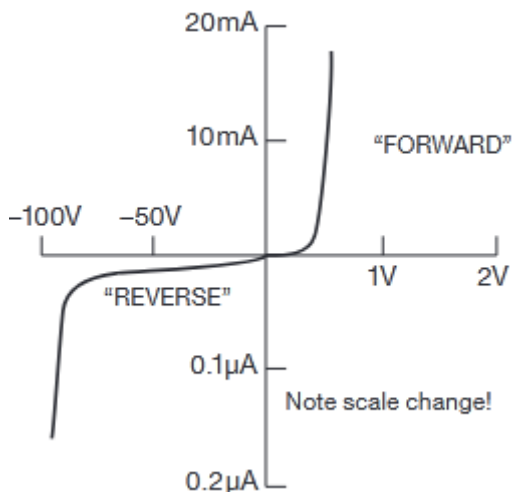
1.6.1 Diodlar

Kitobning shu qismigacha ko'rib chiqqan elementlarimiz (rezistor, kondensator va induktiv g'altaklar) *chiziqli elementlar* edi. Ularda kuchlanishni ikki barobar ko'paytirsak tok ham ikki barobar ortadi (chiziqlilik alomati). Bu qoida, reaktivlikka ega bo'lgan, kondensator va induktiv g'altaklar uchun ham amal qiladi. Bu elementlar shu bilan birga *passiv* hisoblanadi, chunki ularning tarkibida quvvat manbai mavjud emas. Ular barchasi ikki terminalli elementlar turiga mansub:



1.54-rasm. Diod.

Diod (1.54-rasm) juda muhim va foydali passiv noxiziqli elementdir. Uning volt-amper xarakteristikasi 1.55-rasmda keltirilgan.



1.55-rasm. Diodning volt-amper xarakteristikasi (V – I curve).

Diodning sxemalardagi shartli belgisi nayzani eslatadi va shu nayza tok yo'nalishini ko'rsatadi (anod terminaliga (+) musbat kuchlanish berilsa). Misol uchun, sxemadagi diodning anodidan katodiga qarab 10 mA tok oqib o'tsa, anod katodga nisbatan 0,6 Vga musbatroq bo'ladi. Bu kuchlanish "to'g'ri kuchlanish tushuvi" deb ataladi. Diodning teskari ulanishidagi toklar nanoamperlar ko'lamida bo'ladi va kuchlanish qiymati oshirilib, diod teshilish holatiga kelganida, keskin ortib ketadi (bu kuchlanish cho'qqi inversiya kuchlanishi deb ataladi). Oddiy diodlar uchun (1N4148) bu kuchlanish 75 V bo'ladi. Amalda diodning inversiya kuchlanishi bu qiymatgacha olib borilmaydi (zener diodlaridan tashqari). Ko'p hollarda diodning to'g'ri ulanishidagi 0,5 – 0,8 volt kuchlanish

tushuvi katta ahamiyatga ega emas va diodni ideal bir tomonlama o'tkazgich deb qabul qilsa bo'ladi. Maksimal to'g'ri tok, sig'im, siljish toklari, o'tkazish holatiga o'tish vaqti va boshqa muhim diod xarakteristikalarini ularning turlari juda ko'p ekanligini ta'minlaydi.

Diodli sxemalarga o'tishdan avval ikkita narsani qayd etishimiz lozim bo'ladi: (a) diod qarshiligi to'g'risida gapirish to'g'ri emas (diod Om qonuniga bo'ysinmaydi), (b) sxemaga diod o'rnatangiz, sxema Thevenin ekvivalentiga ega bo'la olmaydi.

1.6.2 To'g'rilagichlar (rectification)

To'g'rilagichlar o'zgaruvchan tokni o'zgarmas tokka aylantirib beradi. Bu sxemalarda diodlar eng sodda va muhim funksiyani bajaradi (diodlarni to'g'rilagich deb ham atashadi). 1.56-rasmda eng sodda to'g'rilagich sxemasi keltirilgan, "ac" yozuvi o'zgaruvchan kuchlanish manbaini bildiradi. Elektron qurilmalar ishlashi uchun o'zgaruvchan kuchlanish transformator vositasida tarmoqdagi o'zgaruvchan kuchlanishli quvvat manbaidan olinadi. Diodning to'g'ri kuchlanish tushuvi 0,6V qiymatidan ancha katta bo'lgan sinusoidal kuchlanishning dioddan o'tgan qismining ko'rinishi 1.57-rasmda keltirilgan. Agar siz diodni bir tomonlama o'tkazgich deb o'ylasangiz, to'g'rilagich sxemasi ishlashini osongina tushinib olishingiz mumkin. Bu sxema *bir yarim davrli to'g'rilagich* deb ataladi, chunki diod kirishidagi o'zgaruvchan tokning faqat yarmini o'tkazadi.

Diodlar namunalari

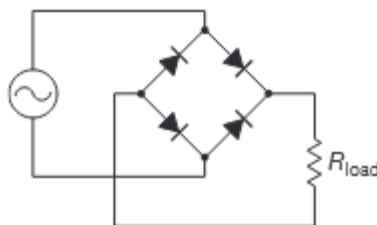
Diodlar	V _{Rmax}	I _R (typ).25°C		V _F @ I _F		Sig‘imi		SMT ^a	Izoh
Kremniy	(V)	(A)	(V)	(mV)	(mA)	(pF)	(V _R)	(p/n)	metall+shisha jelesifat 1N4004 kich. V, qiziydi
PAD5	45	0.25pA	20V	800	1	0.5 pF	5V	SSTRAD5	
1N4148	75	10nA	20V	750	10	0.9pF	0V	1N4148W	
1N007	1000	50nA	800V	0.8	250	12pF	10V	DL4007	
1N5406	600	<10μA	600V	1.0V	10A	18pF	10V	None	
Schottky ^b									
1N6263	60	7nA	20V	400	1	0.6pF	10V	1N6263N	1N5711.Jele- sifat Quvvatli Juft Schottky
1N5819	40	10μA	32V	400	1000	150pF	1V	1N5819HW	
1N5822	40	40μA	32V	480	3000	450pF	1V	None	
MBRP 40045	45	500μA	40V	540	400A	3500pF	10V	Ehtiyot bo‘ling!	
Izoh: (a) SMT yuzaki montaj uchun. (b) Schottky diodlarining to‘g‘ri kuchlanishi kichik va qayta tiklanish vaqti nolga teng bo‘ladi, ammo sig‘imi katta bo‘ladi.									



1.56-rasm. Bir yarim davrli to'g'rilagich.



1.57-rasm. Bir yarim davrli chiqish kuchlanishi (filtrlanmagan).



1.58-rasm. Ikki yarim davrli ko‘prik to‘g‘rilagichi.



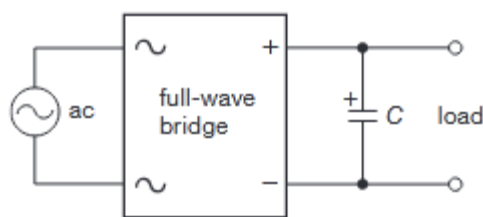
1.59-rasm. Ikki yarim davrli chiqish kuchlanishi (filtrlanmagan).

1.58-rasmda ko‘prik sxemali to‘g‘rilagich keltirilgan. 1.59-rasmda ko‘prik sxemali to‘g‘rilagichning yuklamasidagi kuchlanish ko‘rinishi keltirilgan. Bunda kirish kuchlanishning ikki yarim davri ham yuklamada bir qutbli to‘g‘rilangan kuchlanish shaklida berilgan. Faqat diodlardagi to‘g‘ri kuchlanish tushuvi (bu sxemada ikkita dioddagi to‘g‘ri kuchlanish tushuvlarining yig‘indisi $0,6 + 0,6 = 1,2V$) kirish kuchlanishi qiymatidan ayirib tashlangan²⁷. To‘g‘rilangan tok ikkita ketma-ket ulangan diodlardan oqib o‘tadi. O‘zgarmas kuchlanish manbaini loyihalaganingizda buni esingizdan chiqarmang.

1.6.3 Quvvat manbaidagi filtrlar

Yuqorida ko‘rib chiqilgan to‘g‘rilagichlardan olingan kuchlanish elektronikada ishlatishga yaramaydi. Bu kuchlanish faqat bir qutbli bo‘lgani uchun o‘zgarmas kuchlanish deb ataladi. To‘g‘rilangan kuchlanish pulsatsiyalardan (kuchlanishning o‘rta qiymati atrofida davriy o‘zgarib turishi) iborat bo‘lib, ularning amplitudasi kirish kuchlanishining chastotasida davriy o‘zgarib turadi. Haqiqiy o‘zgarmas kuchlanish olish uchun pulsatsiyalarni “tekislash” kerak. Bu amalni biz, sig‘imi nisbatan katta bo‘lgan kondensatorni ulab, amalga oshiramiz (1.60 –rasm). Kondensator, dioddan o‘tgan kuchlanishning cho‘qqi qiymatigacha zaryadlanadi va unda saqlanib ($Q = CV$), zaryadlanish davri oralig‘ida yuklamadagi tokni ta‘minlab beradi. E‘tibor bering, diod kondensatorni orqa as zanjiriga razryadlanishiga yo‘l qo‘ymaydi

²⁷Dioddagi kuchlanish tushuvi aktiv kontaktor (yoki sinxronlashtirilgan kontaktor) yordamida olib tashlanishi mumkin. Diodni tranzistorli kontaktor yordamida ma‘lum vaqtga uzib qo‘yish usullari sxemaning ishlashi kirishdagi as signal bilan sinxronizatsiya bo‘lishi talab etilganda ishlatiladi (§9.5.3Bga qarang).



1.60-rasm. Ikki yarim davrli to'g'rilagich chiqishidagi saqllovchi ("filtr") kondensatori bilan

Kondensator sxemada filtr emas, balki energiya zaxirasi sifatida ishlaydi. Kondensatordan tok faqat yuklama tomon oqadi. Kondensatorda to'plangan energiya miqdori quyidagicha aniqlanadi:

$$U = \frac{CV^2}{2}$$

(§1.4.1ga qarang) bunda C faradlarda, V –votlarda, U bo'lsa joullarda (vatt – sekundlarda) o'lchanadi.

Filtrdagi kondensatorning sig'imi quyidashi talabga muvofiq tanlanadi:

$$R_{load}C \gg 1/f,$$

(bunda f pulsatsiyalarning chastotasi 120 Hz)

Filtr chiqishida pulsatsiyalarni kamaytirish uchun kondensatorning vaqt konstantasi katta olinishi kerak. Shunda kondensatorning razryadlanish vaqti uning qayta zaryadlanish vaqtidan ancha katta bo'ladi. Keyinroq biz bu talab chababini ko'rsatishga harakat qilamiz.

A. Pulsatsiyalarning amplituda qiymatini hisoblash

Pulsatsiyalar amplitudasi to'g'rilangan o'zgarmas kuchlanish qiymatidan ancha kichik bo'lgani tufayli uning qiymatini hisoblash murakkab emas (1.61-rasm). Filtrning yuklamasi to'g'rilangan kuchlanish o'zgarishlarining davrida (ko'prik sxema uchun – yarim davrida) zaryadlangan kondensatorning razryadlanishi sababchisi bo'ladi (kondensator to'g'rilagichdan kelgan kuchlanishdan zaryadlanib, yuklamaga razryadlanadi). Agar siz yuklama tokini konstanta deb qabul qilsangiz (kichik pulsatsiyalar uchun), quyidagi ifodaga kelasiz:

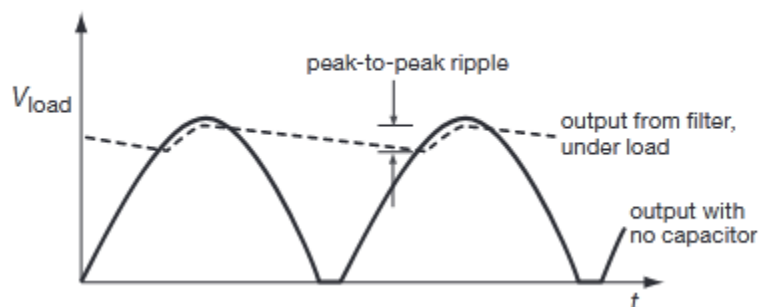
$$\Delta V = \frac{I}{C} \Delta t \quad \left(I = C \frac{dV}{dt} \right) \text{ dan} \quad (1.25)$$

Δt o'rniga $1/f$ (yoki ko'prik sxemali to'g'rilagich uchun $1/2f$) (bunday kattalikni almashtirish to'g'rilash jarayonini to'lig'ligicha o'z ichiga oladi, chunki kondensator qayta zaryadlanishni yarim davrdan kamroq bo'lgan vaqtda boshlaydi). Demak²⁸,

$$\Delta V = \frac{I_{load}}{fC} \text{ bir yarim davrli to'g'rilagich uchun,}$$

$$\Delta V = \frac{I_{load}}{2fC} \text{ ikki yarim davrli to'g'rilagich uchun.}$$

²⁸ Elektronikadan dars berganimizda bir narsaning guvohi bo'ldik: talabalar shu tenglamalarni xotirada eslab qolishni yaxshi ko'rishadi. Mualliflarning noformal so'rovi ko'rsatishicha ikki injenerdan ikkitasi bu formulalarni eslamaydi. Iltimos, formulalarni eslab qolishga miya hujayralaringizni band qilmang, faqat ularni ifodalash yo'lini bilsangiz bas.



1.61-rasm. Quvvat manbaining pulsatsiyalarini hisoblash.

Hisoblashni aproksimatsiyasiz amalga oshirmoqchi bo'lsangiz, kondensatorning razryadlanishini eksponensial qonunga muvofiq olishingiz kerak bo'ladi. Bunday yuqori aniqlikda pulsatsiyalarni hisoblamoqchi bo'lsangiz, quyidagi ikki sababga ko'ra adashasiz:

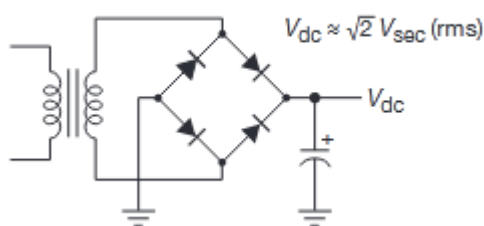
1. Filtrning yuklamasi faqat rezistiv (aktiv) bo'lgan holdagina kondensator eksponenta bo'yicha razryadlanadi; amalda yuklamalarning ko'pi bunday emas. Amalda *kuchlanish regulyatorlari* filtrning yuklamasi bo'ladi va qiymati o'zgarmas tok manbai sifatida ishlaydi.

2. Quvvat manbalarining filtrlarida ishlatiladigan elektrolitik kondensatorlar sig'iminin aniqligi 20% yoki undan ham ko'p bo'ladi. Siz yaratayotgan quvvat manbaini sanoat ko'lamida ishlab chiqaradigan bo'lsangiz, ishlatilgan komponentlar parametrlarining eng yomon qiymatlariga asoslanib, loyiha qilasiz.

Bizning misolimizda, kondensator razryadlanish jarayonining boshlanishini chiziqli deb qabul qilsangiz va yuklamaga to'liq razryadlanishi shu tartibda bo'ladi desangiz katta xato qilmaysiz, chunki pulsatsiyalar katta bo'lmaydi va ularni baholash konservativ bo'lgani sababli, oldindan katta deb olingan bo'ladi.

1.20 -masala. Chiqish kuchlanishi 10 V, pulsatsiyalari 0,1 V va yuklama toki 10 mA bo'lgan, ko'prik sxemali to'g'rilagichni loyihalang. Diodlardagi 0,6 V kuchlanish tushuvini hisobga olgan holda, to'g'rilagichga beriladigan o'zgaruvchan kuchlanish qiymatini tanlang.

Elektrodiga musbat ishora berilgani kondensator polarizatsiyalanishini ko'rsatadi. Bu kondensatorni teskari qutbi bilan ulab bo'lmaydi.



1.62-rasm. Ko'prik sxemali to'g'rilagich sxemasi.

1.6.4 Quvvat manbalarida ishlatiladigan to'g'rilagich turlari

A. Ko'prik sxemasi

Yuqoridagi misolda (1.62-rasm) ko'prik sxemasi ishlatilgan quvvat manbaini ko'rdik. Amalda siz ko'prik sxemasida modul sifatida yig'ilgan tayyor detalni sotib olasiz. Bu modullarning eng kichik quvvatligining maksimal chiqish toki 1mA, maksimal kuchlanishi 100 V dan 600 Vgacha va 1000 Vgacha bo'lishi mumkin. Eng katta ko'prik modullarining maksimal toki 25 A va undan ham katta bo'lishi mumkin.

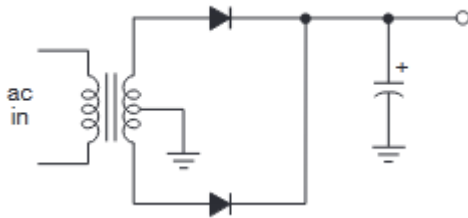
B. Ikki yarim davrli to'g'rilagich

1.63-rasmda keltirilgan sxema transformatorning chiqish o'ramlarining markazidan sim chiqarilgan ikki yarim davrli to'g'rilagich deb ataladi. Bu to'g'rilagichdan oladigan kuchlanish qiymati ko'prik sxemadagidan ikki barobar kichik bo'ladi. Bu sxemada transformatorning ikkilamchi kuchlanishining faqat yarmi ishlatiladi (musbat yarim davrda birinchi, manfiy yarim davrda ikkinchi bo'laklari ishlaydi). Demak, o'ramlar orqali oqib o'tgan tok qiymati ko'prik sxemaga nisbatan ikki barobar katta bo'ladi, transformatorning ikkilamchi o'ramlari shu sababli ko'proq qiziydi: Om qonuniga muvofiq ikkilamchi o'ramlarning yarmida issiqlikka aylanib ketib, yo'qotilgan quvvat I^2R miqdori ko'prik sxemasiga nisbatan 4 barobar, ikkita ikkilamchi o'ramlar uchun o'rtacha 2 barobar ko'p bo'ladi. Bu to'g'rilagich uchun transformator tanlashda tokini ko'prik sxemaga nisbatan 1,4 barobar kattaroq ($\sqrt{2}$) olishga majbursiz. Buning ustiga transformatoringiz qo'pol va qimmat bo'ladi.

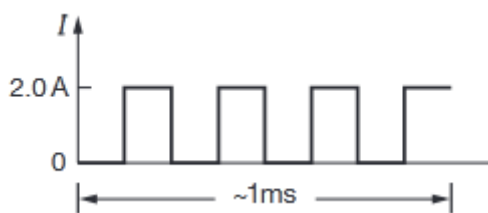
1.21-masala. I^2R ifodasi bilan aniqlangan issiqlikka yo'qotishlar yuqorida ko'rib chiqilgan to'g'rilagichning samarasizligini tushinib olishga yordam beradi. 1.64-rasmda keltirilgan tok shakli-ning o'rtacha qiymati 1A bo'lgan to'g'rilagich chiqishiga qaysi qiymatdagi tokka saqlagich tanlanishi kerak bo'ladi? E'tibor bering, saqlagich erib, uziladi (I^2R –isitish). Saqlagichning simi bundagi o'rtacha tokdan kattaroq bo'lgan o'zgaras tokda eriydi. Saqlagich simining qizib, erishiga ketgan vaqt impulsli toklar davridan ancha katta bo'ladi va impulslarning ancha davri o'tganida ularning o'rtacha toki I^2 oqib, simni eritadi.

C. Bo'lingan quvvat manbai

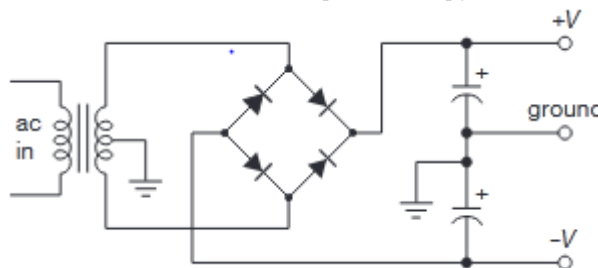
1.65-rasmda chiqish o'ramlari markazidan chiqarilgan simli transformator asosida loyihalangan ko'prik sxemali to'g'rilagich keltirilgan. Bu to'g'rilagichdan qiymatlari o'zaro teng, ikkita (musbat va manfiy) kuchlanish olinadi. Bunday kuchlanishlar operatsion kuchaytirgichlarni manba bilan ta'minlash uchun ishlatiladi. Transformator ikkilamchi o'ramlarining ikki qismi ham bir xilda ishlashi tufayli bu to'g'rilagichning samaradorligi baland.



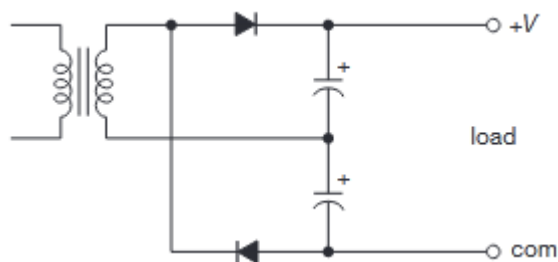
1.63-rasm. Chiqish o'ramlarining markazi yerga ulangan ikki yarim davrli to'g'rilagich.



1.64-rasm. Tokning oqishi uzilishlar bilan bo'lsa, qizish I^2R qiymatida kattaroq bo'lishini ko'rsatish.



1.65-rasm. Ikki qutbli manba (split).



1.66-rasm. Kuchlanish ikkilovchisi.

D. Kuchlanish ko'paytiruvchilari

1.66-rasmda keltirilgan to'g'rilagich sxemasi kuchlanish ikkilovchisi deb ataladi. Bu sxemaga ketma-ket ulangan bir yarim davrdagi ikkita to'g'rilagich sxemadek qarang. Rasman, bu ikki yarim davrli to'g'rilagich sxemasi bo'ladi, chunki o'zgaruvchan kuchlanishning ikki yarim davri ham to'g'rilanadi. Pulsatsiyalarning chastotasi o'zgaruvchan kuchlanish chastotasidan ikki barobar katta bo'ladi (120 Hz AQSHdagi 60 Hz uchun).

Bu to'g'rilagichning uchlovchi, to'rtlovchi v.h. variantlari mavjud. 1.67-rasmda kuchlanishning ikkilovchi, uchlovchi va to'rtlovchi ko'paytirgich sxemalari keltirilgan. Ularda transformator chiqish o'ramlarining bir uchi yerga ulangan. Siz bu sxemani xohlaganingizcha uzaytirib, Cockcroft-Walton generatori deb nomlangan sxemani yaratishingiz mumkin. Bu sxemalar maxfiy qurilmalarda (kuchlanishni anchaga kattalashtirish uchun ishlatiladi) va sizga tanish bo'lgan: tasvirlarni kattalashtirish, havoni ionizatsiya qilish, lazerli nusxa olish va hashoratlarga qarshi vosita sifatida ishlatiladi. Bu qurilmalarda katta kuchlanish talab etiladi ammo toklari arzimagan darajada kichik bo'ladi.

1.6.5 Regulyatorlar

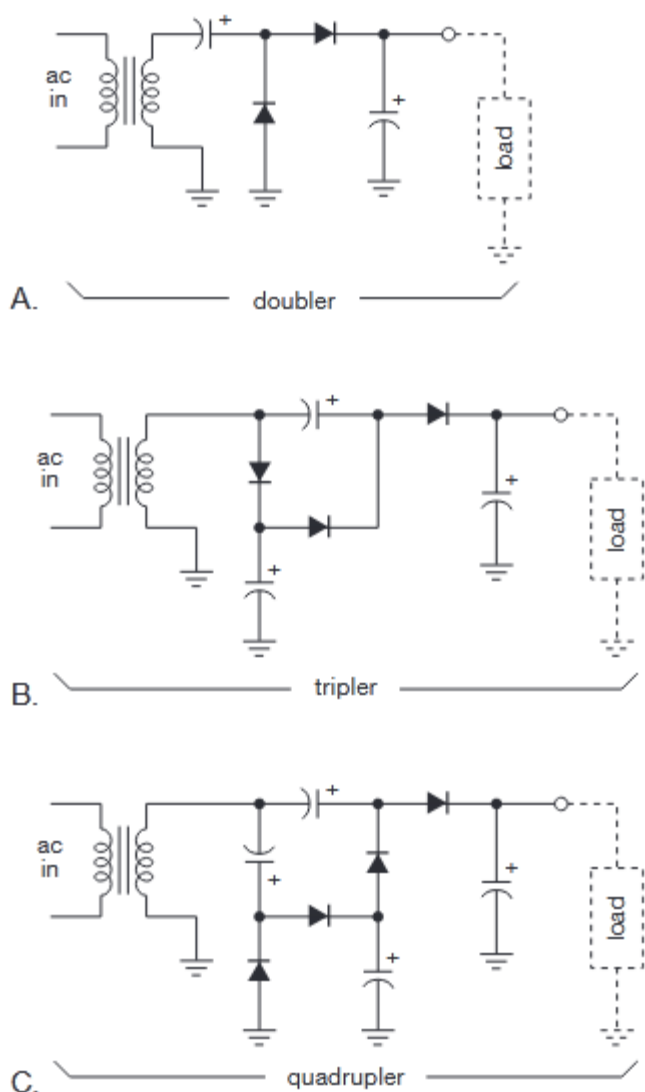
Sig'imi yetarlicha katta bo'lgan kondensatorlar yordamida istalagan darajada pulsatsiyalarni yo'qotishingiz mumkin. Faqat buning uchta kamchiligi bor:

1. Talablaringizni qondira oladigan kondensator o'lchamlari juda katta va qimmat bo'lishi mumkin.

2. Har bir siklda tok oqishining intervallari juda qisqa²⁹ (faqat sinusoidal signalning cho'qqisiga yaqin bo'lgan joyida) I^2R dan ko'p isiydi.

3. Pulsatsiyalar qoniqarli darajada kamaytirilgan bo'lsa ham, boshqa sabablarga ko'ra quvvat manbaining chiqish kuchlanishi o'zgarib turadi: (a) chiqish kuchlanishi kirishdagi kuchlanishga proporsional bo'ladi va kirishdagi kuchlanishning o'zgarishlari chiqish kuchlanishining muvofiq o'zgarishlariga olib keladi, (b) quvvat manbaining yuklamasi ham o'zgarib turishi mumkin (transformator, diodlar qarshiliklari cheklangan bo'lgani sababli), shunda yuklama toki o'zgarib chiqish kuchlanishini o'zgartirmay qolmaydi. Boshqacha qilib aytganda, *dc* quvvat manbai Thevenin ekvivalent sxemasining $R > 0$.

²⁹ O'tkazish burchagi deb ataladi.

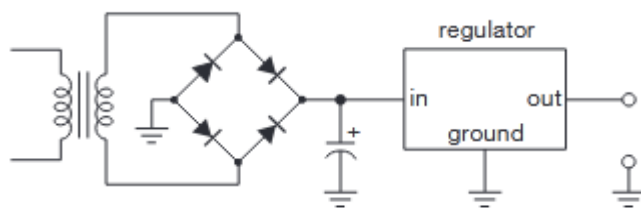


A. Ikkilovchi B. Uchlovchi C. To'rtlovchi

1.67-rasm. Kuchlanish ko'paytiruvchilari.

Bu kamchiliklarni bartaraf qilish uchun eng samarali yo'l, bu sig'imi kichikroq kondensator bilan pulsatsiyalarni biroz kamaytirish (misol, o'zgarmas kuchlanishning 10%igacha) va aktiv teskari bog'lanish zanjiridan (*feedback circuit*) foydalanib qolgan pulsatsiyalarni yo'qotishdan iborat. Bunday teskari bog'lanish zanjiri quvvat manbai chiqishidagi o'zgarmas kuchlanishning o'zgaishlarini nazorat qilib turadi – ketma-ket ulangan rezistor (tranzistor) qarshiligini muvofiq o'zgartirib, chiqishdagi o'zgarmas kuchlanishni o'rnatilgan qiymatida ushlab turadi. (1.68-rasm). Bu sxema "chiziqli stabilizatsiya qilingan dc quvvat manbai" nomi bilan ko'rsatiladi³⁰.

³⁰Eng keng tarqalgan varianti impulsli quvvat konverterlari bo'ladi. Ularning ishlash prinsipi ancha murakkab bo'lsa ham, ularda, chiqishidagi kuchlanishini konstanta qiymatida ushlab turish uchun teskari bog'lanishli sxemalar qo'llaniladi. Bu ikki stabilizatsiya usulini yaxshiroq tushunmoqchi bo'lsangiz, 9-bobni o'qing.



1.68-rasm. Regulyatorli quvvat manbai.

Bu kuchlanish regulyatori (stabilizator) elektron sxemalarni stabil kuchlanish bilan ta'minlash uchun juda keng ishlatiladi. Shu kunlarda elektronikada ishlatiladigan barcha kuchlanish qiymatlari uchun regulyatorlar alohida mikrosxema shaklida mavjud bo'lib, ular juda arzon. Kuchlanish regulyatori bor o'zgarmas kuchlanishli quvvat manbalarini osonlikcha kuchlanish qiymati boshqariladigan va o'zini himoya qiluvchi zanjirlari mavjud qurilmaga aylantirsa bo'ladi. Himoya zanjirlari quvvat manbaini yuklama zanjiridagi qisqa tutashuv va kirishidagi kuchlanishni ortib ketishidan saqlaydi. Regulyatorlarning chiqish qarshiligi juda kichik (milliomlar) bo'lgani, ular kuchlanish manbai sifatida anchagina mukammal qurilma ekanligini bildiradi. Ularni 9-bobda ancha keng ko'lamda ko'rib chiqamiz.

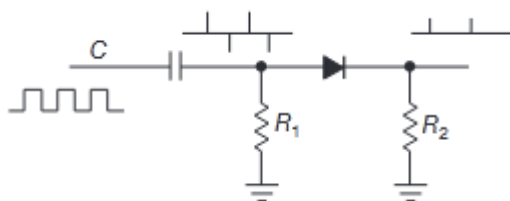
1.6.6 Diodlarning sxemalarda ishlatilishi

A. Signal to'g'rilagichi

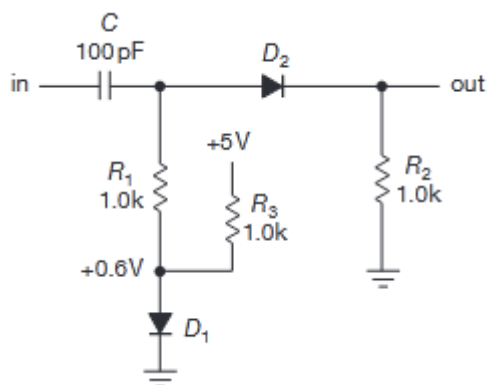
Elektron sxemotexnikasida diodlar tebranish shaklidagi signallarni bir qutbli signalga o'zgartirib berish uchun keng qo'llaniladi. Signallar shakli sinusoidal bo'lmasa, ularni bir qutbli shaklga o'zgartirish jarayonini manbalardagi to'g'rilagichlardek ishlaydi deya olmaysiz. Misol uchun, sizga impulsar ketma-ketligidan ularning oldi frontining o'zginasini ajratib olish kerak bo'lib qoldi. Bu masalani yechish uchun eng oson yo'l – impulsni differensiatoridan o'tkazib, so'ng to'g'rilab olish (faqat musbat delta impulsni ajratib olish) bo'ladi (1.69-rasm).

Shunda faqat diodning ochiq holatida undagi kuchlanish tushuvi $0,6V$ bo'lishini esdan chiqarmasangiz bo'lgani. Bu sxema, amplitudasi $0,6V$ dan kichik bo'lgan impulsni sezmaydi. Agar shunday muammo tushuvi kichik bo'lgan diodlarni *issiq zaryad tashuvchilar diodini (Shottki diodlarida $0,25 V$)* ishlatish mumkin.

Oddiy diodni ishlatib shu muammoni hal qiluvchi sxema 1.70-rasmda keltirilgan. Bu sxemada D_1 diodi D_2 dioddagi $0,6V$ musbat kuchlanish tushuvini kuchlanishni siljitish bilan kompensatsiya qiladi D_2 diodini ostona (ochilish) kuchlanishi bilan ta'minlaydi. Diodni (D_1) siljish kuchlanishi bilan ta'minlash (kuchlanish bo'luvchisini yaratish) bir necha afzalliklarga ega. Sxemada hech narsani sozlashning keragi yo'q, kompensatsiya deyarli to'liq bo'ladi va temperaturaga bog'liq bo'lgan kuchlanish o'zgarishlari bir xil bo'lgani tufayli kompensatsiya jarayoniga ta'sir ko'rsatmaydi. Keyinchalik, shu turdagi ochiq p-n- kontaktdagi kuchlanish tushuvini kompensatsiya qilish usullarini tranzistorlar va FETlarda ko'ramiz. Bu juda oson va foydali usul.



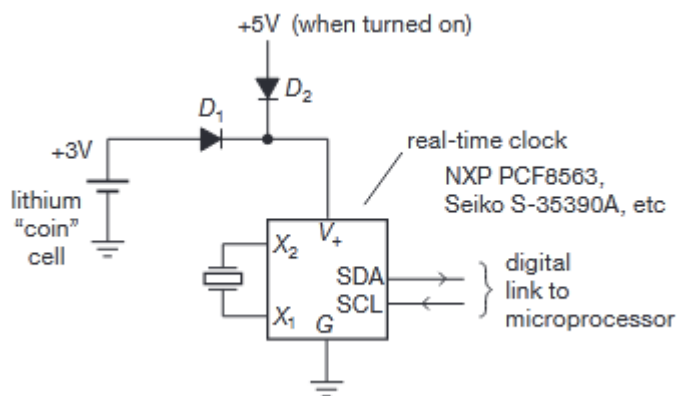
1.69-rasm. Differensiator chiqishini beruvchi signal to'g'rilagichi



1.70-rasm. Signal to‘g‘rilagichida ishlaydigan dioddagi musbat kuchlanish tushuvini kompensatsiya qilish sxemasi.

B. Diodli gatellar

Diodlarni yana bir, keyinchalik *logika* nomi bilan ataladigan, elektronika sohasida ishlatilishi mumkin. Unda diod ikkita signaldan kattasini o‘tkazib, kichigiga ta’sir ko‘rsatmaydi. Bunga misol tariqasida battery backup usulini keltirsa bo‘ladi. Bunda butun elektron qurilma manbadan uzilib qo‘yilgan bo‘lsa ham uning ba’zi qismi (misol, pretsezion elektron soat) ishlashda davom etaveradi. 1.71-rasmda shu ishni bajaradigan sxema keltirilgan. +5 V kuchlanish o‘chirilguncha batareya ishlatilmaydi; o‘chirilishi bilan ishlatila boshlaydi.



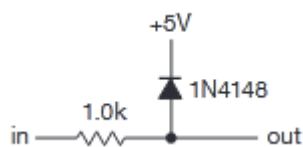
1.71-rasm.

Diod OR gate vazifasini bajaradi: battery backup. Real vaqt rejimida ishlaydigan soat chipi manba kuchlanishi +1.8 V dan +5.5 Vgacha bo‘lganida ishlashga mo‘ljallangan. Ular manbadan arzimagan 0.25 μ A tok oladi. Shunda bu chip CR2032 standart, doira shaklidagi batareyalar ishlatilsa 1 million soat (yuz yil) ishlab berishi mumkin.

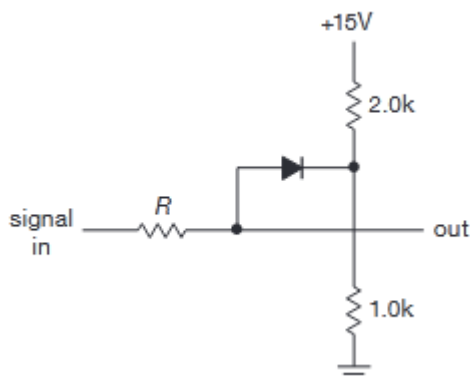
C. Signal amplitudasini diod bilan chegaralash

Ba’zi sxemalarda signal qiymatini chegaralash kerak bo‘lib qoladi (signal amplitudasi o‘rnatilgan qiymatidan oshgan qismini o‘tkazadi). 1.72-rasmda shunday sxema keltirilgan. Diod, amplitudasi +5,6 V dan katta bo‘lgan signallarni o‘tkazadi. Amplitudasi kichik va manfiy signallarni diod o‘tkazadi (faqat manfiy kuchlanish diodning maksimal teskari kuchlanishidan oshmasligi kerak. 1N4148 diodi uchun -75 V). Ketma-ket ulangan rezistor diod tokini chegaralaydi; ammo signal yo‘liga 1 k qarshilik qo‘shilib signalni biroz so‘ndiradi (Theveninga binoan). Bu qarshilikning qiymati manbaning talab etilgan kichik chiqish qarshiligi va chegaralangan tok qiymatini tanlash imkonini bo‘lgani bilan kompromis kelishuv asosida tanlanadi. Barcha CMOS raqamli logik sxemalarning kirishida diodli cheklovchi zanjirlar o‘rnatilgan. Shunday himoya zanjirlari bo‘lmasa

raqamli mikrosxemalarni qo'l bilan ushlaganda undagi statik zaryad mikrosxemani ishdan chiqarishi mumkin.



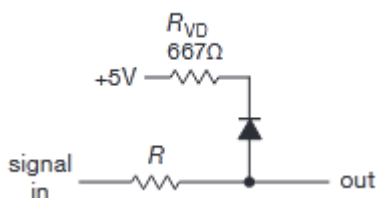
1.72-rasm. Kuchlanishni diodli chegaralash sxemasi



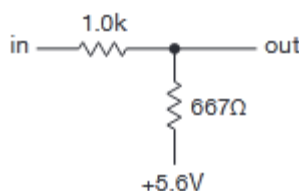
1.73-rasm. Kuchlanishni cheklab beruvchi kuchlanish bo'luvchisi.

1.22-masala. Signal amplitudasini – 5,6 volt + 5,6 volt ko'lamida chegaralovchi simmetrik diodli sxema tuzing.

1.73-rasmda keltirilgan sxemada kuchlanish bo'luvchisi diodning katodida + 5V solishtirma kuchlanishini hosil qiladi. Bu sxemada kuchlanish bo'luvchisining impedansi (R_{VD}) kirishidagi R rezistor qarshiligidan katta bo'lmashligini ta'minlashingiz kerak va uning Thevenin ekvivalent sxemasi 1.74-rasmda ko'rsatilgandek bo'ladi.



1.74-rasm. Kuchlanish bo'luvchisi uchun cheklovchi: ekvivalent sxemasi.



1.75-rasm. Yomon cheklovchi sxema: kuchlanish bo'luvchisi yetarlicha aniq emas.

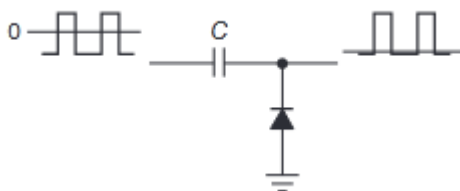


1.76-rasm. 1.73-rasmdagi sxemaning signalni cheklashi.

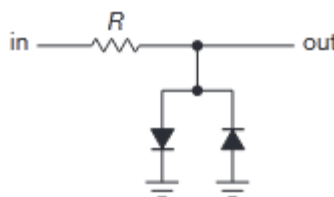
Diod ochilib, tok o'tkazganida (kirishdagi kuchlanish qiymati o'rnatilgan cheklovchi kuchlanish qiymatidan katta bo'lganida), zanjir chiqishidagi signal kuchlanish bo'luvchisining signalining o'zi bo'lib, uning ikkinchi rezistori Thevenin ekvivalent impedansli rezistoridan olinadi (1.75-rasm). Sxema kirishiga uchburchak shaklidagi signal berilsa, chiqishidan olinadigan signal shakli 1.76-rasmdagidek ko'rinishda bo'ladi. Kuchlanish bo'luvchisining o'zi, elektronika tilida, stabil solishtirma kuchlanishni ta'minlab bera olmaydi. Solishtirma kuchlanish manbaining ichki impedansi kichik bo'lishi shart (Thevenin qarshiligi bir necha om yoki undan ham kichik bo'lishi kerak). Kuchlanishni chegaralash sxemalarini op-amplarni ishlatib yaratsa bo'ladi, buni 4-bobda ko'ramiz.

1.73-rasmdagi kuchlanishni cheklovchi sxemaning solishtirma kuchlanishini "qotirib" qo'yishning yagona yo'li (kam deganda, yuqori chastotali signallar uchun) chiqish 1 k rezistorini kondensator bilan shuntlab qo'yish kerak bo'ladi. Buni to'liqligicha yaxshi tushunib olish uchun kondensator xususiyatlarining chastotaga bog'liqligi bilan tanish bo'lish kerak. Endi bu yerda biz kondensatorni 1 k rezistordan keyin o'rnatamiz deb, shunchaki aytishimiz mumkin. Misol uchun, sig'imi $15\mu\text{F}$ kondensator, chastotasi 1 kHz bo'lgan signallar uchun kuchlanish bo'luvchisining chiqish impedansini 10 omdan ham pastga tushirishi mumkin. (1.70-rasmdagi D_2 diodni ham kondensator bilan shuntlab qo'yishingiz mumkin). Bu amalning samaradorligi signal chastotasi pasayishi bilan kamayib boradi, o'zgarmas kuchlanishga uning foydasi yo'q.

Amalda, kuchlanish bo'luvchisining chegaralangan ichki qarshilik muammosini tranzistor yoki operatsion kuchaytirgich ishlatib hal qilish mumkin. Signalni cheklovchi diodli sxemalardan yana bir qiziqarlisi – kondensator orqali o'tgan signalning o'zgarmas tokini tiklash ("dc restoration") sxemasi. 1.77-rasmda bu g'oya mazmuni ko'rsatilgan.



1.77-rasm. O'zgarmas tokni tiklash sxemasi.



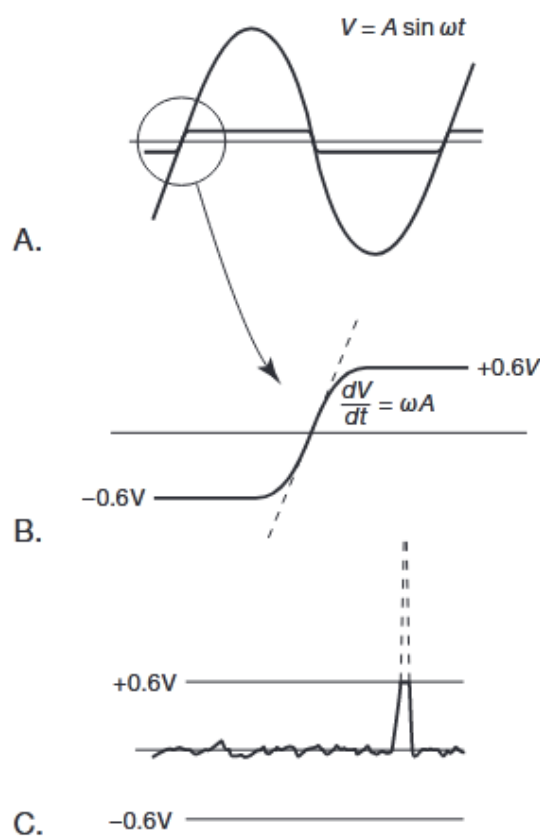
1.78-rasm. Diodli cheklovchi.

Bu sxema, kirish zanjiri diodli (umumiy emitterli tranzistorli sxema) sxema uchun ayniqsa foydali (umumiy emitterli tranzistorli sxemani keyingi bobda ko'ramiz), aksincha kondensatordan o'tgan signal yo'qolib ketadi, chunki ulangan kondensator signalning maksimal kuchlanishigacha zaryadlanadi.

D. Cheklovchi

Cheklovchi sxemalarning oxirgisi 1.78-rasmda keltirilgan. Bu sxema kirish signalining irg'ishlarini diodning tog'ri kuchlanish tushuvi $\pm 0,6\text{ V}$ qiymati darajaida cheklaydi. Bu kuchlanish juda kichik bo'lib tuyuladi, ammo cheklovchidan keyingi kaskad katta kuchlanishlarda ishlaydigan kuchaytirgich bo'lsa, uning kirishidagi kuchlanish nol atrofida bo'ladi (misol uchun, cheklovchining ketidagi kaskad, kuchaytirish ko'effitsienti 1000 va manbai $\pm 15\text{ V}$ bo'lgan operatsion kuchaytirgich

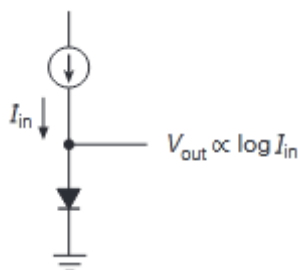
bo'lsin, uning kirishidagi signal ± 15 mV atrofida o'zgarib tursa kuchaytirgich to'yingan holatga o'tib qolmaydi). 1.79-rasmda cheklovchi sinusoidal spikelarga aksincha ko'rsatadigan ta'siri ko'rsatilgan. Bunday cheklovchi sxemalar, kuchaytirish koeffitsienti katta bo'lgan, kuchaytirgichlarni himoya qilish uchun o'rnatiladi.



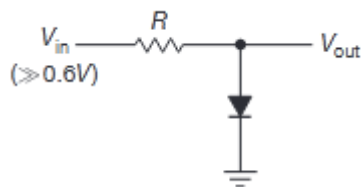
1.79-rasm. A. Amplitudasi katta bo'lgan sinusoidal signalni chegaralash;
B. aniq ko'rinishi; C. spikelar

E. Diodlarni nochiziqli element sifatida ishlatish

O'rnatilgan temperaturada, diodning ochiq holatidagi toki unga berilgan kuchlanishga eksponensial tobelikka ega (bu qonuniyat to'g'risidagi ma'lumot §2.3.1da keltirilgan). Demak, siz diodning kuchlanishi tokining logarifmiga proporsional bo'lgan manba yaratishingiz mumkin (1.80-rasm). O'tkazuvchan holatda bo'lgan dioddagi kuchlanish tushuvi 0,6 voltgacha o'zgarishi mumkin. Shunda kuchlanishning juda kichik o'zgarishlari tokning katta o'zgarishiga sababchi bo'ladi va uni chegaralash uchun ketma-ket ulangan rezistor qo'llanilishi mumkin (1.81-rasm).

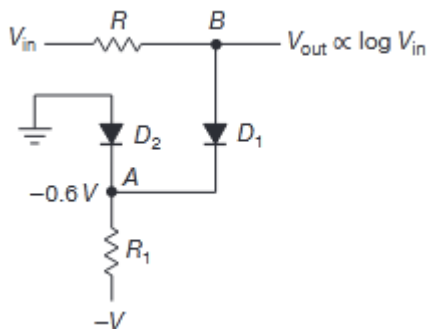


1.80-rasm. Diodni nochiziqli V–I xarakteristikasini ishlatish: logarifmik o'zgartkich



1.81-rasm. Logarifmik konverterning aproksimatsiyasi.

Amaliyotda, sizning ehtiyojigiz uchun sxemaning chiqishidagi kuchlanish 0.6 Vga siljimagan bo'lishi kerakdir. Bunga qo'shimcha, sizning sxemangiz temperatura o'zgarishlarini sezmaydigan bo'lsa yaxshi bo'lar edi. 1.93-rasmda yuqoridagi talablarga javob beradigan kompensatsiyali sxema keltirilgan. R_1 rezistor sxemaning A nuqtasiga $-0,6$ V berib, D_2 diodni ochiq holatda ushlab turadi. Shunda V nuqtaning potentsiali nol atrofida (yer) bo'lib turadi va, natijada I_{in} toki V_{in} kuchlanishiga proporsional bo'ladi. Ikkita bir xil diod bir xil temperaturada bo'lgani tufayli asosiy dioddagi kuchlanish tushuvi, tokiga ta'sir ko'rsatilmagan holda, to'liq kompensatsiya qilinadi va sxema chiqishidan kerakli funksional bog'liqlikka ega kuchlanish olinadi. Bu sxemada R_1 rezistori shunday tanlanish kerakki, D_2 diodi orqali oqqan tok sxemaning kirish tokidan ancha katta bo'lishi kerak va shu bilan D_2 diodini o'tkazuvchanligini ta'minlab berishi kerak.



1.82-rasm. Logarifmik o'zgartgichda dioddagi kuchlanish tushuvini kompensatsiya qilish.

Operatsion kuchaytirgichlarga bag'ishlangan bobda logarifmik o'zgartkichlarni loyihalash usullari hamda temperatura kompensatsiya usullari keng ko'rib chiqiladi. Shu usullar yordamida juda yuqori aniqlikdagi logarifmik o'zgartgichlarni mumkin. Diod va tranzistorlar ishlashini yaxshi tushunib olish operatsion kuchaytirgichlarni ishlashini yaxshi tushunishga eng kerak bo'lgan amal. Bu bo'limdagi material kelajakda o'rganadigan narsalarga kirish xolos.

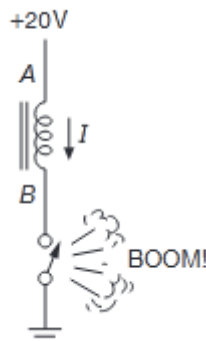
1.6.7 Induktiv yuklama va diodli himoya sxemalari

Induktiv g'altakka tok keladigan zanjirdagi kommutatorni uzib qo'ysangiz nima bo'ladi? Induktivlikning xususiyatiga murojaat qilaylik:

$$V = L \frac{dI}{dt}$$

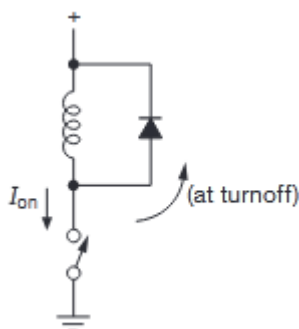
Induktiv g'altakning tokini uzib bo'lmaydi, chunki bunda, formulaga muvofiq, g'altak uchlari-dagi kuchlanish keskin ortib ketadi. Kuchlanish oshgani g'altak tokini ham oshirib yuboradi. Induktiv yuklamani boshqarib turgan elektron qurilma, ayniqsa, induktiv g'altakdagi tokning uzluksizligini ta'minlayotgan elementlar, ishdan chiqadi. 1.83-rasmdagi sxemaga ahamiyat bering. Sxemaning boshlang'ich holatida kommutator ulangan va induktiv g'altak (misol uchun, relening elektromagnit g'altagi) orqali tok oqib turibdi. Kommutator uzilganida induktiv g'altak o'zi orqali A va V nuqtalari oralig'ida oqib turgan tokning avvalgi qiymatini, o'zida ja'mlangan magnit energiya hisobiga, saqlab

qolishga harakat qiladi. Bunda V nuqtaning potentsiali A nuqtaning potentsialiga nisbatan musbat tomonga o'zgara boshlaydi. Natijada, bizning misolda, kommutator kontaktlari oralig'idagi kuchlanish qiymati 1000 voltgacha borib etishi mumkin. Bu katta kuchlanish kommutatorni kuydirib yuboradi va atrofdagi sxemalarni ham ishdan chiqaradi. Agar kommutator o'rnida tranzistor bo'lsa, uning umri tugaydi.



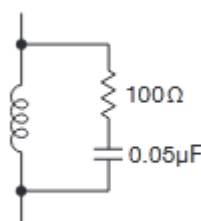
1.83-rasm. Induktiv “zarba”.

Bunday noxush hodisadan kommutatorni saqlash yo'lining eng samaralisi, bu induktiv g'altakni diod bilan shuntlab qo'yishdir (1.84-rasm). Kommutatorning ulangan holida diod, induktiv g'altakning aktiv qarshiligidagi kuchlanish tushuvi hisobiga, teskari ulangan bo'lib, tok o'tkazmaydi. Kommutator kontaktlari uzilganida, g'altakda hosil bo'lgan kuchlanish diodni ochib yuboradi. Diod orqali oqib o'tgan boshlang'ich tok qiymatiga chidamli bo'lishi kerak (zanjir uzilishidan avval g'altak orqali oqqan tok qiymatiga teng). 1N4004 diodini bunday himoya zanjirlarida ishlatga bo'ladi.



1.84-rasm. Induktivlikni bloklash.

Induktiv g'altakdagi tok undagi kuchlanishga proporsional bo'lgani sababli bu himoya zanjiri tok oqish vaqtini uzaytirishi uning yagona kamchiligi bo'ladi. Jarayonni tezlashtirish uchun (yuqori tezlikda ishlaydigan relelar uchun) induktivlikka parallel rezistor ulash yaxshi natija beradi. Rezistor qarshiligini tanlashda quyidagi talabga javob berish kerak: $(V_{\text{supply}} + IR)$ kuchlanishi kommutator kontaktlari uchun mumkin bo'lgan eng katta kuchlanishdan kam bo'lishi kerak (oddiy diod o'rniga zener ishlatilsa, induktiv g'altak razryadlanishi tezlashadi, unda tok chiziqli o'zgaradi).



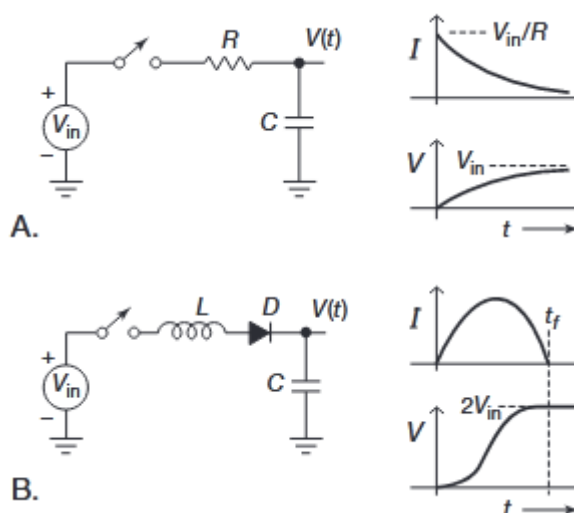
1.85-rasm. Induktiv g'altak RC dempferi.

O'zgaruvchan tokda ishlaydigan induktivliklar (transformator, o'zgaruvchan tok rele) uchun diodli himoya ishlamaydi. Kommutator ulangan vaqt diod o'zgaruvchan tokning faqat yarim davrini o'tkazadi. Bunday hollarda 1.85-rasmda keltirilgan induktivlikning RC dempferini ishlatish yaxshi natija beradi. Dempfer zanjiridagi rezistor va kondensatorning kattalik qiymatlari tarmoq chastotasi-dagi o'zgaruvchan tokda ishlaydigan kichik induktiv yuklamalar uchun juda mos keladi. Tarmoq quvvat manbalaridan ishlaydigan barcha induktivliklarga (transformatorlar) parallel shu dempfer ulanishi kerak³¹.

Alternativ himoya qurilmalari turkumidan metall – oksid varistor, yoki o'tish jarayonini so'ndiruvchi elementni tavsiya etish mumkin. Bu element disk shaklidagi kondensatorga o'xshaydi va elektr xarakteristikalari bo'yicha ikki tomonlama zener diodiga o'xshaydi. Varistorlar 10 volt dan 1000 voltgacha kuchlanish va ming amper tok ko'lamlariga mo'ljallab ishlab chiqariladi. Varistorlar tarmoq kuchlanish manbaiga parallel ulanib elektron qurilmani induktivliklar va tarmoqdagi katta razryadlardan himoya qiladi va barcha elektron qurilmalarda ishlatilishi tavsiya etiladi.

1.6.8 Intermediya: induktiv g'altaklar – bizning do'stlarimiz

Induktivlik va induktiv g'altaklardan qo'rqish kerak, degan fikr sizda shakllanmasligi uchun 1.86-rasmdagi sxemaga qaraylik. Maqsad, V_{in} kuchlanishli dc manbadan kondensatorni zaryadlashdan iborat. Yuqoridagi sxemada (1.86A-rasm) bu amalni oddiy usuda, kuchlanish manbai bilan kondensator orasiga, tokning maksimal qiymatini cheklovchi, rezistorni ketma-ket ulab, bajaramiz. Yaxshi, bu sxemamiz ishlamoqda, ammo uning e'tiborga loyiq bo'lgan kamchiligi bor, energiya yarmi rezistorda issiqlikka aylanib, yo'qolib ketadi. Aksincha, induktiv g'altakli sxemada (1.86B-rasm) energiya yo'qolmaydi (barcha koponentlarimiz ideal deb olinganida, albatta); yana bunga qo'shimcha sovg'a bo'lib, zaryadlangan kondensatordagi kuchlanish manba kuchlanishidan ikki barobar katta bo'lib chiqdi. Chiqish kuchlanishining shakli sinusoidal signalning yarim davri shaklida bo'lib, sxemaning rezonans chastotasi $f = 1/\sqrt{2\pi LC}$ ³², bu mavzuni biz tez orada ko'ramiz (§1.7.14)³³.



1.86-rasm.

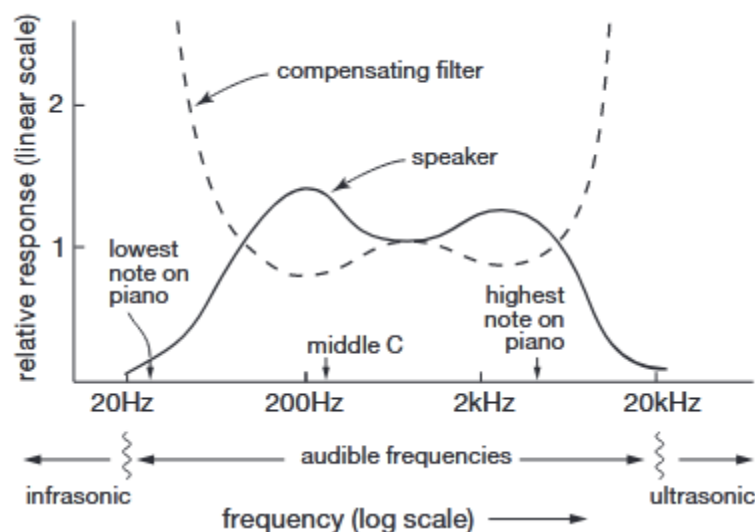
³¹ §9.5.1da ko'rsatilganidek kondensatorni "chiziqli kesib o'tib" tanlashingiz kerak.

³² Bu joyda mexanik analogni ko'rib chiqish tushunishga yordam beradi. Tasavvur qilaylik, v tezligida harakatlanayotgan konveyer lentasiga qoplar tashlanib turibdi; qoplar ishqalanish hisobiga 50%lik effektivlik bilan lenta tezligiga qarab tezlanib borib, nihoyat unga yetib olib harakatlanmoqda.

³³ Rezonansli zaryadlashni fleshlampa, stoboskoplarning yuqori voltli kuchlanish manbalarida ishlatiladi. Ularning afzalliklari: (a) lampaning chaqnash oralig'ida to'liq zaryadlanish mavjud, (b) toliq razryaddan keyin tok bo'lmaydi va lampalar toliq o'chishga ulguradi.

Kondensator rezonansli zaryadlanganida sxemadagi yo‘qotishlar rezistor orqali zaryadlashdan 50% effektivligi katta (komponentlar ideal bo‘lganida). t_f vaqt davomida yakunlangan zaryadlanish rezonans chastotasining yarmiga teng. Ketma-ket ulangan diod zaryadlanish siklini to‘xtatadi, aksincha, sxemadagi kuchlanish 0 dan $2V_{in}$ qiymatigacha o‘zgarib, ossillyatsiya qilib turadi.

Bu rezistiv zaryadlanishning analogi bo‘ladi. Endi biz butunlay boshqacha harakat qilamiz, lentasiga prujinalarda tutib olgichlar osib qo‘yilgan konveyer yaratamiz; shu konveyer bilan birga, ikki barobar katta tezlikda ($2v$) harakatlangan ikkinchi konveyerimiz ham bor. Birinchi konveyerga qoplarni tashlaganimizda, ular prujinali tutib olg‘ichlarga tushadi va undan irg‘ib ikkinchi konveyer lentasiga tushadi. Energiya yo‘qotilmaydi (ideal prujinalar) va qoplar $2v$ tezlikda harakatlanadi. Bu reaktiv zaryadlanish analogi.



1.87-rasm. Chastotali analizga misol: ‘boom box’ elektrodinamik karnay xarakteristikasini tekislash. Pianinoning A0 va C8 deb nomlanadigan eng past va eng yuqori notalari 27.5 Hz va 4.2 kHz chastotalarga tog‘ri keladi; ular muvofiq A440 notadan to‘rt oktavaga past va o‘rta C notadan to‘rt oktavaga baland.

1.7 Impedans va reaktivlik

Ogohlantirish: bu bo‘limda matematik ifodalar keltirilgan, istasangiz, uni o‘tkazib yuborishingiz mumkin, lekin natijalarga ahamiyat berishingiz zarur.

Kondensator va induktiv g‘altak ishlatilgan elektr zanjirlar rezistorli zanjirlardan ancha murakkab. Ularning xarakteri chastotaga bog‘liq bo‘ladi: kondensator yoki induktiv g‘altaklardan iborat bo‘lgan “kuchlanish bo‘luvchisi” chastotaga bog‘liq bo‘lgan nisbatga ega bo‘ladi. Bu komponentlari (umumiy qilib “reaktivlik” deb nomlangan) bor bo‘lgan zanjirlar, buni ustiga yuqorida ko‘rganimizdek, to‘g‘ri burchakli impulsli, signallarning shaklini “buzadi”.

Lekin shunga qaramay, kondensatorlar va induktiv g‘altaklar ikkovi ham chiziqli qurilmalar guruhiga kiradi, chunki ularning chiqishidagi signal amplitudasi, shakli qanday bo‘lishidan qat’iy nazar, kirishdagi signal amplitudasi o‘lishiga proporsional ravishda o‘sadi. Bu chiziqilik quyidagi muhim hodisalar sababchisi bo‘lgan: *chiziqli sxemaning kirishiga ma’lum chastotadagi sinusoidal signal berilsa, chiqishidan olinadigan signal ham ana shu f chastotadagi sinusoidal signal bo‘ladi (faqat amplitudasi va fazasi o‘zgarishi mumkin).*

Rezistor, kondensator va induktiv g‘altaklardan (keyinchalik chiziqli kuchaytirgichlardan ham) tashkil topgan sxemalarning bu ajoyib xususiyati, ularni tahlil qilganda kirishiga berilgan o‘rnatilgan chastotadagi signal amplitudasi va fazasini qanday o‘zgartirishi o‘rganiladi. Bunda, asosan, sinuso-

idal signallar ishlatiladi. Bu sxemalarning *amplituda-chastota xarakteristikasi* (chiqish signali amplitudasining kirish signal amplitudasiga bo'lgan nisbatining chastotaga qarab o'zgarishining chizmasi) ularning boshqa signallarga qanday ta'sir ko'rsatishini aniq ko'rsatadi. Misol tariqasida, tovush kuchaytirgichining chiqishiga o'rnatiladigan dinamik kallakning amplituda-chastota xarakteristikasini ko'raylik (1.87-rasm). Buning chiqishida kuchlanish emas, balki tovush bosimi ko'riladi. Tovushni sifatli kuchytirib berish uchun dinamik kallakning amplituda-chastota xarakteristikasi tekis bo'lishi, ya'ni tovush ko'lamidagi barcha chastotadagi sinusoidal signallar bir xil kuchaytirilgan bo'lishi kerak. Kuchaytirgichning real xarakteristikasi notekis bo'ladi va uni "tekislash" uchun xarakteristikasi teskari bo'lgan passiv filtr ishlatilishi kerak.

Passiv elementlardan (rezistor, kondensator, induktiv g'altak) tashkil topgan sxemalar ishlashini aks etuvchi Om qonunining umumlashtirilgan formulasida "qarshilik" iborasi o'rniga "impedans" iborasini ishlatamiz. Quyidagi muhim atamalarni eslab qoling: impedans (Z) "umumlashtirilgan rezistivlik"; induktiv g'altak va kondensatorlarda kuchlanish va tok 90° faza burchagiga doim farqlaydi; ular (X) "reaktivlikka" ega. Rezistorlarda kuchlanish va tok bir fazada bo'ladi va shu sabab ular "rezistiv" ya'ni aktiv (R) qarshilikka ega. Umuman olganda, rezistiv va reaktiv komponentlardan tashkil topgan zanjirda kuchlanish bilan tok oralig'ida ma'lum faza surilishi mavjud bo'ladi va bunday zanjirlarni ularning kompleks impedansi bilan tushuntirsa bo'ladi. Boshqacha aytganda: impedans = qarshilik + reaktivlik yoki $Z = R + jX$ (bu haqda keyinchalik ko'proq ma'lumot beramiz)³⁴. "Sig'imning shu chastotadagi impedansi" kabi tushunchalarni uchratishingiz mumkin. Muhimi shuki, siz "reaktivlik" so'zini ishlatishga majbur emassiz, "impedans" so'zi barchasining o'rnini bosadi. Ma'lum bir manbaning Thevenin ekvivalent qarshiligi to'g'risida gap ketganida, siz "manbaning impedansi" yoki "chiqish impedansi" iboralaridan foydalanasiz. "Kirish impedansi" kabi ibora ham ishlatiladi.

Bundan keyin, faqat yagona chastotadagi sinusoidal signallarning sxemalarga ko'rsatgan ta'siri to'g'risida gapiramiz. Sxemalarga boshqa turdagi signallarning ta'sirini tahlil qilish ancha murakkab. Bu hollarda differensial tenglamalar yoki signalni sinusoidal hosillovchilariga yoyish hisobiga (Fure tahlili) tahlil qilishga to'g'ri keladi. Baxtimizga, bu usullar kam ishlatiladi.

1.7.1 Reaktiv zanjirlarni chastotali tahlili

Tahlilni kondensatorga sinusoidal signal manбайдan kuchlanish berishdan boshlaymiz $V(t) = V_0 \sin \omega t$ (1.88-rasm). Zanjirdagi tokning ifodasi quyidagicha bo'ladi:

$$I(t) = C \frac{dV}{dt} = C \omega V_0 \cos \omega t$$

ya'ni amplitudasi $\omega C V_0$ bo'lgan tok kuchlanishdan faza bo'yicha 90° odimlab harakatlanadi.

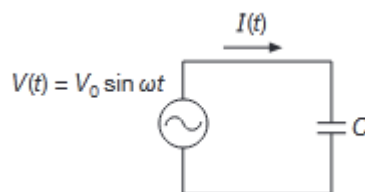
Agar bizni signalning fazasi emas, faqat amplitudasi qiziqtirsa, tokning ifodasi quyidagicha bo'ladi:

$$I = \frac{V}{1/\omega C}$$

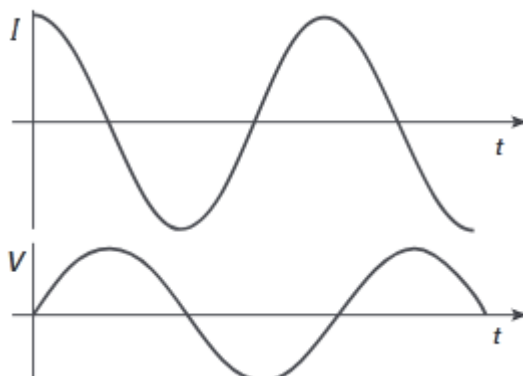
bunda $\omega = 2\pi f$. Formulada kondensatorning impedansi chastotaga bog'liq bo'lgan qarshilikdek ko'rinishda $R = 1/\omega C$, ammo tok fazasi bo'yicha kuchlanishdan 90° odimlab harakatlanadi (1.89-rasm). Misol uchun, sig'imi $1\mu F$ bo'lgan kondensatorga $115 V$ $60 Hz$ o'zgaruvchan kuchlanish berilsa, tokning (rms) amplituda qiymati quyidagicha bo'ladi:

³⁴ Ammo, ikki og'iz so'z bilan ifodalaganda, Z kattaligi kuchlanish va tok amplitudalarining nisbatini beradi, Z kattaligining qutb burchagi tok va kuchlanish oralig'idagi faza burchagini beradi.

$$I = \frac{115}{1/(2\pi \times 60 \times 10^{-6})} = 43,4 \text{ mA (rms)}$$



1.88-rasm. Sinusoidal as kuchlanish kondensatorga berilmoqda.



1.89-rasm. Kondensatordagi tok sinusoidal kuchlanishdan 90°ga odimlab boradi.

O'zgaruvchan tok zanjirlarida kuchlanish va tok oralig'idagi faza surilishi mavzusini yoritish uchun matematik ifodalarga – kompleksli algebraga murojaat qilishimiz kerak bo'ladi. Bunday burilish elektronikaga kirib kelayotgan talabalar va boshqa matematikani hush ko'rmaydiganlarning asabini buzishi mumkin. Buni boshlashimizdan avval, tarkibida kondensator bo'lgan asosiy va muhim sxemalarning chastotaga bog'liqlik tabiatini intuitiv darajasida tushunib olishni va bu amal o'quvchilar uchun anchagina mashaqqatli bo'lishini bilgan holda, quyidagi fakti xotirangizda saqlab qolishingiz juda muhim deb o'ylaymiz: kondensatorga sinusoidal signal berilsa, undagi kuchlanish va tok bir fazada harakatlanmaydi. Yuqorida ko'rganimizdek, ω chatotasida kondensatorga berilgan kuchlanish va tok kattaliklarining nisbatini quyidagicha ifodalasak bo'ladi:

$$\frac{|V|}{|I|} = \frac{1}{\omega S}$$

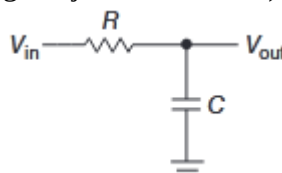
ifoda natijasini biz "qarshilik" kattaligidek qabul qilishimiz mumkin – tok qiymati berilgan kuchlanish qiymatiga proporsional ekanligini ko'rsatuvchi kattalik bo'lib chiqdi. Bu kattalikning fanda qabul qilingan nomi *reaktivlik* bo'ladi, shartli belgisi X va kondensatorning reaktivligi X_S ³⁵. Demak, kondensatorning reaktivligi:

$$X_C = \frac{1}{\omega S} \quad (1.26)$$

Kattaroq sig'imga kichikroq reaktivlik to'g'ri kelishi formuladan ko'rinib turibdi. Misol uchun, kondensator sig'imini ikki barobar oshirsangiz, uning belgilangan kuchlanishgacha, belgilangan vaqt davomida zaryadlash va razryadlash uchun kerak bo'lgan tokning qiymati ikki barobar katta bo'lishi kerak ekan ($I = C dV/dt$ formulasini eslang). Chastota oshsa kondensatorning reaktivligi kamayar ekan. Misol uchun, kuchlanish qiymatini o'zgartirmagan holda chastotani ikki barobar oshirsangiz

³⁵ Keyinroq induktiv g'altaklarni ham ko'rib chiqamiz. Ularda ham kuchlanish tokka nisbatan 90°ga fazasi surilgan (ammo ishorasi teskari). SHu sabali induktiv g'altak ham X_L reaktivlikka ega bo'ladi.

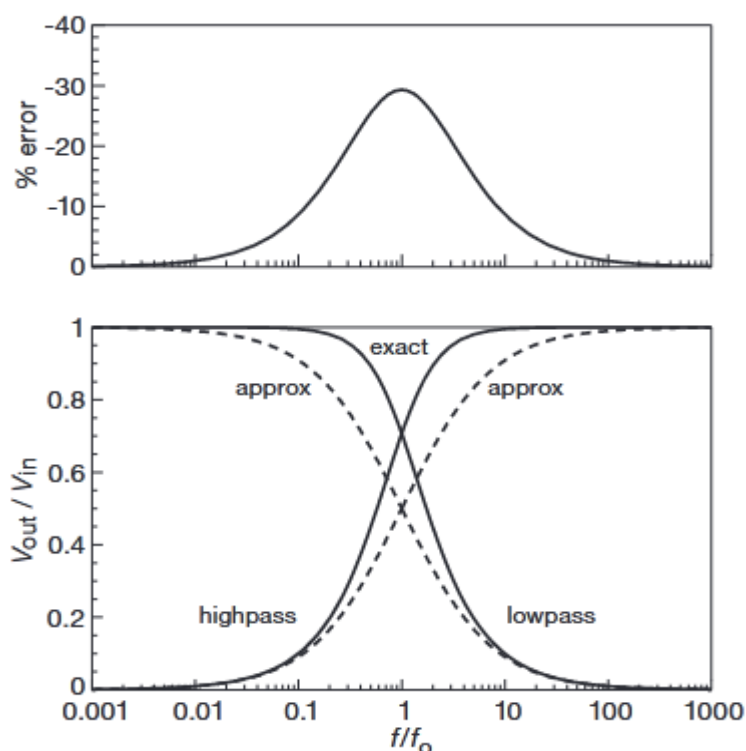
zaryadlanish tezligi ham ikki barobar oshadi va bu sizdan tokni ikki barobar oshirishingizni talab qiladi, shunda reaktivlik ikki barobar kamayadi. Shunday qilib, kondensatorni “chastotaga bog‘liq qarshilik” deb tushunishimiz mumkin. Ba’zi hollarda shu tushunchaning o‘zi kifoyadek ko‘rinadi, boshqa hollarda, aksincha. Bizning bu oddiy intuitiv tushunchamiz qoniqarli natijaga olib keladigan misollarda bir necha sxemalarni ishlashini ko‘rib chiqaylik; keyinroq, kompleks algebra qoidalarini ishlatib, aniq natijani ko‘rib chiqamiz. (Biz keltiradigan natija kelishtirish yo‘li bilan olingan bo‘lib, sizni shu yerda biroz aldaymiz, ammo yolg‘onimiz juda kichik, sizga keyinroq aniq natijani aytamiz, albatta. Tenglamani ifodalashda biz tenglik (=) belgisining o‘rniga ($\propto$) belgisini ishlatdik va shu bilan bu “approksimatsiya tengligi” ekanligini ajratib ko‘rsatdik).



1.90-rasm. Past chastotali filtr.

A. RC past chastotali filtr (approksimatsiya qilingan)

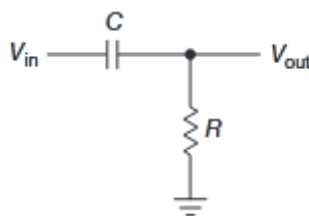
1.90-rasmdagi sxema past chastotali filtr deb ataladi, chunki bu sxema past chastotali signallarni o‘tkazib, yuqori chastotali signallarni bloklaydi. Bu sxemani chastotaga bog‘liq kuchlanish bo‘luvchisiga o‘xshaydi, deb fikrlasangiz, bunda ma‘no bor: bo‘luvchining quyi bo‘lagining (kondensatorning) reaktivligi chastota o‘sganida kamayadi va, muvofiq, V_{out}/V_{in} nisbati ham kamayadi.



1.91-rasm. Bir kaskadli RC filtrlarning chastota xarakteristikalarini oddiy approksimatsiya natijasini ko‘rsatib turibdi (punktir chiziq, faza surilishi hisobga olinmagan). Qora chiziqlar aniq natijalar asosida chizilgan. Yuqoridagi rasmda nisbiy xatoliklar grafiklari keltirilgan (ikki chiziq qo‘shilib ketgan).

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} \propto \frac{X_C}{R + X_C} = \frac{1/\omega C}{R + 1/\omega C} = \frac{1}{1 + \omega RC} \quad (\text{Approksimatsiya qilingan})$$

1.91-rasmda yuqoridagi nisbatning grafik ko'rinishini keltirdik (yuqori chastotali filtrning xarakteristikasi bilan birga), filtrlarning aniq analitik shakllarini ham keltirdik, ularni §1.7.8ni o'qiganingizdan keyin tushunib olasiz. Past chastotali filtr past chastotali signallarni to'liqligicha o'tkazib yuborishini grafikdan ko'rishingiz mumkin (sababi, past chastotalarda kondensatorning reaktivligi juda katta bo'ladi va shunda sxema, quyi qismining qarshiligi juda katta va yuqorigi qarshiligi kichik bo'lgan, kuchlanish bo'luvchisini eslatadi. Filtrning "o'tkazgan" va "blok-lagan" signallarining chastota o'qidagi chegarasi (breakpoint – uzilish nuqtasi deb ham ataladi) ω_0 chastotasiga to'g'ri keladi. Ana shu chegara chastotasida kondensatorning reaktivligi ($1/\omega_0 C$) rezistor R qarshiligiga teng bo'ladi: $\omega_0 = 1/RC$. Bu chegara chastotasidan yuqori chastotalar tomon uzoqlashgan sari (ya'ni $\omega RC \gg 1$ bo'lgan chastotalarda) filtrning chiqishidagi signal so'nib boradi; buning sababi kondensatorning reaktivligi rezistor qarshiligidan ancha kichik bo'lib qoladi va shu kamayish $1/\omega$ tezligida davom etadi. Biz, filtrning "fazani surish" xususiyatini e'tiborga olmasdan yozgan kuchlanishlar nisbati tenglamasi va grafigi chegaradan uzoq past va yuqori chastotalarda aniq amaliy analoglari bilan birlashib ketganini ko'ramiz, ular orasidagi xatolik (grafiklarning farqi) qiymati chegara chastotada kutganimizdek 0.5 emas, balki aniq nisbat qiymati $V_{out}/V_{in} = \sqrt{2} \approx 0.7$ bo'ladi³⁶.



1.92-rasm. Yuqori chastotali filtr

B. Yuqori chastotali RCfiltr (approksimatsiya qilingan)

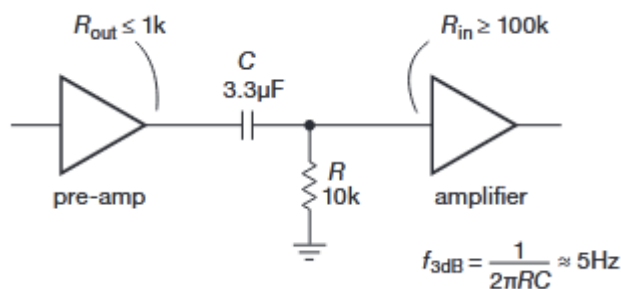
Past chastotali filtrda kondensator va rezistorning o'rinlarini almashtirib qo'ysangiz, xususiyatlari aksincha bo'lgan yuqori chastotali filtr yaratgan bo'lasiz (katta chastotalar o'tadi, past chastotalar bloklanadi) (1.92-rasm). Bu filtr sxemasini kuchlanish bo'luvchisi sifatida qabul qilib, yana avvalgidek faza surilishini e'tiborga olmasdan, biz yuqori chastotali filtr uchun quyidagi ifodani yozishimiz mumkin (1.91-rasmga qarang):

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} \propto \frac{R}{R + X_C} = \frac{R}{R + 1/\omega C} = \frac{\omega RC}{1 + \omega RC} \quad (\text{approksimatsiya qilingan!}) \quad (1.28)$$

Yuqori chastotalardagi (avvalgi chegara chastotasidan: $\omega \gg \omega_0 = 1/RC$ yuqorida) signallarni filtr to'liqligicha o'tkazib yuboradi (chunki kondensatorning reaktivligi rezistor R qarshiligidan ancha kichik bo'ladi), chastatotasi chegaraning quyi qismida bo'lgan signallarni bloklaydi (kondensatorning reaktivligi rezistor R qarshiligidan ancha katta bo'ladi). Avvalgidek tenglama va grafiklar chegaradan ancha uzoq bo'lgan chastotalarda juda aniq natijalar beradi, faqat chegara atrofidagi farqlanishi (xatolik) aniq tenglama uchun, kutilganidek 0.5 emas balki $V_{out}/V_{in} = \sqrt{2}$ bo'ladi.

C. Bloklovchi kondensatorlar

³⁶ Faza surilishlarini u avvaldan bashorat qila olmaydi, albatta. Yuqori chastotali chiqishdagi signalning fazasi kirishdagi signalga nisbatan yuqori chastotalarda 90° ga orqada bo'ladi va past chastotalarda 0° dan boshlanib asta o'sib borib ω_0 chegara chastotasida faza surilishining qiymati 45° bo'ladi. Buni keyinchalik §1.7.9 dagi 1.104 -rasmda ko'ramiz.



1.93-rasm. “Bloklovchi kondensator”: barcha chastotalarni o‘tkazadigan past chastotali filtr

Ba’zi hollarda siz, signal chastota ko‘lamining bir qismini sxemadan to‘liqligicha o‘tkazib yuborib, signal tarkibidagi dc kuchlanishlarni bloklay qo‘yishni istab qolarsiz (bunday signal aralashmalari hosil bo‘lish sabablarini keyingi bobda kuchaytirgichlarni o‘rganishga kirishganimizda ko‘rib chiqamiz). Bu amalni siz yuqori chastotali filtr yordamida, uning chegara chastotasini to‘g‘ri tanlab, bajarishingiz mumkin: yuqori chastotali filtr doim dc signalni bloklaydi va sizning ishingiz, sizga kerak bo‘lgan chastotalardagi barcha signallarni o‘tkazib yuboradigan komponentning kattalik qiymatini to‘g‘ri tanlash bo‘ladi xolos. Bu amal kondensatorlarni ancha ko‘p ishlatiladigan sohasi bo‘ladi, bunday sxemalarda ishlatiladigan kondensator dcni *bloklovchi kondensator* deb ataladi.

Misol uchun, barcha audio stereo kuchaytirgichlarning kirishlari kondensator bilan ulangan, chunki kirishiga qanday dc signal kelishi noma’lum. Bunday sxemalar kirishi uchun tanlanadigan R va C qiymatlari kerak bo‘lgan chastota ko‘lamidagi (20Hz – 20kHz) signallarni ular so‘ndirmasdan (attenuation) to‘liqligicha o‘tkazishi kerak. Bu talab quyidagicha ifodalanadi:

RC ko‘paytmasi: $RC > 1/\omega_{\min}$ bo‘lishi shart, bizning misol uchun $f_{\min} = 5\text{Hz}$ va shunga muvofiq $RC = \omega_{\min} = f_{\min} \approx 30\text{ms}$ bo‘ladi. Sizda talabga muvofiq bo‘lgan RC ko‘paytmasining qiymati R va C kattalik qiymatlarini alohida tanlashga majbursiz. Bunda siz quyidagi qoyidaga rioya qilishingiz kerak bo‘ladi, sizga qiziq bo‘lgan chastotalardagi signal uchun kuchaytirgichning kirish qarshiligi R qiymatiga teng (chunki C kondensatorning reaktivligi sizning signallaringiz uchun kichik, go‘yo sim bo‘lagining qarshiligidек bo‘lishi kerak). Demak siz R qarshiligini signalingiz uchun to‘g‘ri keladigan yuklama sifatida tanlashingiz kerak bo‘ladi, ya’ni qarshilik juda kichik bo‘lmasligi kerak, chunki unda rezistor signalni “o‘tkazib” qo‘yadi va juda katta ham bo‘lmasligi kerak, chunki kuchaytirgich bunday hollarda signalni boshqa manbalardan olish imkonini paydo bo‘ladi. Audio kuchaytirgichlarda rezistor qarshiligi odatda 10k olinadi va shu qiymatdan biz C kondensator sig‘imini aniqlab olishimiz mumkin, $C = 3.3\text{ }\mu\text{F}$ (1.93-rasmga qarang). Bu yuqori chastotali filtr chiqishiga ulanadigan sxemaning kirish qarshiligi, filtrga yuklovchi ta’sir ko‘rsatmasligi uchun, 10 kdan katta bo‘lishi kerak; filtrni yuklama qilgan sxemaning chiqish qarshiligi, filtrning 10 k qarshiligi signalni ko‘p so‘ndirmasligi kerak (signal amplitudasini yo‘qot-masligi kerak). Shunda bizning bloklovchi filtrimiz signal manbaini yuklamaydi. Demak, biz o‘zimizning, faza surilishlarini hisobga olmagan holda yaratgan approksimatsiyali modelimiz bloklovchi kondensator tanlashga to‘g‘ri kelar ekan, chunki signalning chastotalar ko‘lami to‘liqligicha filtrdan o‘tgani tufayli undagi faza surilishlari juda kichik bo‘ladi. Bobning bu bo‘limida biz faqat sxemalarning tabiati signal chastotasiga (f chastotadagi sinusoidal signal) bog‘liqligi to‘g‘risida bahs yuritamiz. Ammo impulsli signallarni sxemadan yuklamasiga o‘tkazishda bloklovchi kondensator ishlatishga kelganda, uning vaqt ko‘rsatkichlaridan foydalanish samara beradi. Bunday hollarda siz signal shaklini buzilish muammolari bilan to‘qnashasiz, ya’ni kondensatordan o‘tgan impulsning oldi fronti cho‘zilib, orqa fronti pastga “irg‘ish” beradi (sinusoidal signalning amplitudasi so‘nib, fazasi suriladi). Signalning vaqt parametrlarini ishlatganingizda signal shakli buzilishlarini kamayti-

rish bo'yicha qo'llaydigan mezonigiz quyidagicha bo'ladi: impuls davomiyligi T bo'lsa, zanjirning vaqt konstantasi $\tau = RC \gg T$ bo'lishi kerak. Shunda signalning irg'ishi T/τ bo'ladi (keyingi kondensatordan o'tishidagi irg'ish shunga yaqin bo'ladi).

Ko'p hollarda sizni berilgan signal chastotasiga kondensatorning ko'rsatgan reaksiyasi qiziq-tiradi (masalan, filtrlarni loyihalaganingizda). §1.7.8dagi 1.100-rasmda kondensatorlar sig'imi va signal chastotasini o'zaro bog'lovchi foydali graflar keltirilgan. Graflardan kondensator sig'imining reaktivligini aniqlab olishingiz mumkin $X_C = 1/2\pi fC$.

D. RC filtrlarga signal berish va ularni yuklash

Audio-bloklovchi kondensator misolida RC filtrlarni yuklash va ularga signal berish masalasini ko'tardi. §1.2.5da kuchlanish bo'luvchilari masalasi ko'rilganida ma'lum bo'ldiki: yuklama bo'lgan sxema signal manbaining ichki qarshiligi (signal manbaining Thevenin ekvivalent qarshiligi) uchun katta yuk bo'lmasligi kerak ekan. Qayd etilgan mantiq bu masalaga ham to'g'ri keladi, faqat bunda qarshilikning umumlashtirilgan turi ishlatiladi: qarshilikning o'rniga *impedans* deb nomlangan kondensator (va induktiv g'altakning) reaktivligi ishlatiladi. Demak, signal manbaining impedansi, uning yuklamasi bo'lgan sxemaning impedansidan kichik bo'lishi kerak.³⁰ Biz impedans to'g'risida qisqacha aniq tushuntirish qilamiz, ammo faza surilishini hisobga olmagan holda kondensatorning impedansi uning reaktivligiga teng, deb gapirsak to'g'ri bo'ladi. Bizga kerak bo'lgan narsa ikki oddiy RC (past va yuqori chastotali) filtrning kirish va chiqish impedansidir. Birinchi qarashda bu ancha murakkab bo'lib tuyuladi, chunki bu yerda to'rt impedans mavjud va ularning qiymatlari chastotaga bog'liq. Lekin siz savolni to'g'ri qo'ysangiz, javobi oson va hammasi uchun bir xil! Avval, filtrning boshqa tomonida to'g'ri amallar bajarilmoqda deb qabul qilaylik: biz kirish impedansini so'raganimizda, filtrning chiqishi katta impedansga (o'zining ichki impedansiga nisbatan) yuklangan deb tahmin qilgan bo'lamiz; chiqish impedansi bilan qiziqqan bo'lganimizda, filtrning kirishiga signal bergan manbaining ichki (Thevenin) qarshiligi filtrning kirish impedansidan kichik bo'lishini tahmin qilganmiz. Ikkinchidan, biz filtrda mavjud bo'lgan eng yomon holat bilan qiziqqanimiz tufayli, impedansni chastotaga bog'liq o'zgarishlarini e'tiborga olmaymiz; bizni faqat chiqish impedansining maksimal qiymati (chunki bu hol filtr yuklamasi uchun eng og'ir ishlash sharoitiga to'g'ri keladi) va kirish impedansining minimal qiymati bilan tahlil yuritamiz (chunki filtrga signal bergan manba uchun eng og'ir holat bo'ladi). Endi javob hayron qolarli darajada oson: barcha holatlar uchun eng og'ir ishlash holatini yaratuvchi impedans R bo'ladi.

1.23 -masala. Yuqorida aytganlarimiz to'g'ri ekanligini isbotlang.

Endi, misol, siz chiqish qarshiligi $100\ \Omega$ bo'lgan kuchaytirgichning chiqishiga past chastotali RC filtr osib qo'ymoqchi bo'lsangiz, $R = 1\ k$ qarshilikdan boshlang va undan C kondensatorning chegara chastotasiga to'g'ri keladigan qiymatini hisoblab toping. Unutmangki, filtringizning yuklamasi kamida $10k$ bo'lishi kerak.

Ikki muhim istisno bilan: transmissiya va tok manbalari

1.24-masala. Ikki kaskadli "bandpass" RC filtrni loyihalang. Unda birinchi kaskad, "break-point" nuqtasi $100\ Hz$ bo'lgan yuqori chastotali filtr va ikkinchisi $10\ kHz$ li past chastotali filtr bo'ladi. Kirishdagi signal manbaining impedansi $100\ \Omega$. Sizning filtringiz uchun eng og'ir ishlash sharoitini yaratuvchi chiqish impedansi qiymatini va filtr yuklamasining minimal impedansi qancha bo'lishi kerakligini aniqlang.

1.7.2 Induktiv g'altakning reaktivligi

Kompleks eksponenta va boshqa shunga o'xshash kattaliklarga boy bo'lgan to'liq impedans to'g'risida to'g'ri tushunchaga kelishimizdan avval keling, approksimatsiya usulimizdan foydalanib, induktiv g'altakning reaktivligini aniqlaylik. Buni avvalgidek amalga oshiramiz: aytaylik, L induktiv g'altak orqali sinusoidal kuchlanish manbaidan burchak chastotasi ω bo'lgan $I(t) = I_0 \sin \omega t$ tok

oqmoqda.³⁷ Shunda induktiv g'altakda hosil bo'lgan kuchlanish tushuvi quyidagi formula bilan ifodalanadi:

$$V(t) = L \frac{dI(t)}{dt} = L\omega I_0 \cos \omega t$$

Endi, kuchlanish qiymatining tok qiymatiga bo'lgan nisbati – qarshilik – sifat kattalik bo'lgan reaktivlikni quyidagicha aniqlaymiz:

$$\frac{|V|}{|I|} = \frac{L\omega I_0}{I_0} = \omega L$$

Bundan induktiv g'altakning reaktivligini aniqlaymiz:

$$X_L = \omega L \quad (1.29)$$

Induktiv g'altaklar, kondensatorlarga o'xshab, chastotaga bog'liq bo'lgan reaktivlikka ega; ammo uning reaktivligi chastota o'sishi bilan o'sadi (kondensatorlarda esa aksincha reaktivlik kamayadi). Demak, sxemaga ketma-ket ulangan induktiv g'altak dc va past chastotali toklarni o'tkazib (bunda induktiv g'altakning reaktivligi kichik bo'ladi), katta chastotalar uchun blok bo'lishi mumkin (bunda reaktivlik katta bo'ladi). Induktiv g'altaklarni radio chastotalarda shunday funksiyani bajarishini ko'p ko'rishingiz mumkin; bunday vazifani bajargan induktiv g'altakni *chocke – drossel* deb atashadi.

1.7.3 Kuchlanish va toklarni kompleks sonlar bilan ifodalash

Izoh: Shu joyda kompleks algebra qoidalarini ishlatishga majburmiz; siz buni tushirib qoldirishingiz mumkin, lekin natijalardan keyinchalik foydalanamiz. Kitob matnini tushunish uchun matematik ifodalarning chiqarilishini bilish zarurati yo'q. Keyingi boblarda matematika juda kam ishlatilgan. Keyingi bo'lim matematik bilimi kamroq bo'lgan o'quvchiga bir oz tushunishga qiyin bo'ladi. Lekin ko'p qayg'urmang!

O'zgaruvchan tok zanjiriga sinusoidal signal berilsa undagi kuchlanish va tok oralig'ida faza siljishi hosil bo'lishini yuqorida qayd etilgan matndan ko'rishingiz mumkin. Shunga qaramay, zanjirlar faqat chiziqli elementlardan (rezistor, kondensator, induktiv g'altak) tuzilgani tufayli zanjirlarning barcha nuqtasida kuchlanishning qiymati tok qiymatiga proporsional bo'lib qoladi va biz Ohm qonunini saqlab qolish uchun ulardagi kuchlanish, tok va qarshilikning umumlashtirilgan o'zaro bog'liqligini aniqlashimiz shart. Zanjirning ma'lum bir nuqtasidagi tokni ifodalash uchun yagona raqam bilan uning qiymati va fazasi to'g'risida ma'lumotga ega bo'lishimiz kerak.

Zanjirdagi kuchlanish va tokni $V(t) = 23,7 \sin(377t + 0,38)$ shaklida ifodalab, ularning amplituda qiymatlari va oralig'idagi faza siljishini aniq ko'rsatishimiz mumkin. Lekin shu ifodani soddalashtirib, kompleks sonlar algebrasidan foydalanib ham yozishimiz mumkin. Shunda kompleks sonlarni osonlikcha qo'shish va ayirish imkoniga ega bo'lamiz. Bu amal sinusoidalarni qo'shish va ayirishdan ancha oson va ravshan. Zanjirlardagi kuchlanish va toklar real qiymatga ega bo'lgan vaqt davomida o'zgarib boradigan kattaliklar ekanligini nazarda tutgan holda ularni haqiqiy qiymatlarini kompleks ifodaga o'girish va qayta o'girish qoidasini yaratishimiz kerak bo'ladi. Biz belgilangan chastotadagi sinusoidal signal to'g'risida gapirayotganimizni yana bir marta esga olgan holda quyidagi qoidalardan foydalanishga rozimiz:

1. Kuchlanish va tok kompleks shaklida V va I kompleks qiymatlarida ifodalanadi. $V_0 \cos(\omega t + \phi)$ kuchlanishi kompleks shaklida $V_0 e^{j\phi}$ ifodasi bilan beriladi. $e^{j\phi} = \cos \theta + j \sin \theta$ bo'lganini eslang. Bunda $j = \sqrt{-1}$.

2. Kuchlanish va toklarning haqiqiy qiymatlari ularning kompleks $e^{j\omega t}$ ifodalarini ko'paytirish bilan aniqlanadi va uning real qismi ajratib olinadi:

³⁷ bu joyda kuchlanish o'rniga tok ifodasini ishlatib. Biz oson yo'lni tanladik; (oddiy integrallashning o'rniga!) biz o'zimizni oson hosila olish bilan mukofotladik.

$$V(t) = \operatorname{Re}(Ve^{j\omega t}), I(t) = \operatorname{Re}(Ie^{j\omega t})$$

Boshqa soʻzlar bilan aytganda, zanjirdagi uning kompleks ifodasi vaqt davomida oʻzgaradigan kuchlanish:

$$V_0 \cos(\omega t + \phi) \leftrightarrow V_0 e^{j\phi} = a + jb$$

$e^{j\omega t}$ koʻpaytirib real qismi ajratib olinadi (elektronikada eksponenta koʻrsatkichida tokning shartli belgisi bilan adashtirib yubormaslik uchun i harfini oʻrniga j harfi ishlatiladi).

Xullas, kuchlanish va tokning haqiqiy qiymatlari quyidagicha ifodalanadi:

$$V(t) = \operatorname{Re}(Ve^{j\omega t}) = \operatorname{Re}(V) \cos \omega t - \operatorname{Im}(V) \sin \omega t$$

$$I(t) = \operatorname{Re}(Ie^{j\omega t}) = \operatorname{Re}(I) \cos \omega t - \operatorname{Im}(I) \sin \omega t$$

Misol uchun, kompleks ifodasi $V = 5j$ boʻlgan kuchlanishning vaqtli ifodasi:

$$V(t) = \operatorname{Re}[5j \cos \omega t - 5(j) \sin \omega t] = -5 \sin \omega t \text{ volt boʻladi.}$$

1.7.4 Kondensator va induktiv gʻaltakning reaktivligi

Rezistorli zanjirlardagidek, kondensator va induktiv gʻaltakli zanjirlarda Om qonunining kompleks shaklini qoʻllash uchun ularning reaktivligini hisobga olishimiz kerak boʻladi. Shular nima ekanligini koʻrib chiqamiz. Kuchlanishning quyidagi kompleks ifodasini yozaylik:

$$V(t) = \operatorname{Re}(V_0 e^{j\omega t})$$

Kondensatordagi tok ifodasidan $I = C(dV/dt)$ foydalanib, quyidagi tok ifodasini yozamiz:

$$I(t) = -V_0 C \sin \omega t = \operatorname{Re}\left(\frac{e^{j\omega t}}{-j/\omega C}\right) = \operatorname{Re}\left(\frac{V_0 e^{j\omega t}}{Z_C}\right),$$

bunda $Z_C = -j/\omega C$ – kondensatorning ω chastotasidagi reaktivligi boʻladi. Misol uchun, sigʻimi $1 \mu\text{F}$ boʻlgan kondensatorning 60Hz chastotasidagi reaktivligi – $2653j \Omega$ boʻlsa, 1 MHz chastotada – $0,16j \Omega$ boʻladi³⁸. Oʻzgaras tokdagi kondensatorning reaktivligi cheksiz boʻladi.

Yuqorida kondensator uchun keltirgan tahlilni induktiv gʻaltak uchun qilsak, uning reaktivligi quyidagicha boʻlib chiqadi:

$$Z_L = j\omega L \quad (=jX_L)$$

Faqat kondensator va induktiv gʻaltakdan tashkil topgan zanjir toliqlagicha mavhum (imaginary) impedansga ega boʻladi. Bunday zanjirda kuchlanish va tok oraligʻida 90° faza siljishi mavjud boʻlib, zanjir toliqlagicha reaktiv boʻladi. Agar zanjirga rezistor qoʻshilsa, uning impedansida real qismi ham mavjud boʻladi. “Reaktivlik” deganimizda zanjir impedansning faqat mavhum qismini nazarda tutgan boʻlamiz.

1.7.5 Umumlashtirilgan Om qonuni

Om qonunining umumlashtirilgan shakli tok va kuchlanishning oʻzaro bogʻlikligini juda sodda ifodalaydi. Ularning koʻrinishi quyidagicha:

$$I = V/Z, \quad V = IZ$$

bunda impedansi Z boʻlgan zanjirga V kuchlanish berilganida undan I tokini oqishi koʻrsatilgan. Ketma-ket va parallel ulangan zanjirlarning kompleks impedansi rezistorlar uchun kiritilgan qoida bilan aniqlanadi:

$$Z = Z_1 + Z_2 + Z_3 + \dots \quad (\text{ketma-ket zanjir uchun}) \quad (1.30)$$

$$Z = \frac{1}{\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3} + \dots} \quad (\text{parallel zanjir uchun}) \quad (1.31)$$

Mavzuning yakunida rezistor, kondensator va induktiv gʻaltakdan tashkil topgan zanjir uchun impedans formulasini keltiramiz:

$$Z_R = R \quad (\text{rezistor})$$

³⁸ Kelishganimizdek, X_S reaktivligi real son boʻlsa ham (90° faza surilishi “reaktivlik” tushunchasini kiritadi), ammo muvofiq impedans chin mavhum son boʻladi: $Z = R - jX$.

$$\begin{aligned} Z_C &= -j/\omega C = 1/\omega C & (\text{kondensator}) \\ Z_L &= j\omega L & (\text{induktiv g'altak}) \end{aligned} \quad (1.32)$$

Bu qoidalardan foydalanib, biz o'zgaruvchan tok zanjirlarini tahlil qilishimiz mumkin. Kuchlanish bo'luvchisi kabi zanjirlarni shu qoidalar asosida amalga oshirilgan tahlili o'zgarmas tok zanjirlariga o'xshash bo'ladi, ya'ni Om qonunining parallel va ketma-ket formulalari ishlatiladi. Murakkab zanjirlarni hisoblashda Kirchhoff qonunlaridan foydalanish kerak va o'zgarmas tok zanjirlariga o'xshab natija olinadi faqat kuchlanish V va I toklarning kompleks shaklidan foydalanish kerak bo'ladi: yopiq zanjirdagi kompleks kuchlanish manbalari qiymatlarining yig'indisi nolga teng va nuqtaga kelgan toklar kompleks qiymatlarining yig'indisi nolga teng. Oxirgi qoidaga muvofiq elementlari ketma-ket ulangan zanjirdagi (kompleks) tokning qiymati, o'zgarmas tok zanjirlariga o'xshab, yagona qiymatga ega bo'ladi.

1.25-masala. Ketma-ket va parallel ulangan zanjirlar uchun keltirilgan qoidalardan foydalanib ikkita kondensatorning ketma-ket va parallel ulangan zanjirlari uchun formulalarni (1.17) va (1.18) tuzing. Kondensatorlar sig'imi C_1 va C_2 bo'lganida, ular ketma-ket va parallel ulangandagi impedansi formulasini chiqaring va undan kondensator sig'imini aniqlang. Ko'rsatma: ikkita formulada ham kondensatorlarni C_1 va C_2 belgilar bilan alohida yozing. Ularning ketma-ket va parallel ulangandagi impedansini ifodalang; so'ng ifodalarni C sig'imli kondensatorning impedansiga teng-lashtiring va C sig'im qiymatini aniqlang.

Yuqorida kiritilgan yangi kompleks ifodalash usulini o'zgaruvchan tok zanjiridagi kondensatorda qanday bo'lishini ko'rib chiqaylik; kondensatorga, avval §1.7.1da ko'rganimizdek as kuchlanish beriladi. Bundan keyin reaktiv zanjirlardagi quvvat masalasini ko'rib chiqamiz (shu bilan poydevor qo'yilgan bo'ladi) va juda muhim bo'lgan sodda zanjirlar bo'lgan RC filtrlarni tahlil qilamiz.

Sig'imi $1 \mu\text{F}$ bo'lgan kondensatorga chastotasi 60 Hz bo'lgan 115V kuchlanish beraylik. Shunda kondensator orqali oqqan tokning qiymati qancha bo'ladi? Om qonunining kompleks shaklidan foydalanib quyidagi ifodani yozamiz: $Z = -j/\omega C$, shunda tok qiymati quyidagicha ifodalanadi: $I = V/Z$.

Kuchlanishning fazasi erkin tanlanadi deb olsak, kuchlanishni qiymatini quyidagicha belgilaylik: $V = A$; shunda $V(t) = A \cos \omega t$, kuchlanish amplitudasi $A = 115\sqrt{2} \approx 163 \text{ V}$ bo'ladi. Demak, tok qiymati quyidagicha ifodalanadi: $I = j\omega CA \approx 0,061 \sin \omega t$.

Natijadagi tok amplitudasi 61 mA (43 mA rms) va kuchlanishdan 90° odimlab harakatlanadi. Bu natija avval shu misolni yechimi bilan bir xil bo'lib chiqdi. E'tibor bering, agar biz tokning qiymatinigina aniqlashimiz kerak bo'lsa vatok bilan kuchlanish oralig'idagi faza farqi bizni qiziq-tirmasa kompleks hisoblardan voz kechsak ham bo'ladi: agar $A = B/C$ bo'lsa, shu $A = B/C$ qolaveradi. Bunda A , B va C kompleks sonlarning amplitudasi (1.18-masalaga qarang). Demak, bizning misolimizda $I = V/Z = \omega CV$. Bu juda qulay va foydali amal.

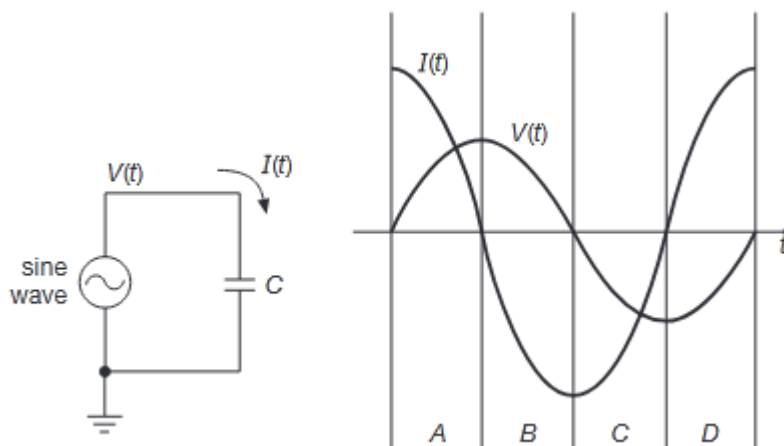
Eng qizig'i shuki, bu zanjirda quvvat issiqlikka aylanib sarflanmaydi. Bunday hodisa sizning elektr quvvati uchun to'laydigan pulingiz miqdorini ko'paytirmaydi; sababini keyingi bo'limlarda bilib olasiz. Shunda biz kondensator bilan rezistorlari ham mavjud bo'lgan zanjirlarni kompleks Om qonuni bilan tahlil qilamiz.

1.26-masala. Agar $A = BC$ bo'lsa $A = BC$ bo'lishini ko'rsating. Bunda A , B va C kattaliklar qiymatlari. Ko'rsatma: har bir kompleks sonni qutb shaklida ifodalang, ya'ni $A = Ae^{iB}$

1.7.6 Reaktiv zanjirlardagi quvvat

Elektr zanjirning har bir elementiga beriladigan quvvatning oniy qiymati $P = VI$ formulasi bilan belgilanadi. Lekin, reaktiv zanjirlarda kuchlanish V va tok I oddiy proporsionallikka ega emas bo'lgani sababli, ularni o'zaro ko'paytirish bilan quvvatni aniqlay olmaysiz. Bunda, g'ayritabiiy holatlarga duch kelishingiz mumkin: tok va kuchlanish qiymatlarining ishorasi signalning bir davri

davomida o'zgarib turishi mumkin. 1.94-rasmdagi misolga nazar soling. Signal davrining A va C qismlari davomida quvvat kondensatorga beriladi (o'zgarib turgan holda bo'lsa ham) va uni zaryadlaydi; kondensatorda jamlangan zaryad miqdori ortadi (quvvat energiyaning o'zgarish tezligiga teng). Signalning B va D qismlarida kondensatorga berilgan quvvat manfiy qiymatlarga ega; kondensator razryadlanadi. Agar signalning to'liq davrini oladigan bo'lsak, undagi quvvatning o'rtacha qiymati nolga teng bo'ladi. Bunday to'liq reaktiv (kondensator va induktiv g'altakli) zanjirlar uchun tabiiy hol. Agar trigonometrik funksiyalarning integrallari bilan tanish bo'lsangiz, quyidagi misol buni isbotlab beradi.



1.94-rasm. Zanjirga sinusoidal kuchlanish berilsa tok kuchlanishdan 90° odimlab harakatlanadi. To'liq sinusoidal sikl davomida kondensatorga beriladigan quvvat nolga teng.

1.27-masala. Yechish shart emas: zanjirdagi tok kuchlanishdan 90° odimlab o'zgarsa, bunday zanjir signal o'zgarishining to'liq bir davrida quvvat iste'mol qilmasligini isbotlang.

Bunday zanjir istemol qiladigan quvvatni qanday aniqlaymiz? Vaqtning juda kichik – oniy qiymatlaridagi kuchlanish va tokning ko'paytmalarini aniqlab, ko'paytmani shu vaqt qiymatiga bo'lib, ularning yig'indisini topishimiz kerak bo'ladi. Boshqachasiga aytganda,

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T V(t)I(t)dt \quad (1.33)$$

bunda T – signalning bir davriga to'g'ri kelgan vaqt. Baxtimizga, bu integralni olishga hojat yo'q. Uning o'rniga tok va kuchlanishlarning kompleks ifodasidan foydalanib, osonlikcha o'rtacha quvvat qiymatini aniqlashimiz mumkin:

$$P = \text{Re}(VI^*) = \text{Re}(V^*I) \quad (1.34)$$

bunda V va I kompleks rms amplitudalar (yulduzchalar kompleks konyugat ekanligini bildiradi, A-ilorava qarang).

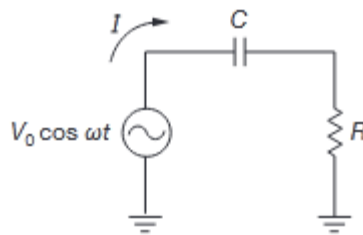
Misolga qaraylik. Yuqoridagi misolda kondensatorga 1 V (rms) sinusoidal kuchlanish beraylik. rms amplitudalar bilan amallarni osonlikcha bajarishimiz mumkin. Bizda

$$V = 1$$

$$I = \frac{V}{-j/\omega C} = j\omega C$$

$$P = \text{Re}(VI^*) = \text{Re}(-j\omega C) = 0$$

Demak, quvvatning o'rtacha qiymati signal davri davomida, avval aytganimizdek, nolga teng bo'lib chiqdi.



1.95-rasm. Ketma-ket RC zanjirdagi quvvat va quvvat faktori.

Endi boshqa misolni ko‘rib chiqaylik. Zanjirga rezistor kiritildi (1.95-rasm).

$$Z = R - \frac{j}{\omega C}$$

$$V = V_0$$

$$I = \frac{V}{Z} = \frac{V_0}{R - (j/\omega C)} = \frac{V_0 [R + (j/\omega C)]}{R^2 + (\frac{1}{\omega^2 C^2})}$$

$$P = \operatorname{Re}(VI^*) = \frac{V_0^2 R}{R^2 + (\frac{1}{\omega^2 C^2})}$$

(Uchinchi qatordagi formuladagi maxrajni haqiqiy qilish maqsadida, maxrajni suratga ko‘paytirdik). Uning qiymati³⁹ V kuchlanish va I tok ko‘paytmasining qiymatidan kichik. Bu nisbat *quvvat faktori* deb ataladi.

$$|V| |I| = \frac{V_0^2}{\sqrt{[R^2 + (1/\omega^2 C^2)]}}$$

$$\text{Bizning misolda quvvat faktori} = \frac{\text{quvvat}}{|V| |I|} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + (1/\omega^2 C^2)}}$$

Quvvat faktori kuchlanish va tok oralig‘idagi burchakning kosinusiga teng bo‘ladi va (0) noldan (toza reaktiv zanjir) (1) birgacha (toza rezistiv zanjir). Quvvat faktori 1 dan kichik bo‘lsa, tarkibida reaktiv tok borligidan dalolat beradi⁴⁰.

1.28-masala. Yuqorida keltirilgan misoldagi zanjirga berilgan quvvat to‘liqligicha rezistorda issiqlikka aylanib ketishini ko‘rsating. Buni V_R^2/R ni hisoblab aniqlang. Zanjirga ($C = 1\mu\text{F}$, $R = 1.0\text{ k}$) chastotasi 60 hZ 115 V (rms) kuchlanish berilsa, quvvat fiymati qancha bo‘ladi?

Quvvat faktorining qiymati birga qarab intilgani va muvofiq katta dissipatsiya bo‘lgan quvvat V^2/R muammo emas, chunki sig‘im katta bo‘lganida (yoki katta chastotalarda) kondensator reaktivligi R qarshilikdan ancha kichik bo‘ladi. Quvvat faktori katta energiya iste‘molchilari uchun muhim masala, chunki reaktiv tok iste‘molchi yuklamaga berilganda, foydali natija bermaydi, balki iste‘molchining xarajatini $I^2 R$ hisobiga, generator, transformator va simlarning qizishiga besamar ketkazib, ko‘paytiradi. Shu sababdan rezident iste‘molchilar elektr energiyani faqat $[\operatorname{Re}(VI^*)]$ “haqiqiy” haq to‘laydi, energetik kompaniyalar industrial korxonalarga, energiyaning quvvat faktorini hisobga olib, sotadi. Shu sababdan, katta industrial konxonalar orqasida, kondensatorlar bilan to‘ldirilgan maydonlarni ko‘rishingiz mumkin. Kondensatorlar korxonada ishlab turgan stanoklar motorlarining reaktiv induktivligini kompensatsiya qilish uchun ishlatiladi.

³⁹ Doim kattalikning chegara qiymatini tekshirib ko‘rish foydali bo‘ladi: bu joyda biz quyidagilarni ko‘ramiz: katta C sig‘imlar uchun $P \rightarrow V^2/R$; kichik C sig‘imlar uchun tokning qiymati $|I| \rightarrow V_0/X_C$ yoki $V_0 \omega C$, shunda $P \rightarrow I^2 R = V_0^2 \omega^2 C^2 R$ bo‘ladi –chegaralarda muvofiqlik mavjud.

⁴⁰ Yoki, nohiziqli zanjirlarda tokli signal kuchlanishli signalga proporsional emasligidan dalolat beradi. Buni batafsil §9.7.1da ko‘ramiz.

1.29-masala. RL zanjiriga ketma-ket ulangan, sig'imi $C = 1/\omega^2 L$ qiymatiga teng bo'lgan kondensator, zanjirning quvvat faktorini 1.0 ga teng qilishini ko'rsating. Ana shu amalni "ketma-ket" iborasini "parallel" iborasi bilan almashtirib, bajaring.

1.7.7 Umumlashtirilgan kuchlanish bo'luvchilari

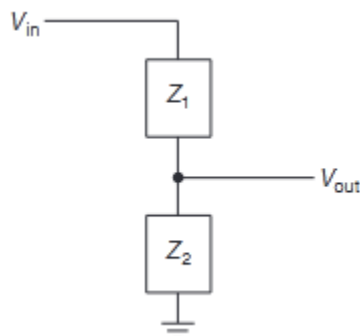
Avval ko'rib chiqilgan kuchlanish bo'luvchisi (1.6-rasm) ketma-ket ulangan ikkita rezistordan iborat bo'lib, birinchi rezistordan kuchlanish beriladi, ikkinchisi erga ulangan. Chiqish kuchlanishi bo'luvchi rezistorlarning ulangan joyidan olinadi. Kuchlanish bo'luvchisini umumlashtirish uchun uning rezistorlarining biri yoki ikkalasi kondensator yoki induktiv g'altak bilan almashtiriladi (yoki murakkabroq bo'luvchining zanjiri R , C va L elementlaridan iborat bo'ladi) 1.96-rasmda ko'rsatilganidek. Umuman, bunday kuchlanish bo'luvchisining V_{out}/V_{in} nisbati konstanta bo'lmaydi, balki chastotaga bog'liq bo'ladi (buni biz past va yuqori chastotali filtrlarning approksimatsiya qilingan sxemalarini §1.7.1 da o'rganganimizda ko'rganmiz), u quyidagi sodda formulalar bilan ifodalanadi:

$$I = \frac{V_{in}}{Z_{total}}$$

$$Z_{total} = Z_1 + Z_2$$

$$V_{out} = IZ_2 = V_{in} \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

Bu ifodalar to'g'risida ko'p tashvish qilmasdan, bir necha sodda, lekin juda muhim misollarni ko'rib chiqaylik.



1.96-rasm. Kuchlanish bo'luvchisining umumlashtirilgan ko'rinishi; bo'luvchi juft tanlangan impedansga ega bo'lishi mumkin.

1.7.8 RC yuqori chastotali filtrlar

Rezistor va kondensator kombinatsiyasidan, xususiyatlari kondensatorning impedansi $Z = -j/\omega C$ chastotaga bog'liq bo'lgani sababli, chastotaga bog'liq bo'lgan kuchlanish bo'luvchisini yaratish bo'ladi. Bunday zanjirlar yordamida turli chastotali signallarni xohlagan qismini o'tkazadigan, to'sib qo'yadigan, aniq bir chastotani o'tkazib, ayni shu chastotadagi signalni chiqishga o'tkazmaydigan sxemalar yaratish mumkin. Bu bo'limda, keyinchalik juda keng qo'llaniladigan, eng sodda RC filtrlarga misollarni ko'rib chiqamiz va ularning §1.7.1 bo'limida ko'rib approksimatsiya qilingan analiziga tuzatishlar kiritamiz. Bu filtrlar juda muhim bo'lgani sababli ularning batafsil analizi 6-bob va E-ilovada keltirilgan. 1.92-rasmda kondensator va rezistordan tashkil topgan kuchlanish bo'luvchisining sxemasi keltirilgan. Sxema tahliliga Om qonunining kompleks shakli qo'llanganda, ifodalar quyidagicha bo'ladi:

$$V_{out} = V_{in} \frac{R}{R - j/\omega C} = V_{in} \frac{R(R + j/\omega C)}{R^2 + (1/\omega^2 C^2)}$$

(oxirgi formulada maxrajdagi mavhumlikni yo‘q qilish uchun surat va maxraj bir xil ifodaga ko‘paytirilgan). Ko‘p hollarda bizni chiqish kuchlanishining fazasi qiziqitirmaydi, shunda uning amplitudasi quyidagi formula bilan ifodalanadi.

Ko‘p hollarda bizni chiqish kuchlanishining fazasi qiziqitirmaydi, bizga faqat uning amplituda qiymati kerak bo‘ladi:

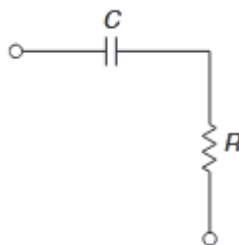
$$V_{out} = \sqrt{V_{out} V_{*out}} = \frac{R}{\sqrt{(R^2 + 1/\omega^2 C^2)}} V_{in}$$

Olingan natijani rezistorlik kuchlanish bo‘luvchisining chiqish kuchlanishi ifodasi analogi ekanligiga ahamiyat bering:

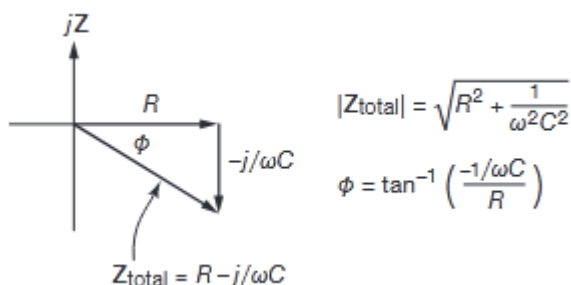
$$V_{out} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{in}$$

Ketma-ket ulangan RC elementlarining (1.97-rasm) impedansi 1.98-rasmda ko‘rsatilganidek. Filtrning chastota xarakteristikasida, faza surilishlarini e‘tiborga olmagan holda, faqat amplitudalarning kompleks qiymatlari olingan bo‘lib, quyidagi formula bilan ifodalanadi. Ko‘rinishi 1.99-rasmda keltirilgan (avvalroq 1.91-rasmda keltirilgan).

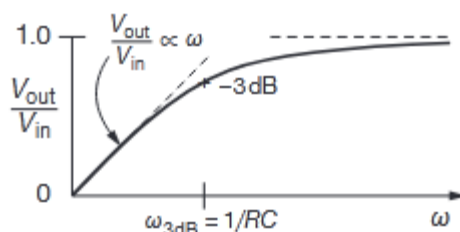
$$V_{out} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + 1/\omega^2 C^2}} V_{in} = \frac{2\pi fRC}{\sqrt{1 + (2\pi fRC)^2}} V_{in} \quad (1.35)$$



1.97-rasm. Yuklanmagan yuqori chastotali filtrning kirish impedansi.



1.98-rasm. Ketma-ket ulangan RC zanjirning impedansi.



1.99-rasm. Yuqori chastotali filtrning chastota xarakteristikasi. Filtrning muvofiq faza surilishi xarakteristikasi $+90^\circ$ ($\omega = 0$ bo‘lganida) burchagida boshlanib, silliq o‘zgarib $+45^\circ$ (ω_{3dB} chastotasida)

burchagini kesib o‘tadi va 0° ($\omega = \infty$ bo‘lganida) burchagicha boradi.

Bu natijani biz kuchlanish bo‘luvchisidagi elementlar impedansining qiymatlarini nisbatini olish bilan aniqlashimiz mumkin edi (1.26-masalaga o‘xshab). Formulaning suratida bo‘luvchining

quyi qismidagi rezistorning (R) qarshiligi bo'lsa, maxrajida ketma-ket ulangan kondensator va rezistor (R va C) impedanslarining qiymati turibdi.

Chastota oshgan sari filtrning chiqish kuchlanishi kirish kuchlanish qiymatiga yaqinlashib boradi va katta chastotalarda ($f \gg 1/RC$) tenglashadi. Past chastotalarda nolga yaqinlashib boradi. Demak, bu filtr yuqori chastotali signallarni yaxshi o'tkazib, past chastotali signallarni o'tkazmaydi. Shuning uchun bu sxema yuqori chastotali filtr deb ataladi. Bu filtrlar juda keng tarqalgan. Misol uchun, ossiloskop o'zgaras va o'zgaruvchan signalarni nazorat qilish uchun ishlatiladi. Ba'zi hollarda o'zgaras signal yuzasidagi kichik o'zgaruvchan signallarni ko'rish kerak bo'lib qoldi. Shunda ossiloskop kirishiga yuqori chastotali RC filtr ulanadi. Uning boshlang'ich chastotasi 10Hz atrofida bo'ladi. Injenerlar filtrlarni baholashda chastota chegarasini -3dB deb olishadi. Sodda yuqori chastotali RC filtr uchun -3dB chastotasi $f_{3dB} = 1/2\pi R$.

Sizga ko'p hollarda kondensatorning berilgan chastotadagi impedansini bilish kerak bo'ladi (masalan, filtrlarni loyihalaganingizda). 1.100-rasmda keng ko'lamdagi sig'irlar va chastotalardagi kondensatorlarning reaktivligi aniqlab olishingiz uchun foydagi graflar keltirilgan. Bunda $1/Z = 1/2\pi fC$ tenglama ishlatilgan. Misol uchun 1.101-rasmda keltirilgan, 15,9kHz chastotada 3 dBli kesish nuqtasi bo'lgan yuqori chastotali filtr sxemani ko'rib chiqaylik. Filtr yuklamasining impedansi, yuklash effekti kuchayib ketmasligi uchun 1kdan katta bo'lishi kerak va filtrga signal beradigan manbaning chiqish qarshiligi, 1klik yuklamasida (filtrning kirish impedansi) signal amplitudasining so'nishi katta bo'lmasligini ta'minlab berishi kerak (RC filtrlarining eng og'ir rejimda ishlashiga to'g'ri kelgan signal manbai va impedanslari bo'yicha §1.7.1 D ga qarang).

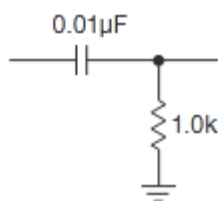
1.79 Past chastotali RC filtrlar

Yuqori chastotali filtr sxemasida R rezistor va C kondensatorning o'zaro o'rinlarini almashtirib qo'ysangiz, uning chastota xarakteristikasi ham teskarisiga o'zgaradi (1.90-rasmdagi sxema 1.102-rasmda qayta berilgan). Sxemaning chastota xarakteristikasi quyidagicha bo'ladi:

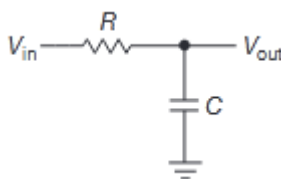
$$V_{out} = \frac{1}{\sqrt{1+\omega^2 R^2 C^2}} V_{in} \quad (1.36)$$

Chastota xarakteristikasining ko'rinishi 1.103-rasmda keltirilgan. Bu sxemaning nomi past chastotali filtr. Uning 3dB nuqtasi⁴¹ avvalgidek aniqlanadi: $f = 1/2\pi RC$.

Past chastotali filtrlar hayotda qulay. Misol uchun, past chastotali filtrlar o'zaro yaqin joylashgan radio va televizion kanallarni (0.5 – 800 MHz) biri-biriga ko'rsatgan ta'sirini yo'q qilish uchun ishlatiladi. Kuchaytirgichlar va boshqa elektronik qurilmalarda ham shu muammolar bor.



1.101-rasm. Yuqori chastota filtrga misol.



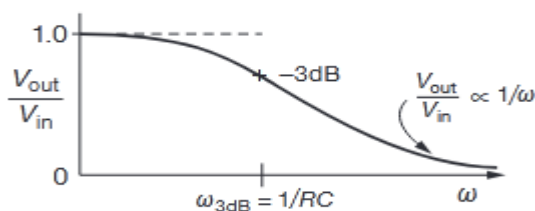
1.102-rasm. Past chastotali filtr.

⁴¹ 3dB nuqtasi to'g'risida gap yuritilganida minus ishorasi ko'p hollarda tushirib qoldiriladi.

Yuqori chastotali filtr sxemasida R rezistor va C kondensatorning o'zaro o'rinlarini almashtirib qo'ysangiz, uning chastota xarakteristikasi ham teskarisiga o'zgaradi (1.102-rasm). Sxemaning chastota xarakteristikasi quyidagicha bo'ladi.

$$V_{out} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}} V_{in}$$

Chastota xarakteristikasining ko'rinishi 1.103-rasmda keltirilgan. Bu sxemaning nomi past chastotali filtr. Uning 3dB nuqtasi avvalgidek aniqlanadi: $f = 1/2\pi RC$. Past chastotali filtrlar hayotda qulay. Misol uchun, past chastotali filtrlar o'zaro yaqin joylashgan radio va televizion kanallarni (550 kHz – 800 MHz) biri-biriga ko'rsatgan ta'sirini yo'q qilish uchun ishlatiladi. Kuchaytirgichlar va boshqa elektronik qurilmalarda ham shu muammolar bor.



1.103-rasm. Past chastotali filtrning chastota xarakteristikasi.

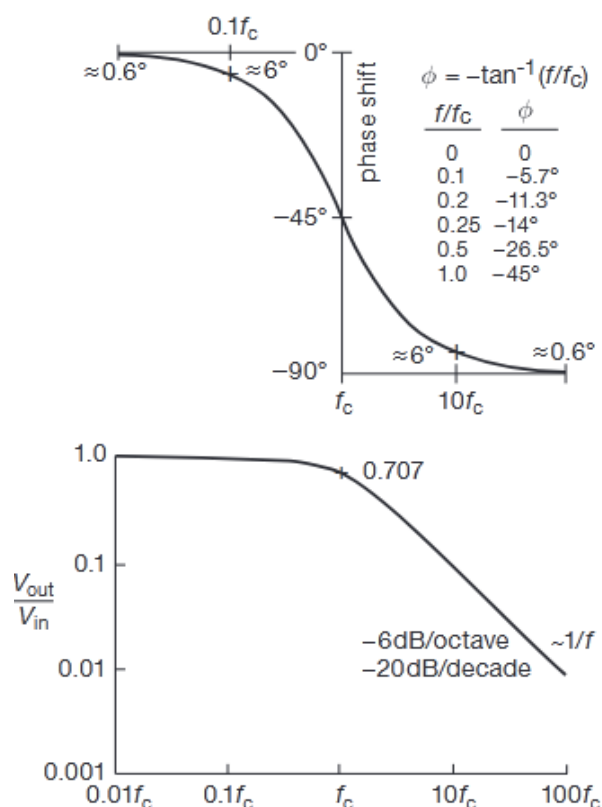
1.30-masala. Yuqorida keltirilgan past chastotali RC filtrning chastota xarakteristikasi uchun keltirilgan analitik ifoda to'g'riligini ko'rsating.

Past chastotali filtrning chiqishi signal manbai sifatida ko'rilishi mumkin. Yaxshi o'zgaruvchan kuchlanish manbaidan (manbaning ichki impedansi nolga teng) manbalangan past chastotali filtrning chiqishi R rezistordek bo'ladi (ya'ni, impedansni hisoblash uchun sifatli kuchlanish manbaini, kichik signallar impedans manbai sifatida, qisqa tutashuv bilan almashtirilsa bo'ladi). Katta chastotalarda filtrning chiqish impedansi nolgacha tushadi, chunki chiqishidagi kondensatorning impedansi chastota ortgan sari kamayib boradi. §1.7.1V da ko'rganimizdek, filtrga signal bergan o'zgaruvchan kuchlanish manbaining yuklamasi R rezistorning qarshiligi va unga qo'shilgan filtrning yuklagan qarshilikdan iborat bo'ladi. Katta chastotalarda filtrning chiqish qarshiligi R bo'lib qoladi.

1.104-rasmda past chastotali filtrning logarifmik masshtabdagi chastota xarakteristikasi keltirilgan. Uning vertikal o'qida detsibellarda, gorizontall o'qida oktavalar (yoki dekadalar) belgilangan. Bunday diagrammalarda bir xil masofa bir xil nisbatga teng bo'ladi. Faza surilishi vertikal o'qda, logarifmik masshtabda keltirilgan. Bunday diagrammalar signal kuchlanishi ancha so'ngan bo'lsa ham, faza surilishlarini aniq ko'rsatadi. Shunga e'tibor beringki, diagramma ko'rinishi signalning katta so'nishlariga qaramay, chiziqli. Uning qiyaligi – 20dB/dekadasiga (injenerlar buni – 6 dB/ oktavaga deb yuritishadi). Faza surilish xarakteristikasi 0° dan 90°gacha ohista harakatlanib, 3 dB nuqtasi 45°surilishga to'g'ri keladi. Yagona zanjirli past chastotali filtr uchun qoida: chastota 0.1f_{3dB} dan 10 f_{3dB}gacha o'zgarganida faza surilishi ≈6° bo'ladi.

1.31 -masala. Oxirgi berilgan shartni isbotlang.

Quyidagi savol ancha qiziq: amplituda – chastota xarakteristikasi bir, faza xarakteristikasi boshqa bo'lgan filtr yaratsa bo'ladimi? Bu savolga berilgan javob – bo'lishi mumkin emas. Buning sababi juda oson yaratilishi mumkin bo'lgan filtrning amplituda va fazasining chastota xarakteristikalari o'zaro bog'liq holda bo'ladi (Kramers –Kroning qoidasi).



1.104-rasm. Past chastotali filtrning logarifmik koordinatlarda chizilgan chastota va faza xarakteristikasi. E'tibor bering: 3 dB nuqtasida faza surilishi 45° va chastotaning o'zgarish dekadasi uning asimtotik qiymati 6°.

1.7.10 RC integrator va differensiatorlarning chastota xarakteristikalari

Yuqorida ko'rilgan differensiator sxemasi yuqori chastotali filtr sxemasining o'zginasi bo'ladi. Faqat yuqorida differensiator sxemasining vaqtga bog'liq bo'lgan sxemasi samarali ishlashi uchun avval qo'yilgan talabni ($V_{out} \ll V_{in}$) biz uning chastota xarakteristikasiga ham qo'yishimiz mumkin: sxema chiqishidagi signal amplitudasi ma'lum chastotada (chastotalarda) kirish signalining amplitudasidan 3 dB nuqtasida ancha kichik bo'lishi kerakligi talab etiladi. Buni tekshirish juda oson. Misol uchun, sxemaning kirishiga quyidagi signal berilgan: $V_{in} = \sin \omega t$.

Differensiator chiqishidagi signal ko'rinishini kirishidagi signalning hosilasini olib aniqlashimiz mumkin:

$$V_{out} = RC \frac{d}{dt} \sin \omega t = \omega RC \cos \omega t$$

$V_{out} \ll V_{in}$ talabiga muvofiq bo'lishi uchun $\omega RC \ll 1$ bo'lishi shart, ya'ni $RC \ll 1/\omega$. Demak bu differensiator sxemasining qarshiligi katta chastotali signallar uchun kichik bo'lar ekan.

RC integrator sxemasi (§1.4.4) past chastotali filtr sxemasining o'zginasi ekan. Bu sxema yaxshi ishlashining kriteriyasi – signalning eng kichik chastotasi 3dB nuqtasidan yuqori bo'lishi kerak.

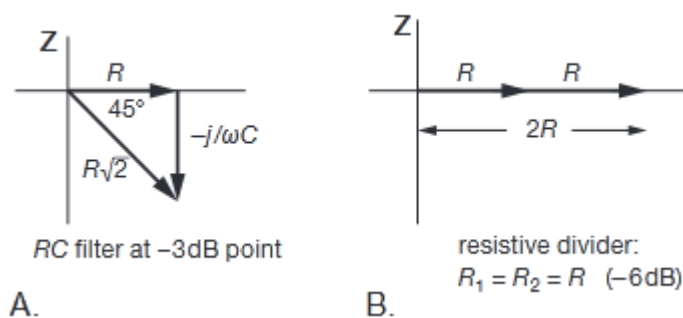
1.7.11 Induktiv g'altaklar kondensatorlarga qarshi

Past (yoki yuqori) chastotali filtrlarni yaratish uchun kondensator o'rniga induktiv g'altakni ham ishlatish mumkin. Ular rezistorlar bilan birgalikda filtrlarda ishlayverishi mumkin. Lekin, amalda

induktivlikli RL filtrlar juda kam ishlatiladi. Induktiv g'altaklar o'lchamlari katta, qo'pol va qimmat (hamda xarakteristikalarideallikdan ancha uzoq) bo'lgani sababli filtr sxemalarida kondensatorga nisbatan kam ishlatiladi (Ix-bobga qarang). Bu qoidadan yagona chekinish – yuqori chastotali sxemalarda ishlatiladigan ferrit o'zakli drossellar. Bu induktiv g'altaklarda sim o'ramlar soni kam bo'ladi va shu bir necha o'ram juda katta chastotalarda katta impedansga ega bo'lib, rezistorsiz parazit “ossillyasiyani” so'ndirish xususiyatiga ega. Yuqori chastotali drossellar ham, ferrit o'zakka o'ralgan bir necha sim o'ramidan iborat bo'lib, yuqori chastotali toklarni manba zanjirlariga o'tkazmaslik vazifasini bajaradi. Esingizda bo'lsin, induktiv g'altaklar (a)LC tebranish konturlari (§1.7.14) va (b) impulsli konverterlarning *asosiy komponenti* bo'ladi.

1.7.12 Faza diagrammalari

Reaktiv zanjirlarning ishlashini aniq tushunish uchun foydali va nafis bir grafik usul mavjud. Usulni tushintirish uchun, § 1.7.8 da ko'rgan, RC filtri $f = 1/2\pi RC$ chastotasida signalni 3dBga so'ndirishining qanday amalga oshirishini ko'rib chiqaylik. Bu qoida yuqori va past chastotali filtrlar uchun amalda. Bu chastotada kondensatorning reaktivligi rezistor qarshiligiga teng bo'lgani bunda biroz tushunarsiz bo'lib tuyulishi mumkin va siz kutganingizdek signalning so'nishi 6dB ($1/2$ kuchlanish uchun) bo'lishi kerak edi. Misol uchun, kondensatorni, uning impedansiga teng bo'lgan qarshilikka ega rezistor bilan almashtirsangiz, ana shu natijani olishingiz mumkin (6dB kuchlanishning yarmi so'nishi demakdir). Kondensator reaktiv bo'lgani sababli vujudga kelgan chalkashlikni faza diagrammasi (1.105-rasm) farqlab olishga imkon beradi. Diagrammadagi o'qlar impedansning haqiqiy (rezistiv) va mavhum (reaktiv) hosillovchilarini ko'rsatadi. Ketma-ket zanjir uchun o'qlar kompleks kuchlanishlarni ham ko'rsatadi, ular tok zanjirida bir xil. Bu zanjir uchun (zanjirni RC kuchlanish bo'luvchisi deb ko'ring) kirish kuchlanish (R - C juftlikka berilgan) diagrammadagi uchburchakning gipotenuzasining uzunligiga proporsional, chiqish kuchlanishi bo'lsa (R rezistordagi kuchlanish tushuvi) uchburchakning R tomoni uzunligiga proporsionaldir. Bu diagramma kondensator impedansi rezistor qarshiligiga tenglashgandagi chastotaga to'g'ri kelgan holatni ko'rsatmoqda, ya'ni $f = 1/2\pi RC$. Diagrammada zanjirdagi chiqish kuchlanishining kirish kuchlanishiga bo'lgan nisbati $\frac{1}{\sqrt{2}}$, ya'ni - 3 dB ga teng.



1.105-rasm. Past chastotali filtrning – 3dB nuqtasidagi faza diagrammasi.

Diagrammadagi vektorlar oralig'idagi burchak chiqish kirishga nisbatan surilgan fazasini ko'rsatadi. Misol uchun, 3dB nuqtasida zanjirning chiqish signali amplitudasi kirishidagi amplitudani ildiz osti 2ga bo'lingan qiymatiga teng va faza surilishi shu nuqtada 45° ni tashkil qiladi. Bunday grafik usul RLC zanjirlardagi signal amplitudalari va fazalarini o'qish uchun juda osonligi ko'rinib turibdi. Misol tariqasida, avval yuqori chastotali filtr uchun keltirilgan algebraik ifodaning diagramma ko'rinishini tuzishingiz mumkin.

$$V_{out} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}} V_{in}$$

1.32 -masala. Yuqori chastotali filtr xarakteristikasi uchun keltirilgan algebraik ifodaning faza diagrammasini chizing.

1.33-masala. Past chastotali RC filtr qaysi chastotada signalni 6dbga so'ndiradi (chiqish kuchlanishi kirish kuchlanishining yarmiga teng). Bunday faza surilish burchagi qanday qiymatga ega bo'ladi?

1.34-masala. Faza diagrammasi yordamida avval keltirilgan past chastotali filtr xarakteristikasining algebraik ifodasini faza xarakteristikasini quring.

Keyingi bobda (§2.2.8) konstanta-amplitudali fazani surish sxemalarining nafis misoli bilan tanishamiz.

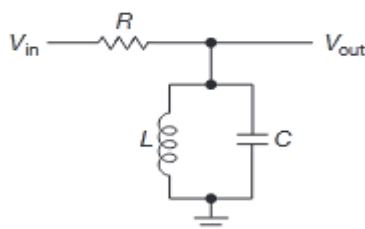
1.7.13 “Qutblar” va oktavaga keltirilgan detsibel

1.103 va 1.104- rasmda keltirilgan past chatotali RC filtrning chastota xarakteristikasiga nazar soling. Xarakteristikaning “bo‘ynidan” o‘ng tomonga qarab amplituda $1/f$ ga proporsional ravishda pasayib borganini ko‘rishingiz mumkin. Chastota bir oktavaga (musiqada bir oktava chastotani ikki barobar o‘zgarishiga teng) o‘zgarsa, filtrning chiqish kuchlanishi ikki birobbar, ya’ni - 6 dBga kamayadi. Demak, shu sodda RC filtr chastota bir oktavaga ko‘paysa signal amplitudasini – 6 dB ga so‘ndirar ekan (- 6dB/ oktava). Agar siz yaratgan filtr bir necha RC seksiyadan iborat bo‘lsa, uning signal amplitudasini so‘ndirish imkoni oktava hisob shunchaga ko‘payadi. Misol uchun ikki RC seksiyali pasit chastotali filtr signal amplitudasini 12 dB/oktavaga, uch seksiyali filtr – 18db/oktavaga so‘ndiradi va h. Bunday ko‘p seksiyali filtrlarni “qutblar” bilan nomlash yo‘li ham mavjud. Agar “3 qutbli filtr” deb gapirilsa uchta RC seksiyadan tuzilgan filtr sxemasi nazarda tutilgan bo‘ladi. (“Qutb” iborasi, bu kitobga kirmagan, analiz usulidan olingan. Bu turdagi analizda sxemaning kompleks o‘tkazish funksiyasi kompleks chastota ko‘lamida ko‘riladi va injenerlar orasida “s-plane” nomi bilan ma’lum. Bu to‘g‘risida Ix-bobda gaplashamiz).

Bunday ko‘p qutbli filtrlarni loyihalashda quyidagi izohlarga e’tibor berish kerak bo‘ladi. Filtrning RC seksiyalarini ketma-ket ulab, kerakli xarakteristikaga ega bo‘lgan sxema yaratib bo‘lmaydi. Sabab, har bir keyingi ulangan RC seksiya avvalgi turgan seksiyaning chastota xarakteristikasini o‘zgartiradi. Shuni xotirada tutish kerakki, filtrning yagona RC seksiyasining xarakteristikasini tekshirganimizda, biz bu zanjirga signal bergan manbaning chiqish qarshiligi nol va seksiyaning yuklamasi cheksiz qarshilikka ega deb qabul qilgan edik. Yaxshi , ko‘p qutbli filtrni yaratish uchun har bir seksiyaga yuklama bo‘lgan seksiyaning kirish qarshiligini oldin ulangan seksiyaning chiqish qarshiligidan katta bo‘lishini ta’minlash bo‘ladi. Bu talabga faqat aktiv filtrlar javob berishi mumkin. Ularda “buffer” sifatida kuchaytirgich yoki operatsion kuchaytirgichlar ishlatiladi. Bu mavzu 2-4-boblar tarkibiga kirgan.

1.7.14 Rezonans konturlar

Agar zanjirlarda kondensatorlar induktiv g‘altak bilan ishlatilsa, “aktiv filtr” deb nomlangan sxemalarni ishlatib cho‘qqilik chastota xarakteristikasini yaratish imkoni mavjud. Bu xarakteristika-lar avval ko‘rgan RC zanjirlarning yassi xarakteristikalaridan ancha farq qiladi. Bunday sxemalar turli audiochastotali va radiocharadiochastotali qurilmalarda ko‘p qo‘llaniladi. Keling, shu LC sxemalarni qisqacha ko‘rib chiqaylik (bular va aktiv filtrlar to‘g‘risida 6-bob va E-ilovada keng mulohaza berilgan).



1.106-rasm. LC rezonans kontur: bandpass - qisqa ko‘lam filtri.

1.106 –rasmda keltirilgan sxemaga nazar soling. LC zanjirning f chastotasidagi reaktivligi quyidagicha aniqlaymiz:

$$\frac{1}{Z_{LC}} = \frac{1}{Z_L} + \frac{1}{Z_C} = \frac{1}{j\omega L} - \frac{\omega C}{j} = j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right), \text{ bundan}$$

$$Z_{LC} = \frac{j}{(1/\omega L) - \omega C}$$

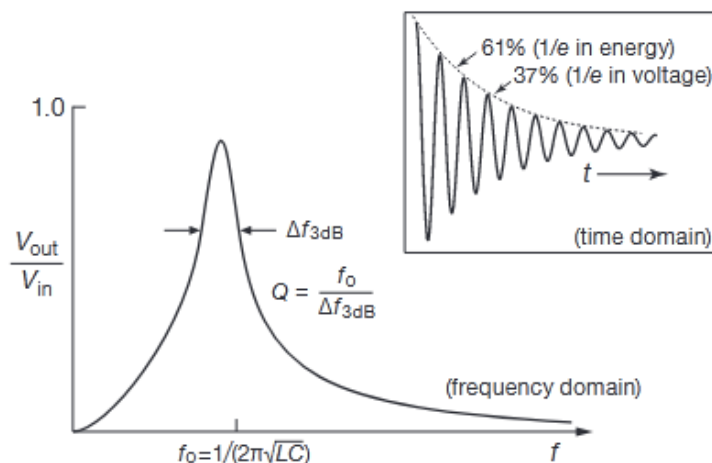
Rezistor bilan birgalikda LC zanjir kuchlanish bo‘luvchisini tashkil qiladi. Induktiv g‘altak bilan kondensatorning tabiyati o‘zaro aks bo‘lgani sababli parallel ulangan LC zanjirning impedansi f_0 rezonans chastotasida cheksiz qiymatga ega bo‘ladi:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \text{yoki} \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

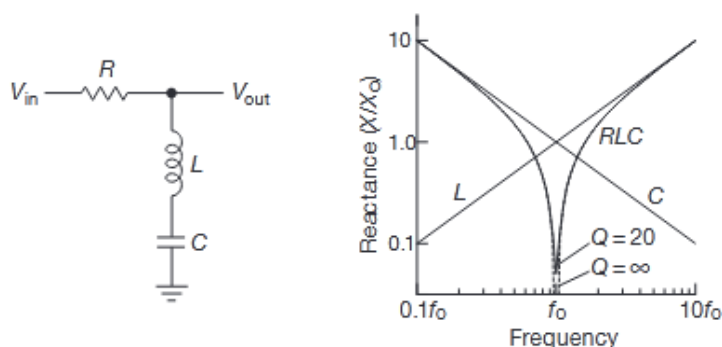
Bu zanjirning chatota xarakteristikasi cho‘qqili shaklga ega bo‘ladi va 1.107-rasmida ko‘rsatilgan. Amalda kondensator va induktiv g‘altakda mavjud bo‘lgan yo‘qotishlar cho‘qqining qiyaligini chegaralaydi, lekin yaxshi loyiha bilan bu yo‘qotishlarni ancha kamaytirish mumkin. Chastota xarakteristikasining qiyalik darajasini ko‘rsatuvchi kattalik konturning sifat ko‘rsatkichi Q bo‘ladi:

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f_{3\text{dB}}} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \text{rezonans chastotasi}$$

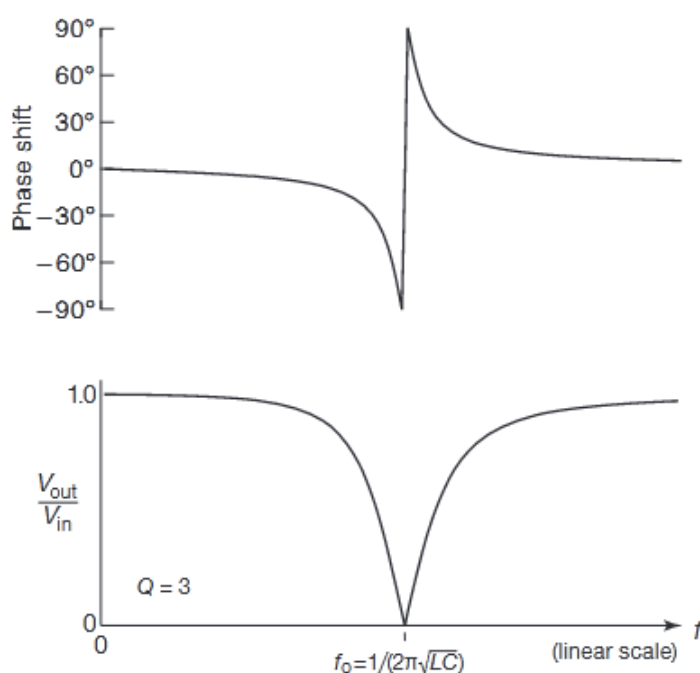
Bunda $\Delta f_{3\text{dB}}$ chastota xarakteristikasining kengligi. Aksincha, zanjir xarakteristikasining rezonans chastotasidagi qiyaligini kamaytirish maqsadida yo‘qotishlarni oshiruvchi rezistor ham kiritiladi. Bu zanjir LC parallel rezonans konturi degan nom olgan va radiotexnika sxemalarida turli chastotadagi signallarni ajratib berish uchun ishlatiladi (L va C o‘zgarkvchan bo‘lib, kontur turli chastotalarga sozlanishi mumkin). Konturga signal beradigan manbaning chiqish qarshiligi qancha katta bo‘lsa (tok manbai), kontur chastota xarakteristikasi shuncha qiya cho‘qqili bo‘ladi. Lekin bu qoida umumiy emas. Konturning Q sifat ko‘rsatkichi chastota xarakteristika cho‘qqisining qiyalik darajasining o‘lchami bo‘ladi. Uning qiymati rezonans chastotasini xarakteristikaning -3dB nuqtasidagi kengligiga bo‘lish bilan aniqlanadi. Parallel RLC konturning sifat ko‘rsatkichi $Q = \omega_0 RC$ (yoki $Q = R/X_C = R/X_L$ ekvivalent, bunda $X_C = X_L$ ω_0 chastotadagi reaktivliklar).



1.107-rasm. Parallel LC “tank”konturning chastota xarakteristikasi. Kiritilgan kichik rasmda kontur ishlashining vaqt o‘qidagi ko‘rini berilgan: demferlangan tebranishlar (“qo‘ng‘iroq chalinishi”) kontur kirishiga impuls berilganida hosil bo‘ladi.



1.108-rasm. LC chuqurlik filtri “trap” (“qopqon”). Induktivlik va sig‘imli reaktivliklar ko‘rsatilganidek o‘zgaradi, ammo ularning kompleks impedanslari qarama qarshi ishorali bo‘lgani sababli umumiy impedans pasayadi. Komponentlar ideal bo‘lganida LC konturning impedansi rezonans chastotada nolga teng bo‘lishi kerak; real komponentlar ishlatilganida minimum nolga teng emas va asosan induktiv g‘altak sababchi bo‘ladi.



46

1.109-rasm. LC trapping chastota va faza xarakteristikalar. Faza rezonans chastotada keskin o‘zgaradi, bu effektni boshqa rezonator turida ko‘ring (7.36-rasmdagi misolga qarang).

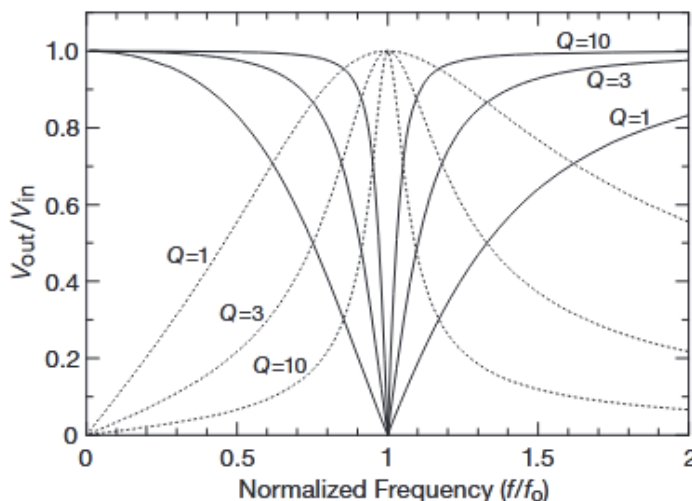
LC zanjirlarning yana bir variantida L va C ketma-ket ulangan (1.108-rasm). Bu ketma-ket zanjir uchun o‘zingiz impedans formulasini, kondensator va induktiv g‘altakni ideal, ya’ni ularda rezistor yo‘qotishlar yo‘q (Ix-bobida real komponentlar idealidan farq qiladi va ketma-ket ulangan rezistor bilan ko‘rsatiladi (effective series resistance, ESR)) deb olib, yozing va uning impedansi qaysi chastotada nolga teng bo‘lishini aniqlashingiz mumkin. Bu chastota ketma-ket konturning rezonans chastotasi bo‘ladi va quyidagi ifodaga ega:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Bu sxema rezonans chastotadagi signallar uchun “qopqon” vazifasini bajaradi, chunki shu chastotada LC zanjirning qarshiligi nolga teng bo‘lib, signallarni yerga ulab yuboradi. Bu sxemalar radiotexnikada ko‘p ishlatiladi. 1.109-rasmda uning chastota va faza xarakteristikasi keltirilgan. Ketma-ket RLC sxemasining sifat ko‘rsatkichi $Q = \omega L / CR$ (yoki $Q = R / X_C = R / X_L$ *ekvivalent, bunda* $X_C = X_L$ ω_0 chastotadagi reaktivliklar) bo‘ladi. Sifat ko‘rsat-

kichi Q kattalashganining ta'sirini ko'rmoqchi bo'lsangiz "tank" va "notch" filtrlarining aniq chastota xarakteristikasiga qarang (1.110-rasm).

1.35-masala. Ketma-ket ulangan LC "qopqon" sxemasining (1.64-rasm) V_{out}/V_{in} chastota xarakteristikasi aniqlang.



1.110-rasm. LC rezonansli (tank –punktir chiziq) va (trap - qora chiziq) konturlarning turli Q uchun chizilgan chastota xarakteristikalari

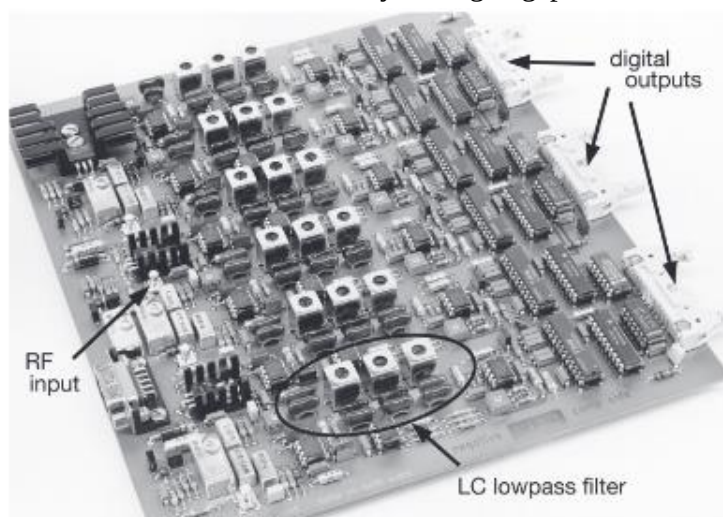
1.35-masala. 1.108-rasmda keltirilgan LC trap sxemasining $V_{out}/V_{in} = f(f)$ chastota xarakteristikasini toping.

LC rezonans konturlarning bunday ta'riflanishi, ularni chastota xarakteristikasi bilan bog'liq. Sxemalardagi signallarning vaqtga bog'liq o'zgarishlarini o'rganish uchun ularning kirishiga impulsli signal yoki step berib tekshiriladi; bunda siz 1.107-rasmda keltirilgan, $Q = 20$ bo'lgan LC kontur signalining vaqt bo'yicha yoyilgan shaklini ko'rasiz. Bunda signal kuchlanishi Q/π davri bilan $1/e$ (37%) tezlikda so'nib borishini ko'rishingiz mumkin; konturda saqlangan energiya (v^2 ga proporsional) $1/e$ (61% amplitudasi) $Q/2\pi$ davr bilan $1/e$ (amplitudasining kamayishi 61%) tezlikda so'nib bormoqda. Sxemada o'tayotgan jarayonni siz radian birligida baholashni afzal ko'rarsiz: energiya Q radian davomida $1/e$ ga so'nadi kuchlanish bo'lsa shu qiymatga $2Q$ radianganga teng vaqtda so'nadi. LC tebranish konturlari, rezonansli chastota xarakteristikasiga ega bo'lgan, yagona sxema emas. Kvarsli, keramikali va yuzaki akustik tebranishlar rezonatorlari hamda transmission liniyalar va rezonansli bo'shliqlar ham rezonansli chastota xarakteristikalariga ega bo'ladi.

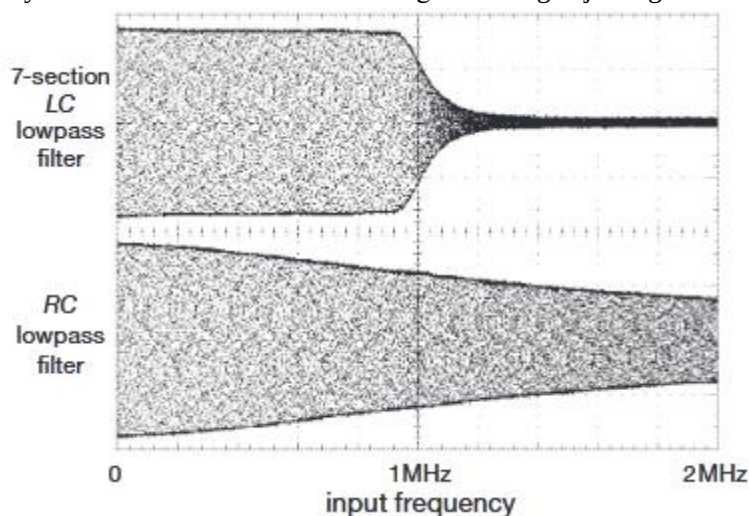
1.7.15 LC filtrlar

Induktiv g'altakni kondensatorga ulab turli filtrlar (past va yuqori chastotali, bandpass) yaratishingiz mumkin. Bunday filtrlarning chastota xarakteristikasi RC filtr yoki bir necha kaskadli RC filtrlar xarakteristikalaridan ancha baland cho'qqili bo'lishi mumkin. Bunday sxemalar va aktiv filtrlarga bag'ishlangan mavzularni 6-bobda ko'ramiz. Ammo shu joyda bunday konturlar qanday ishlashi bilib olish va undagi oddiy va ko'p hollarda kamsitilgan, induktiv g'altakning imkoniyatlarini baholab olish juda qiziq bo'lsa kerak. Misol sifatida, 1.111-rasmga nazar soling. Undagi fotosuratda, biz bir necha yil avval yaratgan "mixer-digitizer" (raqamlovchi mikser) sxemasining platasi ko'rsatilgan (ayni, bir vaqtda ishlaydigan 250 million kanalli radio receiver). Platada mavjud bo'lgan bir to'da komponentlar uchta radiochastotali diapazonda chastotalarning siljitib signallarini raqamlashi kerak; bu qurilmaning ta'rifi kitobning bir bobini ishg'ol qilishi mumkin. Hozircha oval aylana bilan chegaralab qo'yilgan joydagi bir siqim filtrga ahamiyat bering (bunday filtr to'plamlaridan filtrda beshtasi bor). Filtrda uchta induktiv g'altak (metall ekran bilan qoplangan) va

to'rtta kondensator joylashtirilgan (yaltiroq to'rtburchaklar juftlari). Bular 1 MHzli past chastotali filtrlar bo'ladi; ular raqamlangan chiqishlardagi "alias"ni olib tashlaydi, bu mavzu bilan biz 13-bobda tanishamiz. Bu qanday ishlaydi? 1.112-rasmda chastota 0Hz dan 2 MHzgacha o'zgarib turishi "frequency sweep"signali, ossilloskop displeyida, chapdan o'ng tomonga harakatlanuvchi tasvir shaklida ko'rsatilgan. Tasvirda, filtrdan o'tgan sinusoidal signal amplitudasining o'zgarishi, filtrlarini (LC va RC) solishtirish uchun, ko'rsatilgan. RC filtrining kesish chastotasi 1 MHz (1 kva160 pF). Filtrlar musobaqasida LC filtri g'alaba qozongani yaqqol ko'rinib turibdi. Unga nisbatan RC filtr juda ko'rimsiz. Bu filtr 1 MHzni "kesib tashlaydi" degan gap bor: u hech narsani kesmaydi.



1.111-rasm. Platada oltita past chastotali filtr joylashtirilgan. Ular signal chastotalarini ajratib, raqamlash jarayonida ishtirok etadi. Bu "mixer-digitizer"ning bajaradigan funksiyasi.



1.112-rasm. 1.111-rasmdagi LC va RC filtrlarning chastota xarakteristikalarini. Ikki filtrni ham kesish chastotasi 1MHz. Tasvirlarning qoraytirilgan qismi davriy o'zgarib turadigan sinusoidal signalni bildiradi.

1.7.16 Kondensatorlar ishlatiladigan boshqa sohalarda

Kondensatorlar filtrlarda, rezonansli konturlar, differentsiator, integratordan tashqari boshqa sohalarda ham muhim funksiyalarni bajarish uchun ishlatiladi. Bu qo'shimcha sohalarda to'g'risida kitobning keyingi bo'limlarida keng ko'lamda ko'rib chiqamiz, lekin hozir faqat kondensatorlar ishlatiladigan boshqa sxemotexnika sohalari to'g'risida qisqacha bildirish berib ketamiz.

A. Shuntlash (bypassing)

Kondensatorning impedansi chastota o'sishi bilan kamayib boradi. Kondensatorlarning bu xususiyati ularni quyidagi muhim sxemotexnik funksiyalarni bajarish uchun ishlatishga imkon

beradi. Bu shuntlash funksiyasidir. Sxemalarning ba'zi zanjirlarida o'zgarmas va sekin o'zgaruvchi kuchlanishlar bo'lishi foydali, lekin yuqori chastotali signallar sxemaning asosiy funksiyasini buzib yuborishi mumkin bo'ladi. Shunda zanjirdagi rezistorga parallel ulangan kondensator toklarning o'zgaruvchan hosillovchilarini o'zi orqali o'tkazib yuboradi (kondensatorning yuqori chastotali toklar uchun ko'rsatgan impedansi rezistor qarshiligidan ancha kam bo'lgani tufayli). Signal chastotasiga qarab, kondensatorning sig'imi tanlanadi. Kondensatorning shu zanjirda bajargan funksiyasi *shuntlash* (yuqori chastota bo'yicha) deb ataladi. Kuchaytirgich sxemalarini o'rganganimizda shu turdagi shuntlash bilan batafsil tanishib olamiz.

B. O'zgarmas kuchlanish manbalarida ishlatiladigan filtrlar

Kondensatorning bu funksiyasi bilan biz §1.6.3 bo'limda tanishdik. O'zgarmas kuchlanish manbalarida ishlatiladigan tekislovchi filtrlar bajaradigan funksiyasi shuntlashni bir turi bo'ladi. Bu qurilmalar filtrida ishlatilgan kondensatorlar elektr energiya xazirasi sifatida ko'riladi. Elektronika sxemalar ishlashi uchun o'zgarmas tok manbai kerak bo'ladi. O'zgarmas kuchlanish, tarmoqda mavjud bo'lgan, o'zgaruvchan kuchlanishni *to'g'rilash (rectification)* yo'li bilan olinadi. To'g'rilangan kuchlanish tarkibida o'zgaruvchan hosillovchilari ham bo'ladi. Ularni yo'qotish, ya'ni to'g'rilangan kuchlanish pulsatsiyalarini (ripple) "tekislash" uchun sig'imi katta bo'lgan kondensator ishlatiladi. Kondensatorlar sig'imi katta bo'lishi bilan o'zining o'lchamlari ham katta bo'lib, manba sxemalarda yaltirab ajralib turadi. Keyigi bo'limlarda bu turdagi filtrlarni loyihalash yo'llari bilan tanishasiz.

C. Sinxronizatsiya va signal generatorlari

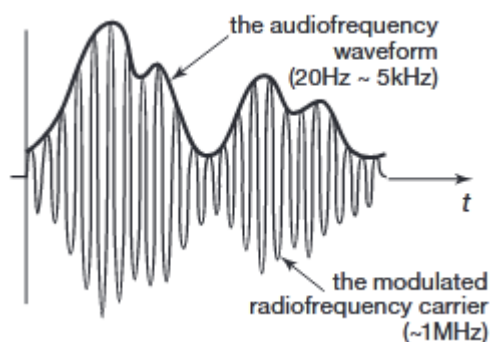
O'zgarmas tokdan manbalangan kondensator zaryadlanadi va bu jarayon, kondensatorning sig'imi va zaryadlovchi tok qiymatiga qarab, chiziqli shaklda undagi kuchlanishning o'sib borishini ta'minlaydi. Kondensatorning bu xususiyati uchburchak va arrasimon impulslarni generatsiya qilishning fizikaviy asosini tashkil qiladi. Bunday arrasimon impulslar funksional generatorlarda, ossillo-skoplarda, analog – raqam o'zgartkichlarda va sinxronizatsiya sxemalarida keng qo'llaniladi. RC zanjirlar impulslarni vaqt davomida siljitish sxemalarida ishlatilib, raqamli sxemalarda shu funksiyani bajarish uchun keng qo'llaniladi (monostabil multivibrator sxemasida). Sinxronizatsiya va signallar generatsiya masalasi elektronika juda muhim bo'lgani sababli, keyingi boblarda ularga batafsil to'xtaladi.

1.7.17 Umumlashtirilgan Thevenin teoremasi

Sxemalarga kondensator va induktiv g'altak kiritilishi bilan Thevenin teoremasi qayta ko'rib chiqilishi kerak bo'ladi. Rezistor, kondensator va induktiv g'altak va signal manбайдan tashkil topgan barcha ikki terminalli zanjir ketma-ket ulangan kompleks impedansli zanjir va signal manbaiga yagona ekvivalent zanjirga keltirsa bo'ladi. Avval ko'rganimizdek, siz ekvivalent zanjirni impedansini topasiz va unga ochiq zanjirli chiqish kuchlanishi va qisqa tutashgan tok manbaini aniqlaysiz.

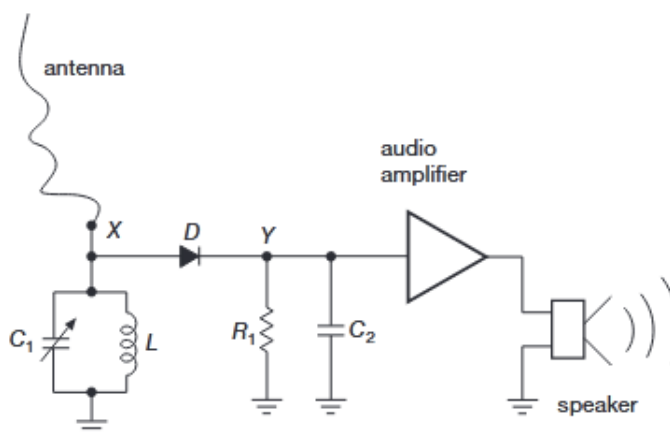
1.8 Barchasini to'plaganda – AM radio

Shu bobdagi sxemotexnika mavzularini birlashtirib oddiy amplituda modulyasiyalı (AM) radio sxemasini yaratishga kirishamiz. Radiostansiya AM ko'lamida o'zining chastotasida (520–1720 kHz) tarqatadigan radiosignali sinusoidal signal bo'lib, uning amplitudasi audiosignal bilan modulyasiya qilingan bo'ladi (1.113 –rasm). Boshqacha qilib aytganda, ma'lum funksiya $f(t)$ bilan ta'riflangan audiosignal radiochastotalarda radiosignal $[A + f(t)]\sin 2\pi f_c t$ sifatida efirga tarqatiladi, bunda f_c – stansiyaning "asos" "carrier" chastotasi va A – asosiy chastotaga qo'shilgan audio-signal, shu tufayli $[A + f(t)]$ koeffitsienti faqat musbat bo'ladi.



1.113-rasm. AM-signal tarkibini radiosignalning asosi ($\sim 1\text{MHz}$) va uning amplitudasini o'zgartirgan audiosignal (ovoz, musiqa: audiochastotalarda $\sim 5\text{kHz}$ gacha). Audiosignal dc bo'lgani sababli shakli nolni kesib o'tmaydi.

Radiosignalni qabul qilib olish tomonida (bu biz bo'lamiz!) kerakli stansiya tanlab olinib, radiosignal tarkibidagi modullovchi audiosignal ajratib olinadi. 1.114-rasmda eng oddiy radio sxemasi keltirilgan: bu o'tgan kunlarning "detektor" bo'ladi. Sxema aslida ham juda oddiy: parallel LC kontur, sig'imi o'zgaruvchi C kondensator bilan, kerakli stansiya chastotasiga sozlangan (§1.7.14); diod D bir yarim davrli to'g'rilagich vazifasini bajaradi (§1.6.2). To'g'rilagich (ideal bo'lgan holda) modulyasiyalangan signalning faqat musbat yarim davrlarini o'tkazadi; R_1 yengil yuklama bo'lib, unda sinusoidal signalning yarim davrlari yuklanadi. Biz deyarli yakunladik. C_2 kondensatorini rezistorga parallel ulab, pulsatsiyalarni tekislab olamiz, ya'ni audiosignalning asli shaklini ajratib olamiz (bu saqllovchi kondensator bo'ladi §1.7.16B). Bunda R_1C_2 zanjirining vaqt konstantasi radiosignal davridan katta bo'lishi kerak ($\sim 1\mu\text{s}$) va audiosignalning maksimal chastotasi davridan ($\sim 200\mu\text{s}$) kichik bo'lishi kerak.

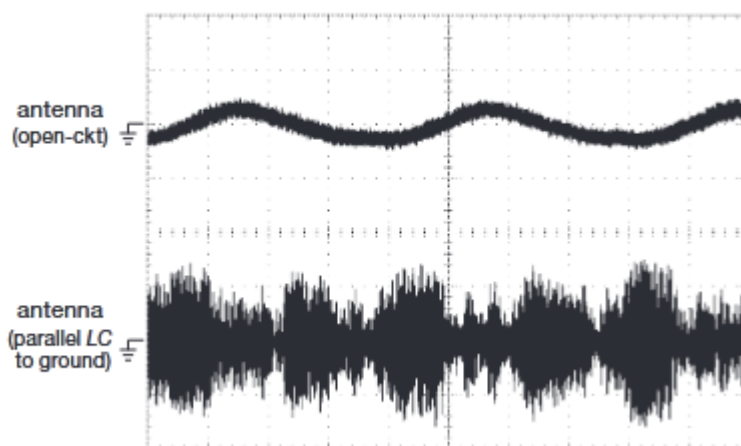


1.114-rasm. Eng oddiy AM receiver.

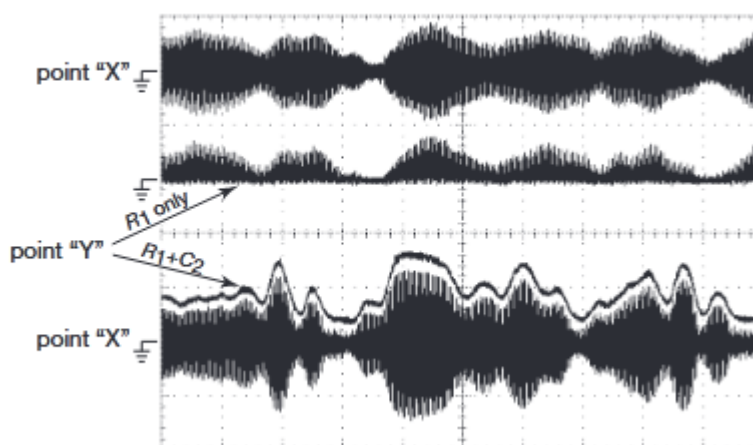
C_1 o'zgaruvchan kondensator kerakli stansiyaning tanlaydi, D diod detektor vazifasini bajarib, radiosignalni past chastotali audiosignalni ajratib oladi, R_1 C_2 filtr beriladi 1.115 va 1.116-rasmlarda radiosignalning tasvirlarini ossilloskop ekranida ko'ringan tasvirlari keltirilgan. Antennaning o'zida siz past chastotali tashqi ta'sir (asosan 60Hz tarmoq chastotasidagi xalaqit signallar) va juda kichik amplitudada barcha AM stansiyalar qo'shilib ketgan signallarini ko'rasiz. Ammo antennani o'zingizning LC rezonans konturiga ulasangiz, barcha past chastotali xalaqit signallar g'oyib bo'ladi (chunki LC konturning impedansi past chastotali signallar uchun juda kichik bo'ladi, 1.107-rasm). Shunda rezonansli kontur faqat tanlangan AM stansiyaning ko'radi xolos. Shu joyda eng qiziq narsa shuki, LC kontur antennaga ulansa tanlangan stansiyadan olingan signal, kontur ulanmagan holdagidan ancha katta bo'ladi: sifat ko'rsatkichi Q katta bo'lgan rezonansli kontur katta

miqdorda antennadan olgan signallarining energiyasini saqlashi hisobiga bo'ladi (buning boshqa murakkaroq yo'llari bor, ammo sizga buni hozir bilish zarurati yo'q). Audio kuchaytirgich yaxshi narsa, ammo biz unga tayyor emasmiz. Uni qanday qilib loyihalash kerakligini 2-bobda (diskret tranzistorlarda) va yana 4-bobda (o'peatsion kuchaytirgichlarda) ko'rib chiqamiz. Endi bir ajoyib yakuniy izoh: bizning sinfda sxemaning "x" nuqtasidan olingan signalni har xil uzunlikdagi BNC (bayonet Neill-Concelman) kabeli bilab ossillografda ko'rsatishni biz juda xush ko'ramiz (odatda birinchi haftani shu bilan boshlaymiz). Buni amalga oshirganimizda kabelning sig'imi (30pF/ft atrofida) C_1 sig'imiga qo'shiladi va rezonans chastotasini pasaytiradi va boshqa stansiyaning qabul qilishga o'tib oladi.

Agar biz kabel uzunligi tog'ri tanlab olsak radiosignalning tili inglizchadan ispanchaga o'zgarib qolishi mumkin. Studentlar kulganida ko'zlaridan yosh chiqib ketadi –bu tarjima qiladigan elektron komponent ekan-ku. So'ng biz standart uzunlikdagi kabelni, uning $\sim 10pF$ sig'imi bilan, olib, ko'rsatamiz. Shunda stansiyalar o'zgarmaydi va tarjimon ham g'oyib bo'ladi.



1.115-rasm. Sxemaning "x" nuqtasida antennaning o'zidan kelgan signal bilan LC kontur ulangandagi signallar ossillogrammalari. E'tibor bering, signalning past chastotali hosillovchilari kontur ulanganda so'ng yo'qoldi va signalning amplitudasi ortdi. Bu yagona stansiyadan olingan $\sim 1MHz$ li radiosignal. Vertikal o'q bo'yicha masshtab: 1V/div, gorizontall o'q bo'yicha: 4 ms/div



1.116-rasm. Sxemaning "y" nuqtasida R_1 o'zidagi signal va C_2 kondensator ulangandagi signallar ossillogrammalari. Yuqoridagi bir juft signallar yagona stansiyadan olingan $\sim 1MHz$ li radiosignal. Quyi juft detektor bilan ajratib olingan audiosignal. Vertikal o'q bo'yicha masshtab: 1V/div, gorizontall o'q bo'yicha: 4 ms/div.

1.9 Boshqa passiv komponentlar

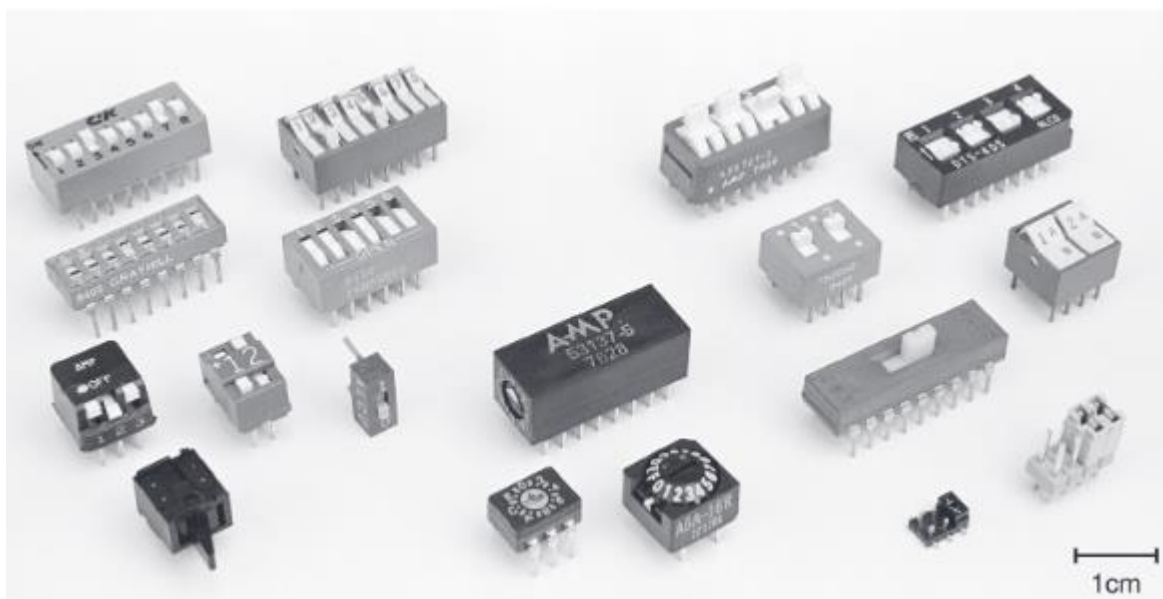
Quyida bo‘limda biz elektronika ishlatiladigan boshqa komponentlar bilan sizni qisqacha tanishtiramiz. Agar elektron sxemalarni loyihalashda tajribangiz bo‘lsa, bu bo‘limni o‘tkazib, keyigisiga o‘tishingiz mumkin.

1.9.1 Elektromexanik qurilmalar: kommutatorlar (switches). Bu oddiy, lekin muhim qurilmalar barcha elektron apparatlarida bor bo‘ladi. Bu mavzu bobning bir necha paragraflarini egallaydi (ko‘proq IX-bobda). 1.117 va 1.118-rasmda kommutator turlari keltirilgan.

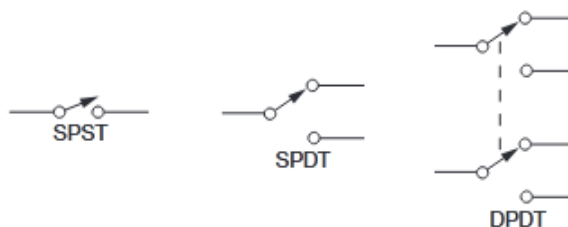
A. Tumblerslar (toggle switches). Oddiy tumblerlar qutblar soniga qarab turli konfiguratsiyalarda bo‘ladi; 1.119-rasmda oddiy tumblerlar ko‘rsatilgan (SPST – single-pole single switch- bir qutbli bitta kommutator, SPDT- single-pole double-throw – bir qutbli ikki yo‘nalishli kommutator va DPDT – double –pole double-throw switch – ikki qutbli ikki yo‘nalishli kommutatorlarni bildiradi). Tumblerlarning markaziy holatida uzadigan –“center OFF” va bir vaqtda to‘rt qutb ulanadigan turlari ham bor. Tumblerlarning “break before make” turida SPDT tumblerining harakatlanuvchi kontaktlari ikki terminaliga bir vaqtda ulanmaydi.



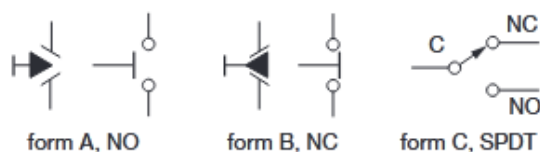
1.117-rasm. Kommutatorlar shved stoli. O‘ng tomondagi to‘qqizta kommutator bir onda ulaydigan (“pushbutton”) knopkalardan iborat. Ularning ichida korpusga paneliga va PCB (printed-circuit board) plataga o‘rnatiladigan turlari bor. Ulardan chapda knopkalarining qo‘shimcha –pog‘onani o‘zgartiradigan va ko‘p qutbli turlari joylashgan. Ularning tepasida panelga o‘rnatiladigan g‘ildirakchali binar kodlar kommutatorlari joylashgan, ularning chap tomonida klavishali o‘n olti xonali matritsali enkoder joylashgan. Markazda tumblerlar joylashgan; ular panel va plataga o‘rnatiladigan turlaridan tashkil topgan; tarkibida bloklovchi turlari mavjud turli aktivatorlar ko‘rsatilgan (oldidan to‘rtinchi); ular ulashidan avval ezilishi kerak. Chap tomondagi buraladigan kommutatorlarning binar kodli turlari joylashgan (oldindagi uchta va to‘rt burchakli kattaroq turi) va odatdagi ko‘p qutbli va ko‘p yo‘nalishli aylantiriladigan kommutator .



1.118-rasm. Plataga montaj qilinadigan “DIP switch”lar. Chap tomondagi guruh, oldidan orqaga va chapdan o‘ng tomonga qarab joylashtirilgan (barchasi SPST): bir seksiyali tumbler; uch seksiyali, ikki seksiyali tumblerlar va bir seksiyali sirpanuvchi; sakkiz seksiyali sirpanuvchi (kichik profilli) va olti seksiyali raketa; sakkiz seksiyali sirpanuvchi va raketa. O‘rtadagi guruh (barchasi o‘n olti xonali koderlar): olti pinli sirpanuvchi; olti pinli ustidan va yonidan boshqariladigan; 16-pinli haqiqiy va komplementar kodlovchi. O‘ng tomondagi guruh: 2 mm x 2mm o‘lchamli yuzaki montaj qilinadigan bosh blok harakatlanuvchi kommutatori bilan (“shunt”), 0.1”x 0.1” (2.54 mm x 2.54 mm) shuntli teshilgan bosh blokli; 18-pinli SPDT (umumiy aktuator); yetti pinli juftlangan SPDT sirpaniriladigan va raketa; 16-pinli ikki juftli SPDT sirpanadigan (ikkita namuna)



1.119-rasm. Kommutatorlarning asosiy turlari



1.120-rasm. Knopkali (pushbutton) kommutatorlar

B. Knopkali kommutatorlar (pushbutton)

Knopkali kommutatorlar oniy kontaktlarni amalga oshirish uchun foydali bo‘ladi; ularning sxemalardagi shartli belgilari 1.120-rasmda keltirilgan (NO va NC normally open normally closed – normal ulangan va normal uzilgan ma’nolari beradi). SPDT knopkalarining terminallari NO va NC belgilar bilan ko‘rsitib qo‘yilgan bo‘lishi shart, SPST turdagi knopkalarda izohni keragi yo‘q. Knopkalar doim “break-before make”-“ulashdan avval uzadi” usulda ishlaydi. Elektroenergetika sanoatida (elektronikadan farqli) form A, form B va form C shartli belgilari muvofiq SPST (NO), SPST (NC) va SPDT turlarini bildiradi.

C. Buraladigan kommutatorlar

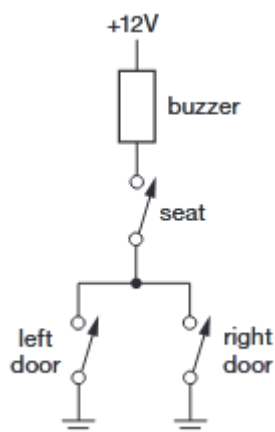
Buraladigan kommutatorlarning ko'p qutbli va ko'p yo'nalishli turlari bo'ladi; ular panellar soni va aylantiriladigan o'qining tuzilishi bo'yicha farqlanadigan komplekt shaklida bo'ladi. Kommutatorlarning (make before break) qisqa tutashtiruvchi va (break before make) va qisqa tutashtirmaydigan turlari bo'ladi, ikki turi ham bir kommutatorda birlashtirilgan bo'lishi ham mumkin. Ko'p hollarda qisqa tutashtiradigan turlari foydaliroq bo'ladi, shunda sxemada ulanadigan pozitsiyalar uzilib, havoda osilib qoladigan bo'lsa, sxema qo'zg'ab ketishi mumkin. Qisqa tutashtirmaydigan turlari har xil, o'zaro ulanishi kerak bo'lmagan, liniyalar bitta umumiy liniyaga kommutatsiya qilinadigan hollarda kerak bo'ladi. Ba'zi hollarda sizga qutblarning soni emas, balki kommutatsiya qancha pozitsiyaga o'zgargani qiziqtiradi. Buning uchun buraladigan kommutatorlarining asosiy turiga ishlatiladigan simlar sonini kamaytirish uchun 4-bitli raqam enkoderni o'rnatiladi (shunda faqat beshta sim kifoya bo'ladi: to'rt bit va bitta umumiy sim). Alternativa sifatida *rotary encoder* – *aylanadigan enkoder* ishlatiladi. Bu kommutator panelga o'rnatiladigan elektromexanik qurilma bo'lib, kommutatorning to'liq bir aylanishiga N juft impuls ishlab chiqaradi. Bular ikki turda bo'ladi (ichki mexanik kontaktli va elektro-optik kommutatsiya usuli ishlatilgan turlari); bularning tipik turlari kommutatorning bir to'liq aylanishiga 16 dan 200 juft impuls ishlab chiqaradi. Optik usulda ishlaydigan turlari qimmatroq, ammo kelajak ularniki.

D. Kommutatorlarning boshqa turlari

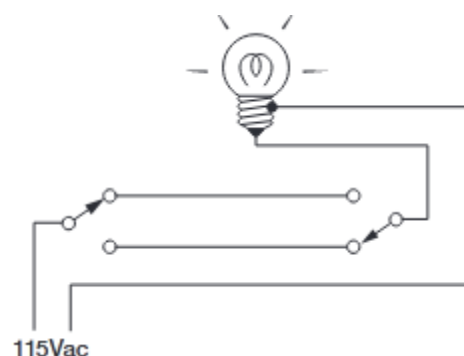
Yuqorida ko'rib chiqilgan asosiy turlariga qo'shimcha, Hall effekti ishlatilgan, qamish shaklidagi, proksimal va boshqa kommutatorlar turlari ham bo'ladi. Barcha kommutatorlar uchun spetsifikatsiyasida joiz maksimal tok va maksimal kuchlanish keltiriladi; kichik tumblerlarda bular 150 volt va 5 amper bo'ladi. Induktiv yuklamani kommutatsiya qiladigan turlarining ishlash umrini kontaktlar uzilishi jarayonidagi uchqunlar qisqartiradi. Kommutatorlarni joiz parametrlaridan past bo'lgan rejimda ishlatish tavsiya etiladi, ammo bundan bir mustasno: ko'p kommutatorlar katta toklar tok oqimlarida ishlatilgani sababli kontaktlari oksidlanib qoladi, uni tozalash kerak; kichik toklarda ishlash uchun va signallarni kommutatsiya qilish uchun "quruq kommutatsiya" (bularda yuzasiga oltin yuritilgan kontaktlar ishlatiladi) uchun maxsus ishlab chiqarilgan kommutatorlardan foydalanish kerak, aksincha kommutatsiya jarayoni uzilib turishi va shovqin yaratishi mumkin (Ixbobga qarang).

F. Kommutatorlarni ishlatishga doir misollar

Oddiy kommutator ishlatilishiga misol sifatida quyidagi muammoni ko'rib chiqaylik: mashina eshigidan biri yaxshi yopilmaganligini ogohlantiruvchi tovush signali bilan bildirish kerak deylik. Ikki eshik va haydovchining joyiga normal uziq kommutatorlari o'rnatilgan. 1.121-rasmdagi sxema sizning istagingizni bajaradi. Agar mashina eshiklaridan biri (OR) ochiq qolgan (kontaktlar ulanib) va (AND) haydovchining joyi ulangan bo'lsa, tovush signalini beruvchi qo'ng'iroq manbaga ulanadi va siz tovush signalini eshitasiz. OR va AND belgilari bu yerda logika amalini bajarish uchun ishlatilgan, bularga misollarni 2,3 va 10-boblarda, tranzistor va raqamli logika bilan tanishganimizda, ko'ramiz.



1.121-rasm. Kommutatsiya sxemasiga misol:
ochiq qolgan eshik.



1.122-rasm. Elektriklarning “uch-yo‘l”
kommutatori.

1.122-rasmda ikki eshiklik xonada ikki tomonda kirgan va chiqqanda yondirib, o‘chiriladigan ikki kommutatorli klassik elektr sxemasi keltirilgan.

1.36 -masala. Elektron sxemalar loyihachilaridan barchasi ham buni qanday qilishni bilmasa ham elektriklarning har biri chiroqni N kommutatordan biri bilan yoqib, o‘chirish sxemasini yaxshi biladi. Agar buni tushuna olsangiz, 1.122-rasmda keltirilgan sxemani umumlashtirishni ko‘rib chiqing. Buning uchun ikkita SPDT va N-2ta DPDT kommutator kerak bo‘ladi.

1.9.2 Elektromexanik qurilmalar: relelar

Rele elektr bilan boshqariladigan kommutator bo‘ladi. Amaliyotda keng ishlatiladigan elektromexanik relelarda elektromagnit g‘altak orqali yetarli qiymatdagi tok oqsa mexanik armaturani ishga tushirib, kontaktlarni ulaydi. Relelarning juda ko‘p turlari mavjud, ular ichida “latching” fiksatsiyali va “stepping” qadamlovchi turlari ham bor⁴².

Relelarning ac va dc tokdan ishlaydigan turlari bo‘ladi, ularning induktiv g‘altagiga beriladigan kuchlanish qiymati 3 voltdan 115 voltgacha bo‘ladi (as yoki dc). Relelarning “mercury-wetted” simobli va “reed” qamish shaklidagi turlari katta tezlikda ($\sim 1ms$) ishlaydigan sxemalar uchun yaratilgan, juda katta o‘lchamli relelarni energetiklar minglab amperlarni kommutatsiya qilish uchun ishlatadi. Solid-state relay (SSR) qattiq jisimli relelar yarimo‘tkazgichli elektronika asosida yaratilgan kommutatorlar bo‘lib, kommutatsiya jarayoni ularda optoelektronika asosida amalga oshiriladi va shu tufayli ular, elektromexanik relelarga nisbatan yaxshiroq va ishonarliroq ishlaydi, narxi kattaroq bo‘lsa ham. SSRlarning ishlashi tezkor, ularda kontaktlararo “sakrash” yo‘q va ularda kommutatsiya jarayoni aql bilan amalga oshiriladi, (ya’ni ularda ulanish oni as kuchlanish noldan o‘tayotgan vaqtga, uzilishi bo‘lsa as tok nolga teng oniga to‘g‘ri keladi). Bu foydali qurilmalar to‘g‘risida 12-bobda batafsil to‘xtalamiz. Sxemalarda signallarni kommutatsiya qilishni tranzistorli kommutatorlar bilan amalga oshirsa bo‘ladi, bunda hech qanday rele ishlatilmaydi (2 va 3-boblar). Relelar aslida avval katta kuchlanishlarni (yoki toklarni) masofada turib kommutatsiya qilish uchun kiritilgan, maqsad, boshqaruvchi signal bilan ulanadigan elektr zanjirni o‘zaro to‘liq izolyasiya qilish bo‘lgan.

⁴² Tarixdan qiziq bir lavha, bir asr davomida telefonli aloqaning poydevori bo‘lib kelgan qadamli kommutator (“Strowger selektori”) Topeka tobutkori, Almon Strowger tomonidan kashf etilib amaliyotga kiritilgan edi, chunki uning biznesi uchun zarur bo‘lgan telefon qong‘iroqlari unga emas, balki uning biznes raqiblariga (kommutator operatorlari tomonidan) yuborilmoqda degan xavotirda edi.

1.9.3 Konnektorlar

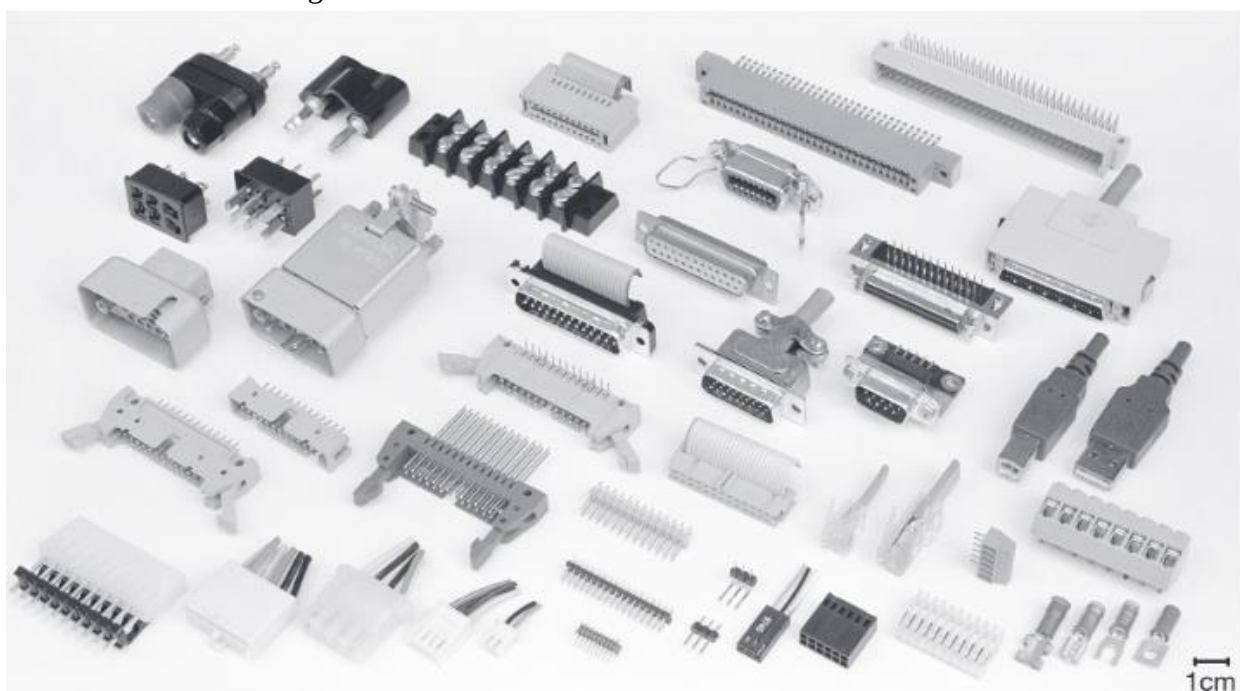
Qurilmaga signal berish va undan olish, signal va quvvatni qurilmaning platasida va platalararo yo'naltirish, olib o'rnatiladigan platalarda ishlatish, modullarni o'zaro bog'lash funksiyalarini konnektorlar bajaradi. Ular elektron qurilmalarning salmoqli va eng xatarli (kontakt uzilib qolishi ko'p uchraydi) qismini tashkil qiladi. Konnektorlarni turlari va o'lchamlari adashtiradigan darajada ko'r.⁴³ 1.123, 1.124 va 1.125-rasmlarda ularning serjiloligini ko'rishingiz mumkin.

A. Bir simli konnektorlar

Konnektorning eng oddiy, bir simli jack va banana jack turlari multimetrlarda, quvvat manbalarida va boshqa joylarda ishlatiladi. Ular qulay va arzon bo'ladi, ammo sizga kerak bo'lgan, izolyatsiyalangan kabelli va ko'p simli konnektorlarga o'xshab juda foydali bo'lmaydi. O'zaro ulanishi kerak bo'lgan joylarni oddiy sim bilan ham ulash mumkin, bunda ham shu sim konnektor vazifasini, qo'pol bo'lsa ham, bajaradi.

B. Izolyatsiyalangan kabellar konnektori

Sig'im sababli yaraladigan xalaqit signallar hosil bo'lishini oldini olish va boshqacha zarurat uchun biz H-illovasiga murojat qilamiz. Unda signallarni bir elektron qurilmadan ikkinchisiga ekranlangan koaksial kabel vositasida o'tkazish usullari ko'rsatilgan. Eng keng tarqalgan, ko'p elektron qurilmalarining oldi paneliga o'rnatilgan BNC konnektori bo'ladi. Konnektorni chorak burchakka burab ulashingiz mumkin.



1.123-rasm. To'g'ri burchakli konnektorlar.

Ko'p kontaktli konnektorlar turlari juda ham ko'p. Bu yerda ularning keng tarqalgan namunalari keltirilgan: quyi chap tomonda joylashgan beshta konnektor ko'p pinli neylon turlari (tarixdan Molex-type deb ataladi). Ularning ustida to'rtta ikki kontaktli ko'rpusga o'rnatiladigan turlari (0.1" o'lchamli, tartib chiqaruvchisi yo'q va bor, Wire-wrap va o'ng burchagida dumi bor), ularning o'ng tomonida ochiq himoyasiz ikki yo'nalishli turi va shu qatorda qadami kichik bo'lgan ikki qatorli (2 mm 1.27mm) turlari. Ikki qatorli male konnektor o'rtog'i bo'lgan chiqarib olinadigan

⁴³ DigiRey veb-saytiga kirib "connector" sayti ochsangiz, unda siz 116 kategoriyadagi taxminan 43000 konnektor turini topishingiz mumkin.

izolyasiyalangan konnektor bilan (IDC), bittasi kalta rezina kabelga ulangan (ochiq konnektorlar tepasidagiga o'xshab). Rezinalining tagida bir qatorli 0.1" o'lchamli kallaklar qobiqlangan (AMP MODU) simlar alohida ulanadigan turi. Pastki o'ng tomonda quvvatni ulash uchun ishlatiladigan terminal bloklardan bir nechta va to'rtta "Faston" yassi kallakli konnektorlari joylashgan. Ularning ustida USB-konnektorlar joylashgan, ularning chap tomonida RJ-45 va RJ-11 telefon/data konnektorlari. Markazda keng tarqalgan va ishonchli D-subminiatur konnektorlar: (chapdan o'ngga) bir juft 50-pinli mikro-D (kabel qismi va PCB uyalari), 9-pinli D-sub, 26-pinli katta zichlikli va bir juft 25-pinli D-sub (bitta IDC). Ularning ustida (o'ngdan chapga) 96-pinli VME ryukzak konnektori, 62-pinli card-edge konnektori, "Centronics-type" va card-edge konnektor rezinali IDC bilan. Yuqori qatorning chapida turli juftlar "GR-type", banana va Cinch-type konnektorlari izolyasiyalangan Winchester-type mahkamlaydigan boltlari bilan, uning o'ngida buraladigan terminalli blok. Bu yerda ko'rsatilmagan konnektorlar juda mayda konnektorlar bo'lib kichik portativ elektronika (smartfon, kameralar) ishlatiladi. Ularning namunalarini 1.131-rasmda ko'rishingiz mumkin.

Ekran va markaziy signal simlari o'zaro bir amalda ulanadi. Boshqa konnektorlarga o'xshab konnektor kabelni qurilmaga ulaydi; uning kabelga va panelga o'rnatilgan turlari bo'ladi. Koaksial kabellarni ulash uchun ishlatiladigan boshqa konnektorlardan TNC ("threaded Neill-Concelman" – rezbali konnektor, BNC konnektorining ukasi, burab ulanadi), qo'pol ammo sifatli N turi, miniatur SMA va SMB, o'ta miniatur LEMO va SMC va yuqori voltlarga mo'ljallangan MHV va SHV turlari mavjud. Audioqurilmalarda ishlatiladigan phono jack deb nomlangan konnektorni yaxshi bir dars desa bo'ladi, chunki uning ichki signal simi ustidagi ekran simidan avval ulanadi; natijada, signal simi va ekranlarning kontakti yaxshi bo'lmaydi. Bundan chiqqan tovushlarni eshitgan bo'lsangiz kerak! Televizion sanoati ham undan qolishmaydi, ularning yaramas standarti type-F coax "konnektori" da mustahkam o'rnatilmagan signal simi koaksial konnektorning male qismi sifatida ishlatilgan, ekran qismi bo'lsa, yaxshi kelishtirilmagan. Shu bilan biz bu ustabuzarmonlarni elektron komponentlar tashkilotining ko'rgazmasida sharmanda bo'lishini istab, 1.126-rasmda ularning ashad-diy namunalarini keltirdik.



1.124-rasm. Siling shaklidagi konnektorlar.

Ko'p pinli va boshqa "non-RF" konnektorlar to'plami: panelga o'rnatiladigan qismlari har bir kabelli konnektorning chap tomonida ko'rsatilgan. Yuqori qator, chapdan o'ngga: "MS –type (MIL-

C-5015) mustaxkam konnektor (yuzlab konfiguratsiyada mavjud), katta tokka mo'ljallangan (50A) "Supericon", ko'p pinli bloklanadigan XLR. O'rta qator: obi-havodan himoyalangan (Switchcraft EN3), 12 mm vidio (Hirpse RM), aylanali DIN, aylanali mini-DIN, 4-pinli mikrofon konnektori. Quyi qator: bloklanadigan 6-pin (Lemo), mikrominiatyur 7-pinli ekranli (Microtech ER-75), miniatyur 2-pinli qobig'langan (Litton SM), 2.5 mmli quvvat, banana, pin jack.

C. Ko'p pinli konnektorlar

Elektron qurilmalarda ko'p sim tolali kabel va konnektorlarga talab juda katta bo'ladi. Ularning turlari juda ko'p. Ularning eng oddiy namunasi sifatida uch simli "IEC" quvvat shnurini keltirsa bo'ladi. Ajoyib o'ta miniatyur type-D, Winchester MRA seriyasi, tabarruk MS type va yassi tasmaimon kabel ularning ichida eng tarqalgani desa bo'ladi. Bular va boshqa konnektorlar turlari 1.123-rasmda keltirilgan. Tushib ketganda, ishdan chiqadigan (olti burchakli miniatyur konnektor klassik hisoblanadi) yoki xavfsiz va ishonchli mexanik ulanishni ta'minlay olmaydigan (misol, Jones 300 seriyasi) konnektorlarni ishlatmaslikka harakat qiling.

D. Platalarni elektron qurilmaga ulaydigan konnektorlar (Card-edge connector)

Platalarni elektron qurilmaga ulash uchun ishlatiladigan konnektor platani chetiga o'rnatilgan bir necha qator oltin suvi yuritilgan kontaktlardan iborat bo'ladi; bularga yaxshi misol sifatida kompyuterning onalik platasiga o'rnatilgan va unga kompyuterning xotira modullari ulanadigan, konnektorni ko'rsatsa bo'ladi. Card - edge konnektorlar 15 dan 100gacha va undan ham ko'p kontaktlarga ega bo'lishi mumkin va ularning konstruksiyasi, ulanish usuliga qarab, turlicha bo'ladi. Siz platalarning chiqish kontaktlarini, o'zi ichki ulanishlarga ega PCB bo'lgan "motherboard" yoki "backplane"ga, solder usulida ulab qo'yishingiz mumkin. Alternativa sifatida, platalari ko'p bo'lmagan qurilmada, ulanadigan solder-lugli terminallarga ega standart platalarni ishlatishingiz mumkin. Ammo ishonarli (va muvofiq qimmatroq bo'lgan) yechim ikki o'zaro qovushadigan "two-part" PCB plata konnektorlarini ishlatish bo'ladi. Ularning bir bo'lagi plataga o'rnatiladi ikkinchisi bo'lsa ulanadigan asosga (backplane) o'rnatiladi; bularga misol sifatida keng ishlatiladigan VME (Versa Module Eurocard) konnektorini ko'rsatish mumkin (1.123-rasmda yuqoridagi o'ng burchagida joylashgan).

1.9.4 Indikatorlar

A. O'lchash vositalari

Kuchlanish yoki tok qiymatini aniqlash uchun ikki usuldan birini tanlashingiz kerak bo'ladi. Bular analogli (strelkasi o'lchangan kattalik qiymatini shkalada ko'rsatadigan) va raqamli o'lchash vositalari bo'ladi. Raqamli o'lchash vositalari qimmatroq va aniqroq bo'ladi. O'lchash vositalarining bu ikki turi kuchlanish va tokning turli ko'lamiga mo'ljallangan bo'ladi va bozorda bisyordir. Ularning ichida noyob, panelga o'rnatiladigan, tovush balandligini ko'rsatadigan, dB shkalali, as kuchlanishni keng ko'lamda (105 dan 130V) o'lchashga mo'ljallangan, temperaturani termo-juft bilan o'lchaydigan, motor yuklamasini foizlarda o'lchaydigan, chastota va boshqa kattaliklarni o'lchaydigan turlari juda ko'p. Panelga o'rnatiladigan raqamli o'lchagichlar ko'p hollarda raqamli logik chiqishlar bilan bog'liq bo'ladi, bundan tashqari raqamli displeylarda ham o'lchangan kattalik qiymatlari aks ettirilishi mumkin. Bu (analogli yoki raqamli) o'lchash vositalarining o'rniga LCD (liquid-crystal display) yoki o'lchagichga o'xshagan LED panellarni uchratishingiz mumkin. Bular borgan sari juda effektiv bo'lib bormoqda: grafikani aks etadigan LCD displey modulini (§12.5.3) siz o'lchash vositasi sifatida ham ishlatishingiz mumkin, bunda displeyga chiqariladigan kattalik qiymatlari uning ichiga o'rnatilgan kontroller (mikroprotsessor, 15-bob) tomonidan boshqariladi.

B. Lampalar, LEDlar va displeylar

Yarqirab turgan chiroqlar, raqam va harflar bilan to'lgan ekranlar va vahimali tovushlar ilmiy-fantastik filmlardan olingan lavhalar bo'lib, oxirgisidan boshqasini lampalar va displeylar yordamida

yaratilgan tasvir desa bo‘ladi (§12.5.3ga qarang). Kichik cho‘g‘lanuvchi lampalar elektron qurilmalarning oldi panel indikatorlari sifatida ishlatiladi, ammo ularning o‘rniga LEDlar keldi. Ular oddiy diodlarga o‘xshagan bo‘lib, ularga 1.5 dan 2 Vgacha to‘g‘ri kuchlanish beriladi (qizil, pushti va yashil ranglardagi LED; 3.6V havorang va nurlanishi kuchli bo‘lgan turlariga beriladi; 2.8-rasmga qarang). LEDlardan to‘g‘ri tok oqqanida ular nurlanishni boshlaydi. Qoniqarli yorug‘lik olish uchun 2 mA dan 10 mA gacha tok oqishi kerak. LEDlar cho‘g‘lanma lampalardan arzon, ishlash muddatini cheksiz desa bo‘ladi hamda ular to‘rt rang va “oq” rang (odatda havorang LED sariq flyuorissent qoplamasi bilan) standarti sifatida qabul qilingan. Ular muvofiq panelga o‘rnatiladigan korpuslarda bo‘ladi; ba’zi birlari tokni cheklash uchun ham ishlatiladi.



1.125-rasm. Radiochastotali va ekranlangan konnektorlar. Panelga o‘rnatiladigan qismlari kabelga o‘rnatiladigan qismlarining chap tomonida joylashtirilgan. YUqori qator chapdan o‘ngga: stereo tovush konnektori, audio “XLR”type; N va UHF(RF)konnektorlar. Ikkinchi qator: BNC TNC type F; MHVva SHV(yuqori voltli). Uchinchi qator: 2mm (3/32”) audio, 3.5mm stereo, mukammallashtirilgan 3.5mm stereo, fono (“RCAtype”), LEMO koaksial. Quyi qator: (panel, egiluvchan koaksial konnektor), SMA (panel, qattiq koaksial konnektor), SMB; SC va ST (optik konnektor).

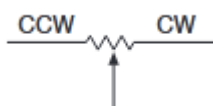
LEDlar raqamli displeylarda ham ishlatilishi mumkin, misol uchun 7-segmentli raqamli displeyni, (harf va raqamlarni ko‘rsatish uchun –“alphanumeric”) 16-segmentli display yoki nuqta – matrissali displeyni ko‘rsatish mumkin. Ammo LEDlar faqat kam sonli raqam yoki belgilarni aks ettirish uchun ishlatiladi. Ular qatorlarga joylashtirilgan bo‘lib (bir qatorga 16 belgidan 4 qatorga 40 ta belgigacha bo‘ladi), LEDlar oddiy interfeys vositasida ishlaydi, alifbo, raqam va boshqa belgilar ketma-ket yoki adreslab kiritiladi. Bu displeylar arzon, kam quvvat iste’mol qiladi va quyosh nurida ham ko‘rinadi. Ularning asosi yoritiladigan variantlari xira yorug‘likda ham ishlaydi, ammo kam quvvatli bo‘lmaydi. Bu optoelektronika qurilmalari bo‘yicha ma’lumotni §12.5 bo‘limda olasiz.



1.126-rasm. Ishlatilishi tavsiya etilmagan komponentlar. Tanlash imkoniyatingiz bo'lganida bu komponentlarni ishlatishingizni tavsiya qilmas edik (Izohni matnda toping!). Yuqori qator, chapdan o'ngga: arzon simli potensiometr, UHF konnektor, elektroizolyasion tasma ("kerak emas" deb ayting). O'rta qator: "cinch-type" konnektorlar, mikrofon konnektorlari, olti burchakli konnektorlar. Quyi qator: sirpanuvchi konnektor, arzon IC panel (buraladigan emas), F-type konnektor, ochiq elementli trimmer potensiometr, fono konnektor

1.9.5 O'zgaruvchan komponentlar

O'zgaruvchan rezistor (volume control, potentiometer, pot yoki trimmer deb ham ataladi) elektron qurilmalarda panelidan boshqarish yoki sxemada parametrlarni sozlash uchun ishlatiladigan foydali komponent hisoblanadi. Klassik, panelga o'rnatiladigan turi 2 vattli AV potensiometr bo'ladi; ularda rezistiv o'tkazuvchi material sifatida oddiy rezistorlarda ishlatiladigan karbon kompozitsiyasi ishlatilib, unga aylanuvchi "wiper" cho'tkali kontakt o'rnatiladi. O'zgaruvchan rezistorlarining boshqa turlarida keramik yoki plastik rezistiv element ishlatiladi, ularning sifati yaxshiroq bo'ladi, ko'p buraladigan multiturn (3,5 yoki 10 aylanishli) trimmerlarning aylanishlar sonini ko'rsatuvchi, aniqligi yuqori va chiziqliligi yaxshi bo'lgan namunalari mavjud. Yagona o'qqa bir necha mustaqil potensiometr joylashtirilgan turlari ham bor, ammo ularning nomenklaturasi kam bo'ladi. 1.8-rasmda potensiometr va trimmerlarning turli namunalari keltirilgan.



1.127-rasm. Potensiometr (uch terminalli o'zgaruvchan rezistor)

Tashqi panellardan ko'ra qurilma ichidagi platalarga o'rnatiladigan *trimmer potensiometr*lari bir va ko'p marta aylantirib ishlatiladigan turlari mavjud bo'lib, ular asosan print platalarga o'rnatiladi. Bu turdagi trimmerlar kalibrlashli sozlash uchun ishlatiladi, ularni "set and forget" "o'rnatib unut" turi deb atashadi. Yaxshi maslahat: loyihalagan sxemangizda ko'p trimmer ishlatishga intilmang. O'rniga yaxshi sxemani tanlang. O'zgaruvchan rezistorlar va potensiometr-larning sxemalardagi shartli belgilari 1.127-rasmda keltirilgan. Ba'zi joylarda CW va CCW yozuvlari ham bo'ladi, ular trimmer o'qi aylanishining soat strelkasi yoki soat strelkasi harakatiga teskari tomon ekanligini bildiradi (clockwise va counterclockwise). Potensiometrning to'liq elektron qurilma versiyasi ham bo'ladi. Unda tranzistorli kalitlar ketma-ket ulangan qarshilik qiymatlari aniq rezistorlarni kerak qismini tanlab, ulab beradi. Juda qo'pol bo'lib ko'rinsada bunday potensiometr a'lo ishlaydigan sxema bo'lib, integral sxema shaklida ham ishlab chiqariladi. Misol uchun, Analog Devices, Maxim/Dallas Semiconductor va Xicor firmalari shunday "raqamli potensiometrarni" ishlab

chiqaradi; potensiometrlar 1024 pog'onagcha kommutatsiya qilish imkoniga ega; ularning yakka va juft potensiometrli mikrosxemalar turlari bo'ladi; bu turdagi potensiometrlarning ba'zilari "nonvolatile" xususiyatga ega bo'lib, manbai uzilib qolgan holda ham oxirgi o'rnatilgan qarshilik qiymatini saqlab qoladi. Bunday potensiometrlar maishiy elektronikada (televizor, stereo) ko'p ishlatiladi. Bularda siz masofadan pult bilan tovush balandligi va kanalni o'rnatishni, burab o'rnatishdan xush ko'rasiz; §3.4.3Eda ko'ring. O'zgaruvchan rezistorlar to'g'risida muhim maslahat: potensiometrni sxemangizda pretsezion rezistor o'rniga ishlatishga shoshilmang. Sizga bu juda qulay yechim bo'lib ko'rinadi, chunki siz potensiometrni kerak bo'lgan qarshilik qiymatiga o'rnatib qo'yishingiz mumkin. Ogohlantirishimizning sababi potensiometrlar 1%li rezistorlardek stabil bo'lmaydi va, undan tashqari, ularning qarshilikni farqlash imkoni yaxshi bo'lmisligi mumkin (ya'ni ularni sizga kerak bo'lgan, aniq qarshilikka o'rnatib bo'lmaydi). Agar sizga pretsezion va o'rnatilsa bo'ladigan rezistor kerak bo'lsa, aniqligi 1% (yoki undan yaxshi) bo'lgan pretsezion rezistor bilan potensiometr kombinatsiyasini ishlatib. Shunda pretsezion rezistorning qarshiligi sizga kerak bo'lgan qarshilikning deyarli to'liq qiymatiga yaqin bo'lishi kerak. Misol uchun, sizga qarshiligi 23.4 k bo'lgan rezistor kerak bo'ldi deylik, shunda 22.6 k 1% pretsezion rezistorni olib unga ketma-ket 2kli trimmerni ulang. Buning boshqa yo'li: ketma-ket ulangan pretsezion rezistorlar, shunda kombinatsiyadagi eng kichik qarshilikli rezistor to'liq aniqlikni belgilab beradi. FETlarni kuchlanish bilan boshqariladigan o'zgaruvchan rezistor sifatida ishlatib bo'ladi (buni §3.2.7 da ko'ramiz). Yana bir imkon "optofotorezistor" (§12.7) tranzistorlar kuchlanish koeffitsienti boshqariladigan kuchaytirgich sifatida ishlatilishi mumkin (yana kuchlanish bilan boshqariladi). Loyihangiz ustida ishlaganingizda, erkin fikrlashga harakat qiling:



1.128-rasm. o'zgaruvchan kondensator

B. O'zgaruvchan kondensatorlar

Dastlabki o'zgaruvchan kondensatorlar kichik sig'imga bilan cheklangan bo'lib (1000pF-gacha), asosan radiochastotalarda ishlatilardi. Sxemalardagi sozlashlar uchun ularga o'rnatilgan sig'imli trimmerlar ishlatiladi, panelga o'rnatiladigan o'zgaruvchan kondensatorlar tebranish konturlarning chastotasini sozlash uchun ishlatiladi. 1.128-rasmda o'zgaruvchan kondensatorning sxemalardagi shartli belgisi keltirilgan. Teskari kuchlanish bilan ishlaydigan diodlar ham kuchlanish bilan boshqariladigan o'zgaruvchan kondensator sifatida ishlatilishi mumkin; bunday diodlar *varikap* yoki *epikap* deb ataladi. Radiotexnik sxemalarda ularning ahamiyati juda katta, ayniqsa fazani bloklovchi halqa sxemalarida, chastotani avtomatik boshqarishda (AFC), modulyatorlarda va parametrik kuchaytirgichlarda.

C. O'zgaruvchan induktivliklar

O'zgaruvchan induktivlik sifatida, o'qiga harakatlanishi mumkin bo'lgan magnit yoki nomagnit o'zak o'rnatilgan, induktiv g'altaklar ishlatiladi. Bu shakldagi induktiv g'altaklarning induktivligi mikrogenerdan genrilargacha bo'ladi va ularning induktivligi to'liq ko'lamining 2:1 nisbatigacha o'zgartirilishi mumkin. Yana o'zaksiz aylantiriladigan o'zgaruvchan induktiv g'altaklar bo'ladi (kontakti harakatlanuvchi bo'ladi).⁴⁴

⁴⁴ Variometr o'tgan kunlarning qiziqarli qurilmasi bo'lgan. Unda ichki aylanuvchi g'altakning pozitsiyasi tashqi harakatlanmaydigan g'altak bilan o'rnatiladi. G'altaklar o'zaro ketma-ket ulangan. Ichki g'altak aylangani tufayli ularning umumiy induktivligi maksimal qiymatidan (alohida g'altakning induktivligidan to'rt barobar katta) nolgacha tushishi mumkin bo'lgan. Variometrlar keng istemolchilar ishlatadigan buyum bo'lgan, misol uchun, ularni 1925-yilda Sears Roebuck kataloglarida topish mumkin.

D. Avtotransformatorlar

Avtotransformatorlar, ayniqsa, as tarmoq manbaini 115 V qiymatini o'zgartirishda, juda qulay qurilma bo'ladi. "Avtotransformator"da faqat bitta g'altak bo'ladi va uning chiqish kuchlanishi g'altak bo'ylab harakatlanadigan kontaktdan olinadi. Ular Varuac deb ham ataladi (bu nomni unga General Radio bergan). Avtotransformatorlarni Technipower, Superior Electric va boshqa firmalar ishlab chiqaradi. 1.129-rasmda General Radio ishlab chiqargan klassik avtotransformator ko'rinishi keltirilgan.

Avtotransformatorlar 115 V as tarmoq kuchlanishidan ishlab, chiqishidagi kuchlanishni 0 dan 135V qiymatigacha o'zgartirib berishi mumkin, shunda yuklamaga beradigan toki 1 amperdan 20 ampergacha va undan ham katta bo'lishi mumkin. Avtotransformatorlar elektron qurilmalarni sinash uchun juda qulay. Bu qurilmalarga as tarmoq kuchlanishi bevosita emas, balki avtotransformator orqali beriladi. Shunda qurilmaga berilgan manba kuchlanishining o'zgarishlari uning ishlash parametrlariga qanday ta'sir ko'rsatishi tekshiriladi. *Muhim ogohlantirish:* avtotransformatorning chiqishi tarmoq kuchlanish manbaidan izolyasiya qilinmaganligini unutmang!



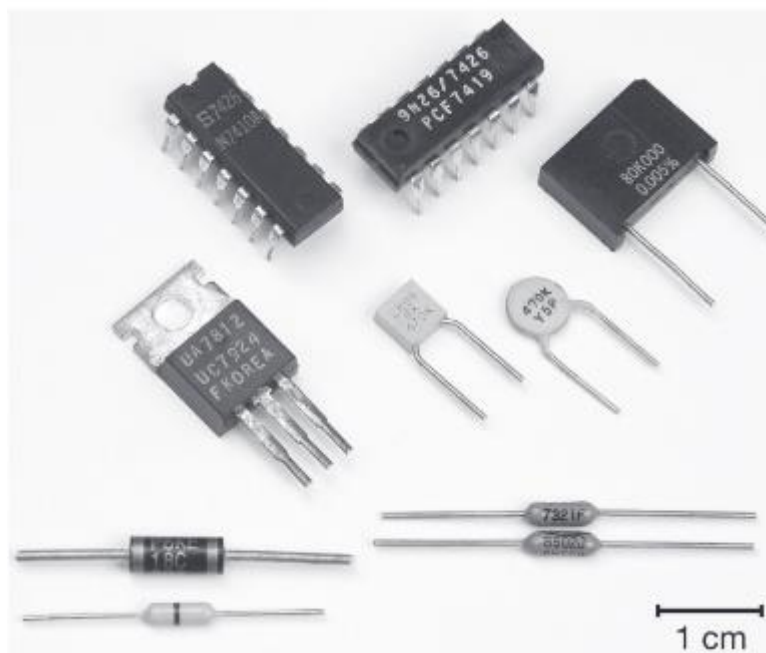
1.129-rasm. Avtotransformator ("Variac") siz sinaydigan elektron qurilmaga as tarmoq man-baidan beriladigan kuchlanish qiymatini o'zgartirishga imkon beradi. Ko'rsatilgan qobig'i yopiq va ochiq avtotransformatorlar 5 amperga mo'ljallangan.

1.10 Oxirgi o'q: adashtiruvchi belgilar va juda mayda komponentlar

Bizning elektronika kursimizda⁴⁵ va kundalik amaliy faoliyatimizda biz turli ajoyib va adashtiruvchi komponent belgilari bilan to'qnashib turamiz. Mavhumligi bilan ayniqsa kondensatorlar ajralib turadi: ularda sig'im qiymatini belgilanishi tushunarsiz (buni belgilashda 12 raqam tartibi–pikofaraddan faradagacha ishlatilsa ham), SMT turdagi keramik kondensatorlar belgilanishining o'zi yo'q!

⁴⁵ Harvard Universitetida fizika ("elektronika Laboratoriyasi): kursning yarmi (kuzgi semestr; qaytarilgan bahorgi semestr). Laboratoriya ishlari bilan kuchaytirilgan elektron sxemalarni loyihalashga kirish. Bu kurslar laboratoriya ishlari bajarish jarayonida elektron sxemalarni intuitiv loyihalash ko'nikmalarini rivojlantiradi, har bir laboratoriya ishini boshlashdan avval, matematika va fizikadan minimal darajada foydalanib, mavzu bo'yicha auditoriyada diskussiya o'tkaziladi. Tezda passiv sxemalar o'tib, diskret tranzistorlar o'rganiladi va so'ng operatsion kuchaytirgichlarni o'rganishga astoydil kirishiladi. Bunda operatsion kuchaytirgich asosida yaratilgan integratorlar, ossillyatorlar, regulyatorlar va filtrlar sxemalari amaliy mashg'ulotlarda yig'iladi. Kursning raqamli qismida analog-raqam interfeyslari o'rgatiladi, bunda mikrokontroller va programmlanadigan logik qurilmalarni (PLD) ishlatilishiga alohida ahamiyat beriladi. <http://webdoce.registrar.fas.harvard.edu/courses/Physics.html> ga qarang.

Yana eng achinarlisi shuki, ular hali belgilash sistemasini ham o'zgartirmagan (misol, "470" belgisi 470pF ekanligini bildiradi), bunda eksponensial belgilanishdan foydalanilgan (misol, "470" 47×10^0 , ya'ni 47 pF ekanligini bildiradi). 1.130-rasmda ayni shu ko'rsatilgan! Ehtiyotsiz (va ehtiyotkor) loyihachi uchun yana bir qopqon data-kod bo'ladi: 4-raqamli kod (yydd), rasmdagi to'rt misoldagidek, komponentning tartib raqamidek qabul qilinishi mumkin. Komponentlar borgan sari kichik o'lchamli bo'lib ketishi sababli, ularning yuzalarida boshqa belgilardan tashqari kattalik qiymatiga joy qolmay qoldi; shu sababli farmatsevtika sanoatidagidek, ishlab chiqaruvchilar maydalab qisqa yozishga o'tib olishmoqda. Siz oladiganingiz shuni o'zi bo'ladi. Misol uchun, Nationalning LMV981 op-amp mikrosxemasi turli 6-pinli korpuslarda chiqariladi: SOT23 mikrosxemasi "A78A", kichikrog'i "A77" va eng mitti mikro SMD yagona "A" (yoki "N" turining umuman pinlari yo'q. Shuning o'zi xolos.



1.130-rasm. Adashtiruvchi belgilar. Markazda joylashgan uchta mikrosxema tartib raqami (misol, UA7812) data kodi bilan belgilangan (misol, UC7924 1979 yilning 24-axtasini bildiradi). Baxtga qarshi shu ikki belgi ham yaxshi ishlaydigan komponentga tegishli (+12 V va -24V regulyatorlar). Bir juft rezistor (bir xil rezistorlarning har xil ko'rinishi) yuqorida aytilgan kasalga duchor: ular $7.32 \text{ k}\Omega \pm 1\%$ yoki ikkinchisi $85.0 \text{ k}\Omega \pm 5\%$ bo'lishi kerak (bu birinchisi, ammo buni kim biladi?) Bir juft keramik kondensatorning ikkalasi ham 470 K (470,000 nima?) belgilangan, ammo, ajabo, K harfi 10% aniqlikni bildirar ekan; undan ham katta ajoyibot to'rt burchakli kondensator 47rF, doira shaklidagisi bo'lsa 470 pF sig'imli ekan. Yana 80K000 ("eighty koooh" deb aytiladi) bilan belgilangan qora quti nimani bildirar ekan, yoki ikki katodli diod (anodi yo'qmi?), yoki markazida yagona qora chiziqli rezistor nimani bildirar ekan?

1.10.1 Yuzaki montaj texnologiyasi: yutuq va kamchiliklari

Biz kamchiliklar to'g'risida gapirar ekanmiz, biroq, juda mayda o'lchamli komponentlardan tashkil topgan, sxemalarning fotonusxasini olish qiyinchiliklariga to'xtab o'taylik. Elektronika supasidan qaraganda ular betakror: induktivligi kam va kompakt. Ammo ularning prototiplarini montaj qilishning deyarli iloji yo'q, ya'ni platalarni teshib shu teshiklarga payka usulida komponentlarni, misol rezistorlarning sim terminallarini yoki DIP korpusli mikrosxemani joylashtirish bilan sxemani yig'ib ishlatishning iloji yo'q. 1.131-rasmda komponentlarning qanchalik kichik bo'lgani va 1.132-rasm o'ta kichik sxema komponentlarini ko'rsatmoqda. Komponentlarning eng kichigining o'lchamlari "01005" (metrikada 0402), ya'ni $200 \mu\text{m} \times 400 \mu\text{m}$: soch tolasidan unchalik yupqa emas va

changda ko‘rinmaydi ham! Ba’zi hollarda siz kichik mikrosxemalarni plataga joylashtirish uchun adapter (“krovat”) ishlatishingiz mumkin (ularni Bellin Dynamic System, Capital Advanced Technologies yoki Aries kabi firmalar ishlab chiqaradi), shunda siz SMT integral sxemalarini DIP korpusga moslagan bo‘lasiz. Ammo montaj yuzasining zichligi shunchaki, komponentlarning kontakt oyoqchalari butunlay yo‘q bo‘lib ketgan, o‘rniga, plataning tagida, bir qator mayda do‘ngalaklar (soni bir necha miggacha bo‘ladi!); bularni o‘zaro sxema bo‘yicha ulash uchun ancha murakkab qurilma kerak albatta. Achinarlisi shuki, biz bu qo‘rqinchli trendni inkor eta olmaymiz, chunki kelajakda yangi komponentlarning asosiy qismi yuzaki montajga mo‘ljallab yaratiladi. Yakka holda tajriba o‘tkazadigan kashfiyotchiga achinish kerak! 1.133-rasmda yuzaki montaj uchun ishlatiladigan passiv komponentlar turlari keltirilgan.

1-bob uchun qo‘shimcha masalalar

1.37-masala. 1.134-rasmda keltirilgan kuchlanish birluvchisining Norton ekvivalent sxemasini aniqlang (rezistorga parallel bo‘lgan tok manbai). Sxema 5k rezistor bilan yuklansa Norton ekvivalent sxemasi chiqishidagi kuchlanish qiymati o‘zgarmasligini isbotlang.

1.38-masala. 1.135-rasmda keltirilgan sxemaning Thevenin ekvivalent sxemasini aniqlang. 1.137-rasmdagi sxemaning Thevenin ekvivalent sxemasi bilan bir xilmi?

1.39-masala. Audio uchun “rumble filtrini” loyihalang. Bu filtr chastotasi 20 Hz yuqori bo‘lgan signallarni o‘tkazishi kerak (10Hz dagi signalning so‘nishini -3 dB qilib o‘rnatish). Signal manbaining chiqish qarshiligini nol (mukammal kuchlanish manbai) va yuklama impedansini 10 k (minimum) qiymatida oling (bu juda muhim, chunki siz tanlagan R va C qiymatlari bo‘lganida yuklama filtr ishlashiga katta ta’sir ko‘rsatmasligi kerak).

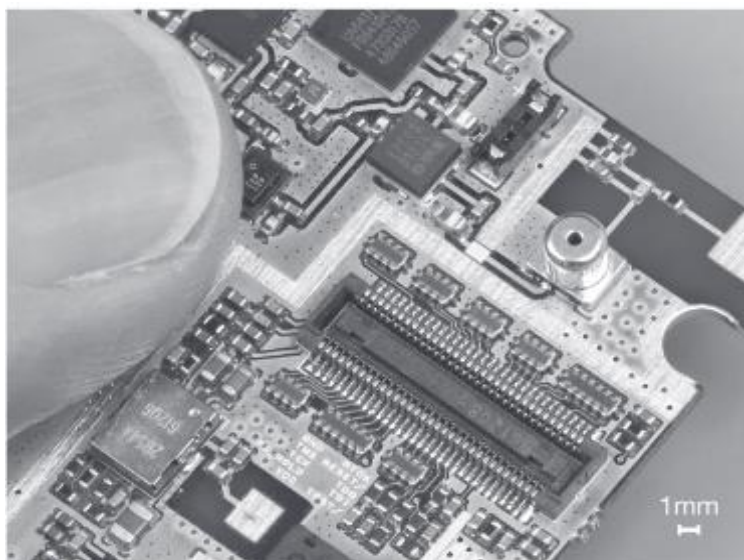
1.140-masala. Audio signal uchun “scratch filtr” yarating (10 Hz dan past chastotalarda 3dB). 1.39-masalada keltirilgan manba va yuklama impedansini ishlating.

1.41-masala. 1.136-rasmda keltirilgan chastota xarakteristikasi ta’minlanishi uchun R va C lardan tuzilgan filtrni qanday yaratasiz?

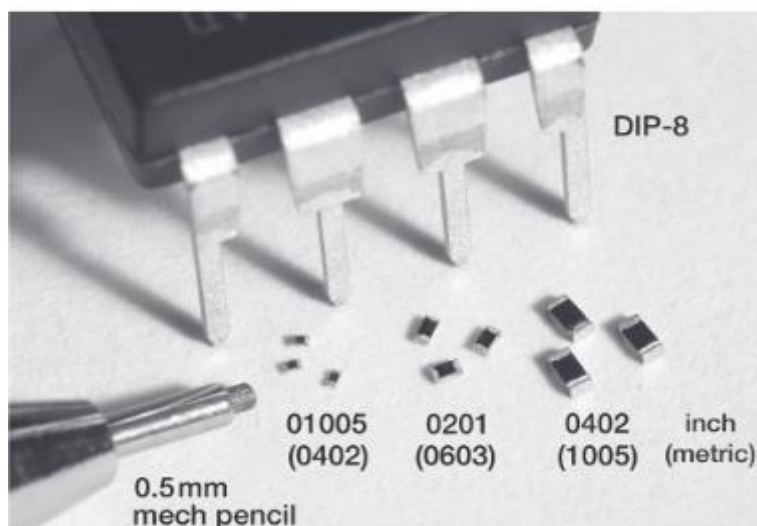
1.42-masala. RC bandpass filtrini loyihalang (1.137-rasmda ko‘rsatilgan sxemada); unda f_1 va f_2 3 dB nuqtasida bo‘lishi kerak. Impedans qiymatlarini tanlaganingizda, filtrning ikkinchi kaskadi birinchi kaskadi chiqishining ta’siri yetarli darajada yuklamasligini hisobga oling.

1.143-masala. 1.138-rasmdagi sxema chiqishining eskizini chizing.

1.144-masala. Kirish impedansi 1 M Ω va unga parallel bo‘lgan 20 pF sig‘imli ossilloskop uchun signallarni tekshiradigan prob loyihalang va uning, 1.139-rasmda keltirilgan, dastagi ichida nima bo‘lishini aniqlab oling. Prob kabeli zanjirga yana 100 pF sig‘im qo‘shishini va prob komponentlari kabelning (ossilloskop tomonida emas) balki uchga joylashtirilganligini hisobga oling. Loyihalangan prob sxemasi dc bilan barcha chastotalarda 20dB (x10 nisbatdagi kuchlanish bo‘luvchisi) atenuatsiyaga ega bo‘lishi kerak. x10 prob ishlatilishidan maqsad, unga yuklama bo‘lgan sinaladigan sxemaning kirish qarshiligini ko‘tarish va shu bilan uning yuklovchi xususiyatini kamaytirish bo‘lgan. Ossilloskopni ishlatganingizda sinaladigan sxemaga sizning x10 probingiz qanday ichki impedansini (paralel ulangan R va C) ko‘rsatadi.



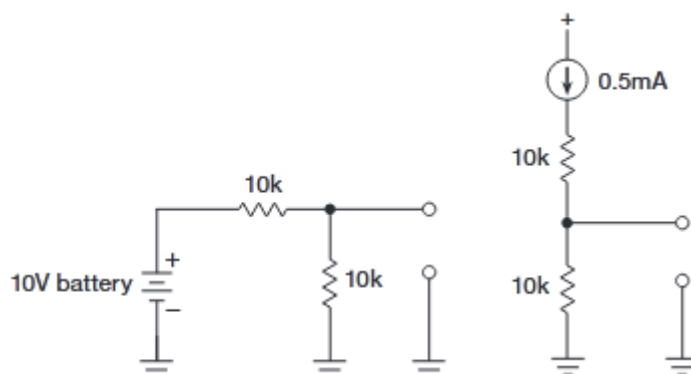
1.131-rasm. Yuzaki montaj texnologiyasi (surface-mount technology – SMT) bilan ishlaganda ularni barmog‘imiz bilan solishtirganimizni ko‘ring. Rasmda cellphon sxemasi platasining bir burchagi ko‘rsatilgan, unda kichik keramik rezistorlar va kondensatorlar, nuqtali to‘r shaklidagi kontakt terminalli mikrosxemalar (orqa tomonida) va liliputlarnikidek kichik antenna va display panelini ulaydigan konnektorlar. 4.84-rasmni ham ko‘ring.



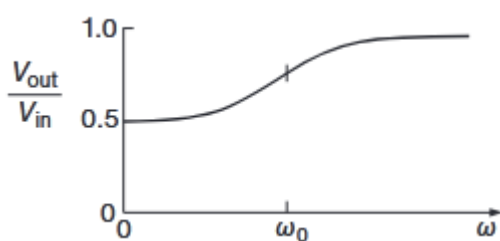
1.132-rasm. Bu narsalar qanchalik kichik bo‘lishi mumkin?! O‘lchami “01005” bo‘lgan SMT (0.016”x 0.008”) yoki (0.4 mm x 0.2 mm) soha mutaxassislari uchun eng katta haqorat bo‘ladi.



1.133-rasm. Yuzaki montajda ishlatiladigan passiv komponentlarning dunyosi: konnektorlar, kommutatorlar, trimmer potensiometrar, induktiv g'altaklar, rezistorlar, kondensatorlar, kvarslar, fuselar.... Agar ularning nomini topa olsangiz SMT texnologiyalarga kirgan bo'lasiz.



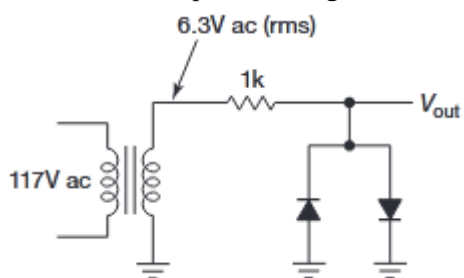
1.134-rasm. Norton ekvivalent sxemasiga misol.



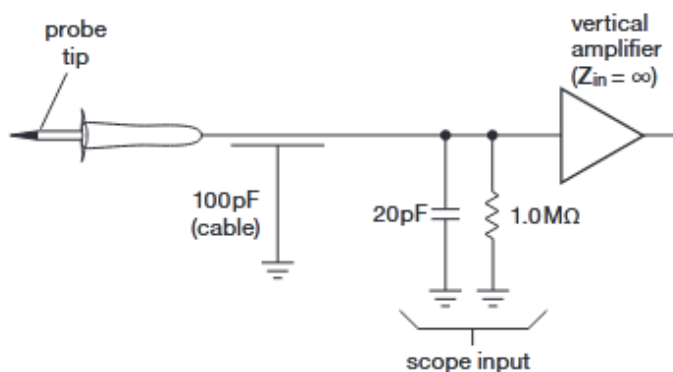
1.135-rasm. Thevenin ekvivalent sxemasiga misol.



1.137-rasm. Bandpass filtrning chastota xarakteristikasi.



1.138-rasm. 1.43-masala uchun sxema.



1.39-rasm. Ossilloskopning x10 probi.

1-bob bo'yicha xulosalar

1-bobda A dan N gacha biz nimani o'rgananimizning xulosasini ko'rib chiqaylik. Bu xulosalar 1-bobda keltirilgan asosiy prinsiplar va faktlar bo'yicha yakuniy nazar bo'lib, unda keltirilgan sxemalar va amaliy maslahatlar bu doiraga kirmaydi.

A. Kuchlanish va tok

Elektron sxemalar o'zaro simlar bilan ulangan komponentlardan tashkil topgan. Sxemadagi komponentlarni o'zaro bog'lab turgan o'tkazgisdan o'tgan zaryadlangan zarrachalarning oqish tezligi *tok* (I) deb ataladi; tok amperlarda (milliamper, mikroamperda) o'lchanadi. Sxemadagi ikki nuqta oralig'idagi *kuchlanish* (V) tokni harakatga keltiruvchi "kuch" desa bo'ladi; kuchlanish voltlar (kilovoltlar, millivoltlar va boshqalarda) o'lchanadi; qarang §1.2.1. Kuchlanish va toklar o'zgarmas (dc) yoki o'zgaruvchan bo'ladi (as). Oxirgisi rozetkadan olingan sinusoida shaklidagi o'zgaruvchan kuchlanish (as) yoki yuqori chastotali modulyasiyalangan kommunikatsiya *signallari* shaklida bo'lishi mumkin (quyida Vga qarang). Sxema nuqtasidagi (tugunidagi) toklarning algebratik summasi nolga teng bo'ladi (Kirchhoffning toklar qonuni, KCL, zaryadlar miqdori saqlanishidan xulosa) va yopiq zanjir bo'ylab mavjud kuchlanish tushuvlarining yig'indisi nolga teng (kiechhoffning kuchlanishlar qonuni KVL, elektrostatik maydon tabiatining saqlanishidan kelib chiqqan).

B. Signal turlari va amplituda

§1.3ga qarang. Raqamli elektronikada biz impulsar bilan ishlaymiz; *impulsar* kuchlanish ikki qiymati (misol +5V va yer) orasida sakrashi natijasida hosil bo'lgan signal bo'ladi; analogli muhitda eng mashhuri *sinusoidal signal* bo'ladi. Shu ikki turdagi davriy signallar chastotasi f (o'lchov birligi kHz, MHz va boshqalar) yoki ekvivalent davri T (o'lchov birligi ms, μ s va boshqalar) bilan ifodalangani. Sinusoidal signallarni $\omega = 2\pi f$ shaklida keltiriladigan angulyar (burchak) chastotasi (radian/s) bilan ifodalash qulay. Raqamli signal amplitudasi oddiygina HIGH va LOW kuchlanishlar bilan ko'rsatiladi. Sinusoidal signal amplitudasini ifodalash murakkabroq: $V(t) = V_0 \sin \omega t$ signal (a) cho'qqi amplitudasi (yoki "amplituda"ning o'zi) V_0 , (b) root-mean-square rms(o'rtacha kvadratik) amplituda $V_{rms} = V_0 / \sqrt{2}$ yoki peak-to-peak amplituda $V_{pp} = 2V_0$. Agar aniq bo'lmasa, sinusoidal signalning amplitudasi deb, odatda V_{rms} tushuniladi. Rms amplitudali signal V_{rms} rezistiv yuklamaga (signal shaklidan qat'iy nazar) $P = V_{rms}^2 R_{load}$ quvvat yetkazib beradi; shuning uchun rms amplitudani o'lchash juda keng tarqalgan. Signal amplitudalarining (yoki quvvatlarining) nisbati umuman *detsibellarda* (dB) ifodalanadi, va quyidagicha aniqlanadi $dB = 10 \log_{10} P_2 / P_1$ yoki $20 \log_{10} (V_2 / V_1)$; §1.3.2 ga qarang. Amplitudalar nisbati 10 (yoki quvvatlar nisbati 100) bo'lsa bu 20 dB ga to'g'ri keladi; 3dB quvvatni ikki barobar o'zgarganini bildiradi; 6dB bo'lsa amplitudaning ikki barobar o'zgarganini (yoki quvvatning to'rt barobar o'zgarganini) ko'rsatadi. Detsibel o'lchov birligi bilan bevosita amplituda (yoki quvvatni) ifodalash uchun ham ishlatiladi, shunda kattaliklarning nisbiy qiymati belgilanadi: misol uchun, -30 dB (dB 1mWga nisbatan) 1 mikrovattga to'g'ri keladi; +3dBV_{rms} 1.4 V rms signal amplitudasi (2V peak, 4 Vpp)larni bildiradi. To'g'ri burchakli signallar, ramp signali, shovqin va radioto'lqin sifatida uzatiladigan, informatsiyaga muvofiq parametri o'zgaradigan modulyasiya qilingan signallar barcha signallarning muhim qismini tashkil qiladi; misol uchun AM va FM signallar analogli kommunikatsiya uchun ishlatiladi, PPM (puls-position modulation) yoki QAM (quadrature-amplitude modulation) modulyasiya turlari raqamli kommunikasiyada ishlatiladi.

C. Tok va kuchlanishning o'zaro bog'liqligi

Bu bob, rezistorlar, kondensatorlar va induktiv g'altaklar kabi, juda keng tarqalgan asosiy *ikki terminalli chiziqli qurilmalarni*, o'rganishga bag'ishlangan. (Undan keyingi bob, terminallaridan biriga berilgan signal boshqa terminallari orqali oqadigan tok qiymatini boshqaradigan qurilma –

tranzistor va juda qiziq bo'lgan sxemalarda ishlatilishiga bag'ishlangan. Bular signalni kuchaytirish, filtrlash, quvvat turini o'zgartirish, kommutatsiya va boshqa sohalardan iborat.) Chiziqli qurilmalar ichida eng oddiy *rezistor* bo'lib, uning uchun $I = V/R$ (Om qonuni yaratilgan §1.2.2 ga qarang). "Chiziqli" iborasi, bir necha kirishlar (misol, kuchlanishlar) yig'indisi ta'siriga javob bo'lgan hodisalar (misol, toklar) shu alohida hodisalarning yig'indisiga teng, ya'ni $I(V_1 + V_2) = I(V_1) + I(V_2)$ ekanligini bildiradi.

D. Rezistorlar, kondensatorlar va induktiv g'altaklar

Rezistor haqiqatan ham chiziqli. Ammo u yagona ikki terminalli chiziqli komponent emas, chunki chiziqlilik $I \propto V$ bo'lishini talab etmaydi. Qolgan ikki chiziqli komponent, bu *kondensatorlar* (§1.4.1) va *induktiv g'altaklar* (§1.5.1), ulardagi kuchlanish va tokning o'zaro bog'liqligi muvofiq quyidagicha ifodalanadi: $I = C dV/dt$ va $V = L dI/dt$. Bu formulalar komponentlardagi jarayonlarni *vaqtga bog'lab* (*time domain*) tasvirlash usulida keltirilgan. Agar shularni *chastotaga bog'lab* (*frequency domain*) tasvirlaydigan bo'lsak, komponentlar impedansi, ya'ni ulardagi sinusoidal kuchlanish/tok nisbati (chastotaga bog'liq bo'lgan funksiya sifatida) bilan shug'ullangan bo'lamiz (§1.7). Chiziqli qurilmaga sinusoida bilan ta'sir ko'rsatsangiz, undan ana shu chastotadagi sinusoidani olasiz, faqat amplitudasi va fazasi o'zgargan bo'ladi xolos. Shu sababli impedanslar kompleks sonlar bilan ifodalanadi, uning haqiqiy qismi amplitudani, mavhum qismi bo'lsa surilgan faza (chorak -90°) qiymatini ko'rsatadi. Alternativa sifatida qutbli koordinatlarda ifodalangan kompleks impedans ($Z = |Z| e^{i\theta}$) ifodasidagi $|Z|$ qiymati, kuchlanish va tok qiymatlarining nisbatiga ($|Z| = |V|/|I|$), θ qiymati bo'lsa V va I oralig'idagi faza burchagini ko'rsatadi. Uchta chiziqli 2-terminalli komponentlarning impedanslari $Z_R = R$, $Z_C = -j/\omega C$, va $Z_L = j\omega L$ bo'ladi, bunda $\omega = 2\pi f$; §1.7.5ga qarang. Rezistor orqali oqib o'tgan sinusoidal tok kuchlanish bilan bir fazada bo'ladi, kondensatorda 90° ga odimlab boradi, induktiv g'altaklarda 90° ga kechikadi.

E. Ketma-ket va parallel

Ketma-ket ulangan komponentlarning impedansi ular impedansining yig'indisiga teng; ya'ni $R_{series} = R_1 + R_2 + \dots$, $L_{series} = L_1 + L_2 + \dots$ va $1/C_{series} = 1/C_1 + 1/C_2 + \dots$. Komponentlar o'zaro parallel ulanganida impedansning o'rniga admittancelar (impedancening teskarisi) qo'shiladi. Shunda kondensatorlar uchun yozilgan formula ketma-ket ulangan rezistorlar formulasiga o'xshaydi $C_{parallel} = C_1 + C_2 + \dots$ va, aksincha, o'zaro parallel ulangan rezistor va induktiv g'altaklarning impedansi $1/R_{parallel} = 1/R_1 + 1/R_2 + \dots$ bo'ladi. Parallel ulangan ikkita rezistorning qarshiligi shunda $R_{parallel} = (R_1 R_2)/(R_1 + R_2)$ ko'rinishda bo'ladi. Misol uchun, o'zaro parallel ulangan R rezistorlarining qarshiligi $R/2$, ketma-ket ulansa $2R$ bo'ladi. R rezistor issiqlik qilib tarqatgan – dissipatsiya qilgan quvvati $P = I^2 R = V^2/R$ bo'ladi. Ideal kondensator va induktiv g'altakda dissipatsiya bo'lmaydi, chunki ularda kuchlanish va tok 90° ga o'zaro surilgan. §1.7.6 ni ko'ring.

F, R, L va C lar asosidagi oddiy sxemalar

Rezistorlar barcha sxemalarda mavjud. Ular ishchi tokni o'rnatishda, misol uchun, LED yoki Zener diodiga quvvat berish sxemalarini ko'ring (1.16-rasm); qayd etilgan sxemalarda tokning qiymati oddiy $I = (V_{supply} - V_{load})/R$ formula bilan aniqlanadi. Boshqa sxemalarda (misol, kuchaytirgichda tranzistor yuklamasi bo'lgan rezistor 3.29-rasmga qarang) tokning qiymati aniq, rezistor tokni kuchlanishga o'zgartirish uchun ishlatiladi. Kuchlanish bo'luvchilari sxemalarning muhim fragmenti bo'ladi (§1.2.3), yuklanmagan kuchlanish bo'luvchisining chiqish kuchlanishi (R_2 rezistorida):

$$V_{out} = V_{in} R_2 / (R_1 + R_2) \text{ bo'ladi.}$$

Kuchlanish bo'luvchisidagi rezistorlardan biri kondensatorga almashtirsangiz, oddiy *filtr* yaratgan bo'lasiz: quyi yarmi kondensator bo'lsa –past chastotali, yuqori bo'lagi kondensator bo'lsa –yuqori chastotali (§§1.7.1 va 1.7.7). Shu ikki filtrda ham – 3dB chegaralar nuqtasi $f_{3dB} = 1/2\pi RC$ chastotaga to'g'ri keladi. Bunday “bir qutbli” past chastotali filtrning chegaradagi so'nishi $-6dB/octave$ yoki $-20dB/octave$ bo'ladi; ya'ni signal amplitudasi f_{3dB} chastota tashqarisida $1/f$ tezlikda so'nadi. Murakkabroq bo'lgan filtrlar kondensator va induktiv g'altak asosida yaratiladi. 6-bobga qarang. Induktiv g'altakka parallel ulangan kondensator parallel *rezonans konturini* hosil qiladi; uning rezonans chastotasidagi impedansi $f = 1/2\pi\sqrt{LC}$ cheksiz bo'lishga intiladi. Ketma-ket ulangan LC rezonans konturining impedansi rezonans chastotada nolga intiladi. §1.7.14 ga qarang. Kondensatorlarning boshqa sohalarida ishlatilishi (§1.7.16): (a) shuntlash (bypassing) – bunda kondensatorning kichik impedansi signal chastotasida nokerak signallarni so'ndiradi, misol uchun, dc kuchlanish manbalarida; (b) bloklovchi (blocking) (§1.7.1C)- bunda yuqori chastotali filtr dcn bloklaydi, ammo boshqa chastotalarni o'tkazib yuboradi (filtrning chegara (breakpoint) chastotasi foydali signallar chastotalarini quyi qismida tanlanadi); (c) timing (§1.4.2D) bunda RC zanjir (yoki kondensator orqali oqib o'tgan stabil tok) ossilyatorlar va vaqt intervallarini belgilovchi sxemalarni yaratish uchun ishlatiladi; va (d) *energiyani saqlash* (§1.7.16B), bunda kondensatorlar zaryadni saqlaydi $Q=CV$ va shu bilan dc manbadagi pulsatsiyalarni tekislaydi. Keyingi boblarda kondensatorlarni qo'shimcha sohalarida: (e) peak detection va sample-and-hold (§§4.5.1 va 4.5.2), bunda kondensatorlar signal kuchlanishini cho'qqi qiymatini ajratib oladi va saqlaydi va (f) integratorda (§4.2.6), signal matematik integrallanadi.

G. Yuklanish: Thevenin ekvivalent sxemasi

Sxema (“signal manbai”) chiqishiga ulangan yuklama (misol, rezistor), yuklanmagan sxemaning chiqishidagi kuchlanish qiymatini tushirib yuboradi; bu *yuklanganlik* miqdori yuklama qarshiligiga va signal manbaining yuklamaga bera oladigan quvvati bilan bog'liq bo'ladi. Oxirgisi signalning *ekvivalent manbaining impedansi (Thevenin impedansi)* bilan ifodalanadi. Bunda signal manbai, o'zaro ketma-ket ulangan R_{sig} rezistori va a'lo V_{sig} kuchlanish manbai sifatida modellanadi. Kirishiga V_{in} kuchlanish berilgan, rezistiv kuchlanish bo'luvchisining chiqishi, misol uchun, kuchlanish manbai sifatida modellanadi: $V_{sig} = V_{in} R_2 / (R_1 + R_2)$ (bunda $R_1 || R_2$). Demak, $1k\Omega - 1k\Omega$ qarshilikli rezistorlardan tashkil topgan kuchlanish bo'luvchisining kirishiga 10 V li batareyadan kuchlanish berilsa, chiqishi o'zaro ketma-ket ulangan, 5 Vli kuchlanish manbai bilan 500 Ω lik rezistordek bo'ladi. Kuchlanish manbalari, tok manbalarining va rezistorlarning barcha kombinatiyasi, o'zaro ketma-ket ulangan, yagona kuchlanish manbai va yagona rezistor bilan a'lo modelanishi mumkin (bu Thevenin ekvivalent sxemasi bo'ladi), yoki o'zaro parallel ulangan yagona tok manbai va yagona rezistor bilan (bu Norton ekvivalent sxemasi) modellas bo'ladi; D-ilovaga qarang. Thevenin ekvivalent manbai bilan qarshilik qiymati ochiq zanjirli kuchlanish va yopiq zanjirli tok manbalaridan quyidagicha aniqlanadi $V_{Th} = V_{oc}$ $R_{Th} = V_{oc} / I_{sc}$ (oc – open - circuit; sc – short-circuit); va Norton ekvivalenti uchun ular $I_N = I_{sc}$ $R_N = V_{oc} / I_{sc}$ bo'ladi. Yuklama impedansi signal manbaining impedansi bilan kuchlanish bo'luvchisini hosil qilishi sababli oxirgi impedans kutilgan yuklama impedansidan kichik bo'lishi maqsadga muvofiq bo'ladi (§1.2.5A). Ammo bu qoidada ikkita mustasno bor: (a) tok manbaining manba impedansi katta bo'ladi (idealda cheksiz) va impedansi ancha kichik bo'lgan yuklamaga tok berishi kerak; (b) katta chastotali (yoki katta tezlikda o'zgaradigan) signallar kabel uzunligi bo'ylab harakatlanganida, yuklama muvofiqlashtirilmagan bo'lsa, ya'ni yuklamaning impedansi kabelning Z_0 “ xarakteristik” impedansiga teng bo'lmasa (standart 50 Ω) signal yuklamadan manbaga qarab aks etadi, N –ilovaga qarang.

H. Diod, nochiziqli komponent

Diod (yoki *to'g'rilagich*) chiziqli bo'lmagan ikki terminalli muhim komponent vazifasini bajaradi, §1.6ga qarang. Ideal diod tokni faqat bir tomongan o'tkazadi; u "bir yo'lli klapan" ("one-way valve"). Real diod, undagi "to'g'ri" kuchlanish tushuvi 0.5 Vga yetganida o'tkaza boshlaydi va "teskari" yo'nalishida siljib o'tadigan toklari ham bo'ladi, 1.55-rasmga qarang. Diodlar ishlatilgan foydali sxemalarni quvvat manbaidagi *to'g'rilagichlar* (as kuchlanishni dc kuchlanishga konversiya qilib beradi, §1.6.2), signal detektorlari (§1.6.6A), *cheklovchilar* (signal amplitudasini cheklaydi), §1.6.6S va *gate* (§1.6.6B). Diodlar umumiy qo'llanishda qutblar almashib qolishini oldini olish uchun ishlatiladi (1.84-rasm); ularning volt-amper xarakteristikasidagi tokning kuchlanishga nisbatan eksponensial o'zgarish xususiyati logarifmik tobeligi kerak bo'lgan sxemalarda ishlatiladi (§1.6.6E). Diodlar o'zaro joiz teskari kuchlanishlari bilan farqlanadi. Siz joiz kuchlanishdan kattasini bermaysiz! Ammo Zener *diodlarida* berishingiz mumkin (va berishingiz kerak) (§1.26A), ularning ishlashi teskari kuchlanish diodni buzish prinsipiga asoslangan (faqat tok chegaralanadi), spetsifikatsiyalarida keltirilgan kuchlanishlar 3.3 V dan 100 Vgacha va undan ham katta bo'lishi mumkin. Zenerlar sxemalardagi kuchlanishlarni kerakli qiymatida ushlash hamda signalni cheklash uchun ishlatiladi (1.16-rasmga qarang).

Bipolyar transistorlar

2.1 Kirish

Transistor “aktiv” elementlarning eng muhim namunasi bo‘lib, kuchaytirish xususiyatiga ega, uning chiqishidagi signalning quvvati kirishidagi signal quvvatidan ancha katta bo‘lishi mumkin. Kuchaytirilgan signalning qo‘shimcha quvvati tashqi quvvat manbaidan olinadi. Kuchaytiruvchi transformator, passiv resistorli yoki kondensatorli kuchlanish bo‘luvchisi kabi transistorli kuchaytirgich uchun kuchlanishni kuchaytirish ahamiyatli emas, balki u quvvatni kuchaytiradi¹. Manfiy feedback zanjirlari hisobiga quvvatni kuchaytiruvchi qurilmalar ossilyasiya yaratish imkoni bilan boshqalardan ajralib turadi. Shunisi qiziqki, transistorning kashfiyotchilari uchun transistorning quvvatni kuchaytira olishi juda muhim ko‘ringan. Ularning birinchi qilgan ishi transistorni tovushni kuchaytirish uchun ishlatgani bo‘ldi, elektrodinamik karnaydan chiqqan tovush quvvati transistorning kirishiga berilgan quvvatdan katta bo‘lib chiqdi. Transistor, kuchaytirgichlar va ossillyatorlardan tortib raqamli kompyuterlargacha bo‘lgan elektron qurilmalarining eng ko‘p ishlatilgan elementi hisoblanadi. Diskret elementlarda yig‘ilgan katta integral mikrosxemalar (IC) o‘rmini yarimo‘tkazgich materialidan yaratilgan transistorlar va boshqa elementlardan iborat yagona elektron chipga aylantirildi. Siz yaratmoqchi bo‘lgan barcha elektron qurilmalar integral chiplardan bo‘lgani tufayli, ularning har birining kirish va chiqish xarakteristikalarini yaxshi bilishingiz kerak bo‘ladi va buning uchun ularning asosi bo‘lgan transistorni yaxshi tushunib olishingiz juda muhim. Yana, transistor turli sxemalarni o‘zaro bog‘lanishini ta‘minlab beruvchi yagona katta resursli qurilma bo‘lgani tufayli uning xususiyatlarini yaxshi bilish juda zarur. Va yana shunday holatlar uchraydiki, siz uchun kerak bo‘lgan mikrochip yo‘q, shunda siz shu qurilmani diskret transistorlarda yig‘ishga majbur bo‘lasiz. Ko‘rib turibsizki transistorning o‘zi juda qiziq bir mavzu. Transistorni ishlashi va ishlatilishini o‘rganishning o‘zi juda qiziqarli. Transistorlarning ikkita asosiy turlari bor: bu bo‘limda biz, 1947 yilda Bell Laboratoriesda kashf etilib, Nobel mukofotiga sazovor bo‘lib, birinchilardan amaliyotga kiritilgan bipolyar transistorlarni (bipolar junction transistor – BJT) o‘rganamiz. Keyingi bobda, raqamli elektronikada dominant bo‘lib ketgan, maydon effektli transistorlar (“field-effect” transistor – FET) bilan shug‘ullanamiz. Bularni qo‘pol qilib solishtirganimizda BJTLar aniqligi va kam shovqinligi bilan ajralib tursa, FETlar kam quvvatliligi, katta qarshiligi va katta toklarni kommutatsiya qilish imkoni borligi bilan mashhur; albatta, bu murakkab mavzuning boshqa qirralari ham bor.

Transistorning ishlashini va ishlatilishini biz tomondan o‘rganish uslubi boshqalardan farq qiladi. Barcha darsliklarda transistorning h – parametrli modeli va muvofiq ekvivalent sxemalari o‘rganiladi. Bizning fikrimizcha bu befoyda. Yaratilayotga sxema ko‘rsatgichlarini, uning uchun ishlangan tenglama ifodalari ochib bera olishiga ishonganingizdan ko‘ra, sxemaning o‘zi qanday ishlashi kerakligini tushunib turganingiz afzalroq; shu bilan birga, siz transistorning qaysi parametrini hisobga kiritganingiz va qaysi parametrlari o‘rnatilgan ko‘lami chegaralaridan chiqib ketishini bilmay qolishingiz mumkin. Bu bobda transistor modelini eng soddalashtirilgan ko‘rinishida o‘rganib va darhol ular ishlatilgan sxemalarni ko‘rib chiqa boshlaymiz. Sxemalardagi funksional cheklanishlarni aniqlash uchun Ebers-Moll tenglamasini qo‘llaymiz. Ebers – Moll tenglamasi va uch terminalli transistor modeli vositasida transistorni yaxshi tushunib olishingiz mumkin; shunda siz ko‘p hisoblashsiz yaxshi elektron konstruktsiya yaratishingiz mumkin. Bunda, hisobga olinishi juda murakkab bo‘lgan, transistorning tokni kuchaytirish koeffitsientini ishlatishdan o‘zingizni ozod qilasiz. Injenerlik amaliyotida ishlatiladigan ba’zi bir muhim shartli belgilarga to‘xtalamiz. Transistor terminallaridagi kuchlanishlar (yerga nisbatan) katta xarflar bilan belgilanadi (C, B yoki E): misol uchun V_C – kollektor kuchlanishi.

¹ Faqat resistor va kondensatorlarni ishlatib kuchlanishni kuchaytirishga erishish imkoni ham bor. Bu, tajribali injenerlar uchun ham qiziq bo‘lgan, g‘oyani o‘rganmoqchi bo‘lsangiz SPICEning J-ilovasiga qarang

Transistorning ikki terminali oralig'idagi kuchlanish ikki xarf bilan belgilanadi: misol uchun V_{BE} – baza – emitter oralig'idagi kuchlanish tushuvining belgilanishi bo'ladi. Agar ikkita xarf qaytarilib yozilsa, bu manba kuchlanishini bildiradi: V_{CC} – transistorning kollektoriga beriladigan musbat kuchlanishni bildiradi va V_{EE} – emitterga beriladigan manfiy kuchlanishni bildiradi².

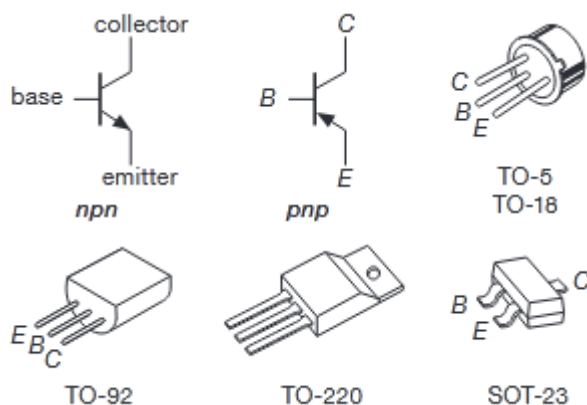
Transistorli sxemalarning murakkab bo'lishining sababi nimada? Elektronikani o'rganishga dastlab kirishganlar uchun bu bobda keltirilgan mavzularni tushunib olish ancha mashaqqatli bo'ladi. Buning sababi: avvalgi bobda ko'rib chiqilgan sxemalarda ishlatilgan chiziqli (resistor, kondensator va induktiv g'altak) va nochiziqli (diodlar) elementlarning barchasi *ikki terminalli qurilmalar* bo'lgan. Bu sxemalarda biz yagona kuchlanish (terminallarga berilgan kuchlanish) va yagona tok (qurilma orqali oqib o'tgan tok) to'g'risida o'ylaganmiz xolos. Aksincha, transistor uch terminalli qurilma bo'lgani sababli, unda ikkita kuchlanish va ikkita tok bilan muloqot qilishga to'g'ri keladi³.

2.1.1 Transistorning birinchi modeli: tok kuchaytirgichi

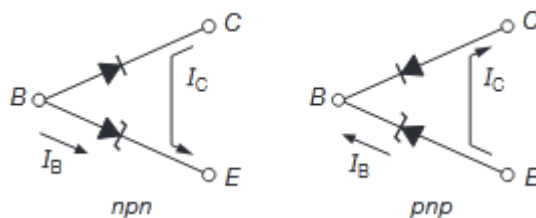
Boshlaymiz. Transistor uch terminalli elektron qurilma (2.1 –rasm) bo'lib, ikki turda bo'ladi (*nnp* va *pnnp*) va quyidagi qoidalarga muvofiq bo'lgan xarakteristikalariga npn transistorlari ega bo'ladi (pnp transistorlari uchun faqat ishora o'zgaradi).

1. **Qutblar** Kollektor emitterga nisbatan musbatroq bo'lishi kerak

2. **Pn-kontaktlar** Baza – emitter va baza – kollektor zanjirlari diod xarakteristikalariga ega bo'ladi (2.2-rasm). Odatda, baza – emitter diodi o'tkazuvchan holatida va baza –kollektor diodi yopiq holatida bo'lishadi, ya'ni undagi kuchlanish tushuvi tokni erkin oqishiga qarshilik qiladi.



2.1-rasm. Transistorlarning shartli belgilari va kichik quvvatli transistorlarning korpuslari.
Transistorlar korpuslarining turlari 2.3-rasmda keltirilgan



2.2 –rasm. Transistor terminallarining ohmmetrik ko'rinishi

3. **Maksimal qiymatlar** Har bir transistor maksimal parametrlarga ega bo'ladi: I_C , I_E va I_B . Ularning qiymatlari shu ko'rsatgichlardan oshmasligi kerak, aksincha ulardan ayirilib qolasiz. Bundan

² Amaliyotda loyihachilar V_{CC} bilan musbat va V_{EE} bilan manfiy manba kuchlanishlarini, pnp transistorlar uchun teskari bo'lishi kerak bo'lsa ham, belgilash uchun ishlatishadi

³ Siz bu joylarda kuchlanish va toklar soni uchta bo'lishi kerak deb o'ylasangiz kerak: ammo bu biroz murakkabroq, chunki Kirchhoff qonuniga ko'ra transistorda ikkita mustaqil kuchlanish va ikkita mustaqil tok mavjud xolos

tashqari, maksimal quvvat ($I_C V_{CE}$), temperatura, V_{BE} kabi boshqa, nazarda tutishingiz zarur bo'lgan, cheklovlar ham bor.

4. **Tok kuchaytirgichi** 1 – 3 qoidalarga rioya qilingan holda kollektor toki $I_C I_B$ baza tokiga deyarli proporsional bo'ladi va ularning funksional bog'liqligi quyidagicha yozilishi mumkin

$$I_C = h_{FE} I_B = \beta I_B \quad (2.1)$$

bunda β – tokni kuchaytirish koeffitsienti, (h_{FE} deb ham nomlanadi⁴), qiymatlari 100 atrofida bo'ladi. Kollektor I_C va baza I_B toklari emitterga qarab oqadi.

Kollektor toki baza kollektor diodining ochiq holatida oqmaydi, bu diod yopiq holatida bo'ladi. Bu xodisani “transistor harakati” deb oling. Transistor uchun o'rnatilgan 4 – qoida uning foydali xususiyatini ko'rsatadi: bazaga oqib kirgan kichik tok kollektorga oqib kirgan kattaroq tokni boshqaradi. Esingizda bo'lsin: β transistorning “yaxshi” parametri emas; misol uchun, bir turdagi transistorning namunalari uchun bu parametri 50 dan 250 gacha bo'lishi mumkin. Uning qiymati kollektor toki, kollektor – emitter kuchlanishi va temperaturaga bog'liq bo'ladi. *Transistorning ayni shu β parametriga bog'liq bo'lgan sxemalar yomon bo'ladi.* Transistorning 2 – qoidasidan kelib chiqqan xulosalarga ahamiyat bering. Baza –emitter kuchlanishini katta qilib bo'lmaydi, chunki bazaning potentsiali emitterning potentsialidan 0,6 dan 0,8 voltgacha katta bo'lsa (diodning to'g'ri ulanishi) juda katta tok oqa boshlaydi. Qoidadan chiqqan yana bir xulosa: transistor ishlab turgan holatida baza kuchlanishi $V_B \approx V_E + 0,6$ volt ($V_B = V_E + V_{BE}$) bo'ladi. Kuchlanishlarning qutbligi npn –transistorlari uchun musbat, pnp -transistorlari uchun teskarisi. Yana bir marotaba qayd etishga ruxsat bering kollektor tokini diod o'tkazgan tok deb o'ylamang. Chunki kollektor – baza diodiga berilgan kuchlanish tushuvi teskari bo'lib, uni yopiq holatida ushlab turishi kerak edi. Bunga qo'shimcha qilib aytish kerakki, kollektor kuchlanishining o'zgarishlari kollektor tokini juda kam o'zgartiradi (juda yaxshi bo'lmagan tok manbaiga o'xshaydi), aksincha to'g'ri ulangan ochiq diodning toki kuchlanish o'zgarishi bilan keskin o'zgarish xususiyatiga ega. Quyida keltirilgan 2.1 –jadvalda bipolyar transistorlarning eng ko'p ishlatiladigan turlari keltirilgan, 2.4-rasmda transistorlarni tokni kuchaytirish koeffitsientining grafiklari keltirilgan⁵. 2.2 –jadvalda keng tarqalgan katta quvvatli transistorlarning ro'yxati keltirilgan. To'liqroq ro'yxatni 8.1-jadvalda va 8.39-rasmda ko'rishingiz mumkin (8-bob).

2.2 Asosiy transistorli sxemalar

2.2.1 Transistorli kommutator

2.3-rasmdagi sxemaga qarang. Bu sxemada qiymati kichik bo'lgan boshqaruv toki boshqa zanjirda katta tok oqishiga imkon beradi. Bunday sxemalar transistorli kommutator deb ataladi. Yuqorida qayd etilgan transistorning qoidalaridan sxemani ishlashini oson tushinib olsa bo'ladi. Mexanik kommutator (kalit) ochiq bo'lganida baza toki bo'lmaydi. Demak, 4 – qoidaga muvofiq kollektor toki ham bo'lmaydi. Lampa o'chadi.

⁴ Transistorning “h-parametr”lari shu kunlarda ishlatilmay qo'yildi, siz ko'p hollarda tokni kuchaytirish koeffitsienti sifatida β shartli belgisini ko'rishingiz mumkin

⁵ 2.1-jadvalda betta (h_{FE}) va kollektor-emitter kuchlanishining maksimal qiymati (V_{CEO}) ko'rsatgichlari bilan birga kesim chastotasi f (bu chastotada transistorning kuchaytirish koeffitsientim 1ga teng bo'ladi) va feedback sig'implari (S_{cb}) ham keltirilgan. Bu ko'rsatgichlarning ahamiyati katta chastotalarda bilinadi; buni biz 2x-bobda §2.4.5da ko'ramiz.

Table 2.1 Representative Bipolar Transistors

Part #				V_{CE0} (V)	I_C (max) (mA)	h_{FE} @ mA (typ)	gain curve ^d	C_{cb}^a (pF)	f_T^a (MHz)	Comments	
<i>npn</i>		<i>pnp</i>									
TO-92	SOT-23	TO-92	SOT-23								
2N3904	MMBT3904	2N3906	MMBT3906	40	150	200	10	6	2.5	300	jellybean
2N4401	MMBT4401	2N4403	MMBT4403	40	500	150	150	7	7	300	'2222 and '2907 dies
BC337	BC817	BC327	BC807	45	750	350	40	5	10	150	jellybean
2N5089	MMBT5089	2N5087	MMBT5087	25	50	500	1	3	1.8	350	high beta
BC547C	BC847C	BC557C	BC857C	45	100	500	10	4	5	150	jellybean ^b
MPSA14	MMBTA14	MPSA64	MMBTA64	30	300	10000	50	-	7	125	Darlington
ZTX618	FMMT618	ZTX718	FMMT718	20	2500	320	3A	3a	-	120	high I_C , small pkg
PN2369	MMBT2369	2N5771	MMBT5771	15	150	100	10	10	3	500	fast switch, gold doped
2N5551	MMBT5551	2N5401	MMBT5401	150	100	100	10	5a	2.5	100	SOT-223 available
MPSA42	MMBTA42	MPSA92	MMBTA92	300	30	75	10	9	1.5	50	HV small signal
MPS5179	BFS17	MPSH81	MMBTH81	15	25	90	20	8	0.9	900	RF amplifier
—	BFR93 ^c	—	BFT93 ^c	12	50	50	15	10	0.5	4000	RF amp
TIP142	—	TIP147	—	100	10A	>1000	5A	-	high	low	TO-220, Darlington

Notes: (a) see Chapter 2x for graphs of C_{cb} and f_T . (b) lower beta versions have an -A or -B suffix; low-noise versions are BC850 (*npn*) and BC860 (*pnp*). (c) also BFR25A and BFT25A. (d) see Figure 2.4.

Notes: (a) see Chapter 2x for graphs of C_{cb} and f_T . (b) lower beta versions have an -A or -B suffix; low-noise versions are BC850 (npn) and BC860 (pnp). (c) also BFR25A and BFT25A. (d) see Figure 2.4.

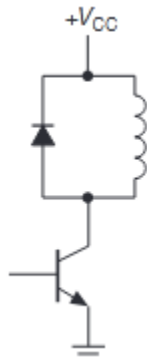
$I_C = 940 \text{ mA}$ (transistorlarning o'rtacha tokni kuchaytirish ko'effitsienti $\beta = 100$ deb olganimizda). Bu noto'g'ri. Nima sababdan? Chunki 4 –qoida faqat 1 – qoida bajarilganida ishlaydi. Kollektor toki 100 mA bo'lganida, lampadagi kuchlanish 10V bo'ladi. Tok qiymatini oshirish uchun kollektorni yerga yaqinlashtirish kerak bo'ladi. Lekin transistor bunday qila olmaydi, va bu uning to'yinganlik alomatini ko'rsatadi, kollektor yerga iloji boricha yaqin bo'lgan bo'ladi (kollektor va yer oralig'idagi to'yinganlik kuchlanish tushuvi 0,05 - 0.2 V atrofida bo'lib qoladi) va shu holat o'zgarishdan turadi. Shunda lampa yonib turadi va undagi kuchlanish tushuvi 10 V bo'ladi. Bazaga katta tok berish (1,0mA tok yetarli bo'lgan holda biz 9,4 mA tok bermoqdamiz) sxemani konservativ qiladi; lampa sovuq bo'lganida, qizib olganidagi holatidan, kattaroq tok oladi (lampaning sovuqligidagi qarshiligi qiziganidan 5- 10 barobar kichik bo'ladi). Shuningdek, transistorning kollektor –baza kuchlanishi pasayishi bilan betta ko'effitsienti ham kamayadi va ortiqcha baza toki transistorni to'liq to'yinganlik holatida ushlab turadi. Real sxemalarda transistorning ochiq holatida bazasi yer potentsiali bilan bir hil bo'lishini ta'minlash uchun, baza bilan yer oralig'iga resistor o'rnatiladi (qarshiligi 10 k atrofida). Resistor transistorning “ochiq” holatiga ta'sir ko'rsatmaydi, chunki baza zanjiridan oladigan toki bor yo'g'i 0,06mA bo'ladi.

Transistorli kommutator loyihalanganda quyidagi xatarlarga e'tibor berishingiz kerak bo'ladi:

1. Baza tokini, ayniqsa yuklamada lampa bo'lganida, kamaytirib yubormasligi uchun baza resistorini extiyotkorlik bilan tanlang, chunki bu tok transistorning V_{CE} kuchlanishi kamayganida uning betta ko'effitsientini kamaytirishi mumkin. Bu xodisa ayniqsa yuqori chastotali kommutatorlar uchun ahamiyatli, chunki juda katta chastotalarda transistorning sig'implari va pasayib ketgan betta ko'effitsienti kommutator ishiga katta ta'sir ko'rsata boshlaydi. Shunda baza resistoriga parallel “tezlashtiruvchi” , kommutator ishini mukammallashtiruvchi, kondensator ulanadi⁶.
2. Agar yuklamadagi kuchlanish yerdan pastga tushadigan bo'lsa (o'zgaruvchan tokda ishlasa yoki induktiv bo'lsa) manfiy kuchlanishlarda kollektor –baza o'tkazuvchanligini oldini olish uchun kollektorga ketma-ket ulangan diod (yoki yerga qarama qarshi diod) ishlating.

⁶Baza qarshiligiga parallel sig'imi, odatda, bir necha pikofarad bo'lgan kondensator ulangani, tez o'zgaradigan jarayonlarni mukammallashtiradi, shu sababli bu kondensator “tezlashtiruvchi” deb ataladi.

3. Yuklama induktiv bo'lgan hollarda (rele g'altagi ulanganida) transistorni himoyalash uchun yuklamaga parallel diod ulanishi kerak bo'ladi (2.6-rasm)⁷. Agar diod bo'lmasa induktiv g'altak, transistor yopilgan onda uning kollektorida juda katta (transistorning maksimal kuchlanishidan ancha katta), musbat kuchlanish yaratadi va transistorni ishdan chiqaradi (induktiv g'altaklar to'g'risida §1.6.7).



2.6-rasm.

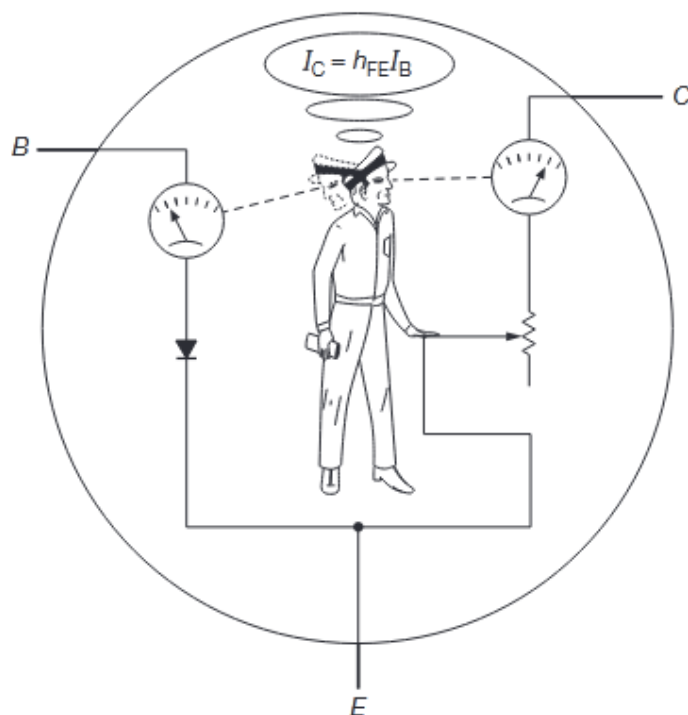
Yuklama induktiv bo'lgan hollarda unga parallel himoyalovchi diod ishlatilishi kerak. Nega biz transistor va uning tashvishlari bilan boshimizni og'rityapmiz, o'rniga oddiy mexanik kommutator ishlatib, lampani yondirsa bo'ladi degan savol berishingiz mumkin. Buning bir necha sabablari bor: (a) transistorli kommutatorlar jarayonni elektr usulida boshqa bir sxema tomonidan, misol, kompyuter chiqishidan boshqarilishi mumkin; (b) transistorli kommutator elektr zanjir ulanishini juda tez, mikrosekundlardan ham kichik bo'lgan vaqt davomida, amalga oshirilishiga imkon beradi; (s) siz yagona boshqaruv signali bilan turli zanjirlarda kommutatsiya amalini bajarishingiz mumkin; (d) mexanik kommutatorlarning kontakt yuzalari vaqt o'tib yiyilib ketadigan kamchiligi bor, shunda kontaktlar aktivlanganida "sakrash" odati paydo bo'lib, kommutatsiya jarayoni uzilishlar bilan amalga oshiriladi; va (e) transistorli kommutatorlar afzalligining yana bir tomoni – masofadan sovuq kommutatsiya jarayonini amalga oshirish. Bunda, o'zgarmas kuchlanishning o'zi kommutatsiya amalini bajarish uchun ishlatiladi, ya'ni kabel orqali ikkilamchi boshqaruvchi signal emas, balki boshqaruvchi o'zgarmas tok oqadi (kabel orqali oqadigan signallar soni ko'p bo'lsa signal so'nadi va ular o'zaro, sig'imli aloqa hisobiga, ta'sir ko'rsatadi.)

A. "Transistor odam"

2.7 –rasmda keltirilgan chizma transistor xususiyatlarini cheklanganligini tushunishga yordam beradi. Rasmdagi kichkina odamning tugamas vazifasi - $I_C = \beta I_B$ tenglamasi bajarilishini uzluksiz ta'minlab turishdan iborat. Ammo u faqat qarshiligi o'zgaruvchan bo'lgan resistorni boshqarishi mumkin xolos. Demak, u qisqa tutashuv zanjiridan (transistorning to'yinganlik holati) zanjir to'liq uzilishigacha (transistor OFF holatiga o'tgan) bo'lgan barcha holatlarga resistor qarshiligini o'zgartirishi mumkin, ammo unga batareya, tok manbai va boshqa qurilmalarni ishlatish man etilgan. Shunda bitta ehtiyotkorlik chorasi xotirada bo'lishi kerak: transistorning kollektori resistorga o'xshash ekan deb o'ylamang. U resistor vazifasini bajarmaydi. Kollektor sifatsiz o'zgarmas tok manbaiga o'xshagan bo'ladi (tokning qiymati bazaga berilgan signal qiymatiga bog'liq bo'ladi) va bu amal kichik odam harakati bilan bajariladi (odamcha baza toki qiymatiga qarab kollektor toki qiymatini o'rnatadi). Yana bir narsani doym esda tutish kerak bo'ladi: transistor har bir onda (a) to'liq o'chirilib qo'yilgan (OFF) holatda, (b) aktiv holatida (kollektor kuchlanishi emitterga nisbatan voltning o'ndan bir necha bo'lak

⁷ Yoki resistor, RC zanjir, zenerli shunt bilan birga uzilishni tezlashtirish uchun; §1.6.7 ga qarang.

qismidan katta bo'lgani tufayli kollektor toki oqa boshlaydi) yoki (c) to'yingan holatida (kollektor kuchlanishi voltning kichik bir qismiga teng bo'ladi) bo'ladi. Tranzistorning to'yingan holati bo'yicha ko'proq 2x-bobda ko'rishingiz mumkin.



2.7-rasm. “Transistor odam” baza tokini nazorat qilib turadi va unga muvofiq bo'lgan kollektor tokini reostat bilan o'rnatib turadi. Shunda o'rnatilgan kollektor tokini baza toki qiymatidan β barobar katta qilib o'rnatadi.

2.2.2 Kommutator sxemalariga misollar

Transistorli kommutator *nochiziqli* sxemalarga misol bo'ladi: sxemaning chiqishi kirishiga proporsional emas⁸; sxemaning chiqishi ikkita holatdan faqat bittasida bo'lishi mumkin (uzilgan yoki to'yingan). Bunday, ikki holatli, sxemalar juda keng tarqalgan⁹ va raqamli elektronikaning asosini tashkil qiladi. Ammo, mualliflar uchun *chiziqli* sxemalar (kuchaytirgichlar, tok manbalari va integratorlar kabi) mavzulari ancha qiziqarli masalalar va ijdod imkoniyatlarini beradi. Chiziqli sxemalarni o'rganishga biz tezda o'tamiz, ammo shu joyda transistorni kommutatsion rejimda ishlatishning misollariga biroz to'xtalamiz – biz, iloji boricha ko'p real sxemalar ishlashini namoyish qilish bilan, elektronikaning qanchalik boy ekanligini ko'rsatishni hush ko'rdik.

A. LED driveri

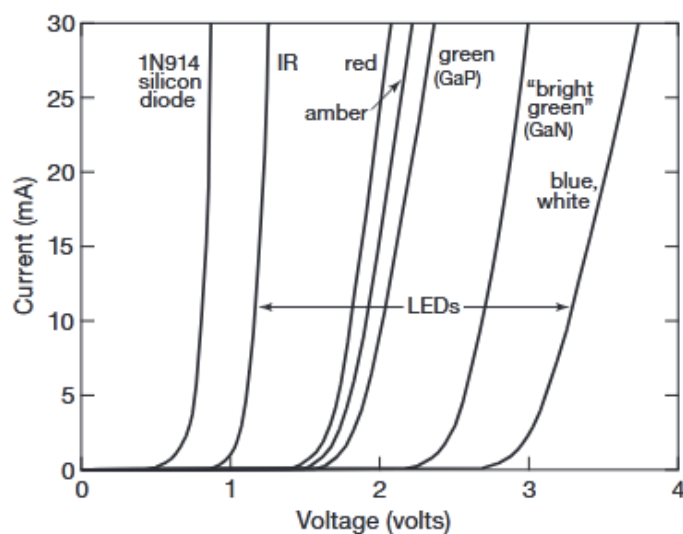
LED (light-emitting diod) - nur tarqatuvchi diodlar shu kunda cho'g'lanma lampalarni indikatsiya va informatsiyani o'qib olish sistemalaridan to'likligicha siqib chiqarib yubordi; ular juda arzon va turli rangdagilari mavjud va kelajakda faqat shular ishlatilsa kerak. Elektr xususiyatlari bo'yicha, biz 1-bobda o'rgangan oddiy kremniyli signal diodlaridan farq qilmaydi, faqat to'g'ri kuchlanish tushuvi biroz

⁸ Matematiklar chiziqlilik iborasini kirishdagi ikki xarakteristikalar yig'indisi alohida xarakteristikalar yig'indisiga teng deb belgilashadi; bu ibora proporsionallikni nazarda tutadi.

⁹ Transistor qanday vazifa bajaradi deb, so'rov o'tkazsangiz, so'ralganlarning 95%i transistor kommutatsiya uchun ishlatiladi deb javob beradi.

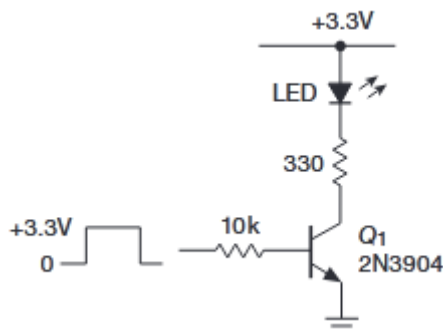
kattaroq (oddiy diodning oʻrtacha 0.6 V^{10} toʻgʻri kuchlanishidan farqli $1.5 - 3.5 \text{ V}$ atrofida boʻladi); LEDga terminallariga berilgan toʻgʻri kuchlanish qiymati asta koʻtarilib borib, aytaylik 1.5 V ga yetganidan keyingi kuchlanishning ortishi diodning toki juda tez kattalashib ketishiga olib keladi (2.8-rasm). Shunda ular nur tarqata boshlaydi! Tipik “Yuqori effektivli” LED indikator bir necha milliamper tokda yaxshi yorishadi va tok qiymati $10 - 20 \text{ mA}$ ga yetganida koʻzingizga ura boshlaydi. LEDlar ishlatilishining turli usullarini biz 12-bobda koʻrsatamiz; ammo shu joyda oʻz bilimlarimizga tayangan holda ularni ishlatishga harakat qilishimiz mumkin. Birinchidan, LEDlar volt-ampere xarakteristikasining katta qiyaligi sababli, 2.5-rasmdagi lampaga oʻxshab, biz ularga bir onda kuchlanish bera olmaymiz; misol uchun, bir onda berilgan 5 V kuchlanish uni ishdan chiqaradi. Buning oʻrniga biz LED tokini avaylab koʻtarib borishimiz kerak boʻladi. Deylik, LEDni raqamli HIGH signali bilan yorishtirmoqchi boʻldik (demak diodga, undagi, oʻchgan holatidagi, yer potensialiga nisbatan $+ 3.3 \text{ V}$ kuchlanish beriladi). Yana, raqamli boshqaruvchi signal manbai bera oladigan toki 1 mA qiymatidan oshmaydi, deylik. Shunda boshqarish sxemasini yaratish protsedurasi quyidagicha amalga oshiriladi:

Avval, kerakli yorugʻlikdagi nur taralishini taʼminlovchi, LEDning ishchi toki tanlanadi, deylik 5 mA (sizga kerak boʻlgan rang, yorugʻlik va koʻrinish burchagini taʼminlab beradigan bir necha diod namunasini tekshirib koʻrishingiz mumkin). Ikkinchidan, shu tokda yaxshi ishlaydigan npn transistorning tanlang (2.9 –rasm) va LED tokini belgilovchi kollektor qarshiligini aniqlang, shunda resistordagi kuchlanish tushuvi manbaning kuchlanishidan LED tokiga muvofiq boʻlgan kuchlanishni ayirmasi sifatida aniqlanadi. Va, nihoyat, transistorning bazasiga ulanadigan, va uni toʻyingan holatiga kiritadigan, resistor qarshiligini aniqlang; shunda transistorning bettasi konservativ ravishda kichik deb qabul qiling ($\beta \geq 25$ qiymati, 2N3904 kabi kichik signalli transistorlar uchun yetarli darajada havfsiz boʻladi).



2.8-rasm. Silikonli diodga oʻxshab, LEDlarning toki keskin ortib ketadi, ammo kattaroq kuchlanish qiymatlarida nur tarqata boshlaydi.

¹⁰ LEDlarga kattaroq toʻgʻri kuchlanish berilishining sababi, ular, man etilgan zonasi keng boʻlgan GaAsP, GaAlAs va GaN kabi yarimoʻtkazgich materiallaridan ishlab chiqarilganligida.



2.9-rasm. Raqamli mikrosxema chiqshidagi “logik kuchlanish” bilan boshqariladigan LED sxemasida npn transistorda yig‘ilgan to‘yingan kommutator, ketma-ket ulangan baza tokini cheklovchi resistor bilan.

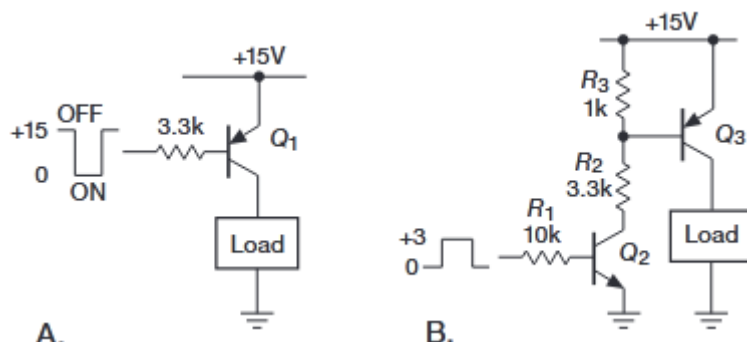
Shuni bilingki, sxemadagi transistor to‘yingan kommutator sifatida ishlaydi, uning ishchi toki qiymatini kollektor resistorining qarshiligi belgilaydi. Siz endi, chiqish toki aniq qiymatga ega va yuklama qarshiligiga bog‘liq bo‘lmagan transistorli sxemalarni loyihalash uchun yetarlicha bilimga ega bo‘ldingiz desa bo‘ladi va buni biz tezda ko‘rishimiz mumkin. Ammo bizning sxema oson va effektiv chiqdi. Bunday sxemalarning boshqa variantlari ham bor: keyingi bobda, MOSFETlar¹¹ bu turdagi kommutatorlarda afzalroq ekanligini, ko‘ramiz. 10 va 12-boblarda LED va boshqa optoelektronik qurilmalarni, tashqi diskret transistorlarni ishlatmasdan, bevosita raqamli integral sxemalardan boshqarilishi bilan tanishamiz.

2.1-masala. 2.9-rasmdagi sxemada LED toki qiymatini aniqlang. Transistorning betta koeffitsienti qanday minimal qiymatga ega bo‘lishi kerak?

B. Mavzuga variatsiyalar Bu kommutator misollarida, yuklamaning bir uchi manbaning musbat qutbiga ulangan va boshqa uchi bo‘lsa transistorli kommutator orqali yerga ulanmoqda. Agar yuklamaning bir uchi yerga ulangan bo‘lishini istasangiz va uning “Yuqori uchi” kuchlanish manbaining musbat qutbigan kommutatsiya bo‘lishi kerak bo‘lsa nima qilasiz? Bu juda oson – ammo siz boshqa turdagi (pnp) transistor ishlatishingiz kerak bo‘ladi. Shunda transistorning emitteri manbaning musbat qutbiga ulanadi, kollektori bo‘lsa, 2.10A –rasmdagidek, yuklamaning musbat uchiga ulanadi. Bazasidagi kuchlanish emitterdagi kuchlanishga teng bo‘lganida (+ 15 V) transistor yopiladi, kuchlanish kollektordagi kuchlanishga (ya’ni yer kuchlanishiga yaqin bo‘lganida) teng bo‘lganida to‘yingan rejimga o‘tib oladi. Kirish yerga ulanganida transistor bazasidan 4 mA tok 3.3 k Ω resistor orqali oqadi, bu tok transistorni to‘yingan rejimga olib kiradi va natijada 200 mA yuklama toki oqishini ta’minlaydi ($\beta > 50$). Bu sxemaning kamchiligi, kommutatorni uzish uchun kirishida +15 V kuchlanishni ushlab turishda; agar bu kuchlanishning qiymati kichikroq bo‘lsa, misol raqamli logikasining + 3V va yer kuchlanishlari, ancha qulay bo‘lar edi, buni 10-15 –boblarda ko‘ramiz. 2.10B –rasmda buni amalga oshirish usuli ko‘rsatilgan: npn kommutator Q_2 “logik 0 V va +3 V kuchlanishlarni” qabul qiladi va ularga muvofiq kollektordagi yuklamani muvofiq yerga tushiradi. Q_2 uzilganida, R_3 resistori Q_3 transistorini yopiq holatiga keltiradi; Q_2 transistori to‘yingan holatga o‘tganida (kirishidagi + 3 V bilan) R_2 resistor orqali oqqan baza toki Q_3 transistorini to‘yingan holatda ushlab turadi. R_2 va R_3 resistorlaridan shakllangan “kuchlanish bo‘luvchisi” sizni adashtirishi mumkin: R_3 resistorining ishi Q_2 yopiq bo‘lganida Q_3 transistorini yopiq holatida ushlab turish; va Q_2 transistori ochilganida, kollektorining potentsiali yerga yaqin bo‘lib kollektor tokining asosiy qismi Q_3 transistorining bazasidan oqadi (chunki kollektorning 4.4 mA tokidan faqat ~ 0.6 mA qismi R_3 orqali oqadi – sababini tushunib oling). Demak, R_3 resistori Q_3 transistorining to‘yinishiga ta’sir ko‘rsatmas ekan. Boshqacha qilib

¹¹ Metall-oksid-yarimo‘tkazgich – maydon effektli tranzistor.

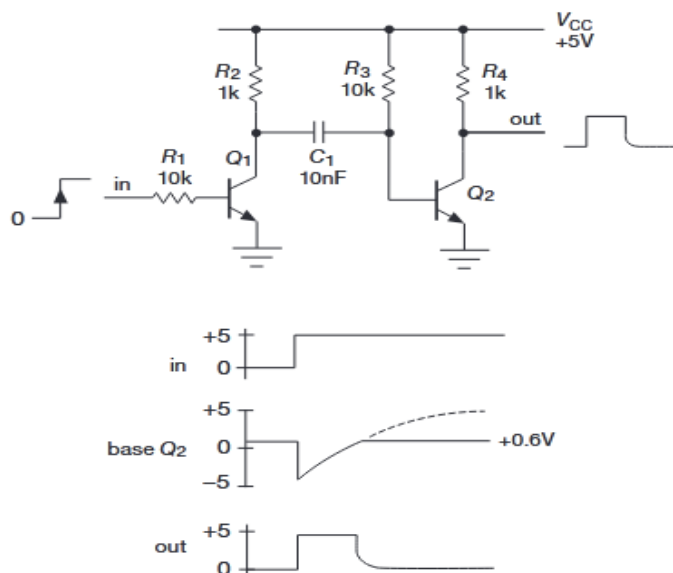
aytganda, kuchlanish bo'luvchisining chiqishida +11.6 V (+14.4 V emas) kuchlanish turadi va Q_3 baza-emitter diodiga ta'sir etmaydi va tok Q_2 kollektoridan oladi. Har holda R_3 rezistori qarshiligining qiymati ahamiyatsiz va kattaroq bo'lishi mumkin; kompromiss Q_3 sig'im effekti hisobiga sekinroq yopiladi¹².



2.10-rasm. Musbat kuchlanish tomoni yerdan uzilgan yuklamani kommutatsiya qilish sxemalari

C. Impuls generatori - I

Oddiy RC zanjirni sxemaga qo'shib, kirishiga berilgan step signaldan impuls generatsiya qilsa bo'ladi: $\tau = RC$ impuls kengligini belgilaydi. 2.11-rasmda buning bir usuli keltirilgan. Q_2 transistori R_3 rezistori bilan normal to'yinganlik holatida ushlab turiladi va uning chiqishi yerga yaqin bo'ladi; Q_2 transistorini to'yngan holatda ushlab turish uchun R_3 rezistorining qiymati yetarli darajada kichik tanlanadi. Sxemaning kirishi yerda bo'lganida Q_1 transistori yopiq bo'ladi va uning kollektorida +5V kuchlanish bo'ladi. C_1 kondensatori zaryadlanib, uning chap terminalida +5V, o'ng terminalida bo'lsa +0.6 V kuchlanish bo'ladi; demak kondensatordagi kuchlanish tushuvi +4.4 V. Sxema bir hodisa bo'lishini kutib turibdi.



2.11-rasm. Step qadam signalidan qisqa impuls generatsiya qilish sxemasi

¹² Ammo juda kichik qilmaydi: R_3 qarshiligi 100 Ω gacha tushirilsa, Q_3 umuman ochilmaydi (sabab?) Bu hol bizni xatosi bilan ajablantirdi, chunki sxemaning qolgan qismi anchagina murakkab ko'rindi.

+5 V step signal Q_1 transistorini to'yingan holatga o'tkazadi (R_1 va R_2 resistorlar qarshiliklariga ahamiyat bering), va uning kollektorini yerga tushiradi; C_1 kondensatoridagi kuchlanish tushuvi hisobiga Q_2 transistorining bazasida manfiy -4.4 V kuchlanish hosil bo'ladi¹³ va shu kuchlanish Q_2 transistorini yopiq holatiga o'tkazib qo'yadi, R_4 orqali tok oqmay qoladi va transistorning kollektori (sxemaning chiqishi) sakrab, +5 V kuchlanishiga o'tib oladi; bu chiqishdagi impulsning boshlanishi bo'ladi. Endi RC zanjirini ko'raylik: C_1 kondensatoridagi kuchlanish endi Q_2 transistorining bazasini yer potensialidan pastda ushlab tura olmaydi, chunki R_3 (va Q_1) orqali oqqan tok bu kuchlanishni kamaytirib boradi. Shunda kondensatorning o'ng terminali $\tau = RC$ vaqt konstantasi (bizning misolda 100 μ s) bilan +5Vga qarab ko'tarila boshlaydi. Chiqishdagi impuls kengligini shu τ vaqt konstantasi o'rnatadi va unga proporsional bo'ladi. Impuls kengligining aniq qiymatini bilish uchun sxema ishlashini batafsil ko'rib chiqishingiz kerak bo'ladi. Bizning sxemada kondensatorning o'ng terminalidagi kuchlanish qiymati ≈ 0.6 Vga yetganida (transistorning V_{BE} kuchlanishi uning ochilishiga yetarli bo'lganida) Q_2 transistori ochiladi va chiqishdagi impuls kengligini shu bilan o'rnatadi. Bu jarayonni yana bir marta ko'rib chiqib, sxema ishlashini yaxshi tushunganingizga ishonch hosil qiling.

2.2-masala. 2.11-rasmda ko'rsatilgan sxemaning chiqish impulsining kengligi $T_{pulse} = 0.63R_3C_1 = 63\mu$ s bo'lishini isbotlang. Masala yechilishini boshlash uchun tavsiya: C_1 kondensatorining zaryadlanishi -4.4 V dan boshlanib eksponenta bo'yicha +5 Vda yakunlanadi.

D. Impuls generatori – II

Keling shu sxemada tajribalar o'tkazib ko'raylik. Bu sxema tushuntirilganidek yaxshi ishlaydi, ammo shuni bilingki, hech bo'lmasa, chiqishdagi impuls kengligi davomida sxemaning kirishida baland potensial bo'lishi talab etiladi. Bu cheklovni olib tashlasa yaxshi bo'lar edi va 2.12-rasmda buni amalga oshirish yo'li ko'rsatilgan. Boshlang'ich sxemaga biz qo'shimcha Q_3 transistorli kommutator kiritamiz. Uning vazifasi, chiqishdagi impuls shakllana boshlaganida, kirishdagi signal nima qilishidan qat'iy nazar, Q_1 transistorining kollektorini yer potensialida ushlab turishdan iborat. Shunda, kengligi chiqishdagi impuls kengligidan katta yoki kichik bo'lishiga qaramay, kirishdagi musbat impuls sizga kerak bo'lgan kenglikka ega impulsni ishlab chiqarib beradi; rasmda keltirilgan signal shakllariga ahamiyat bering. Bilingki, Q_3 transistorini to'yingan holatda ushlab turish uchun, R_5 resistorining qarshiligi nisbatan katta tanlanadi.

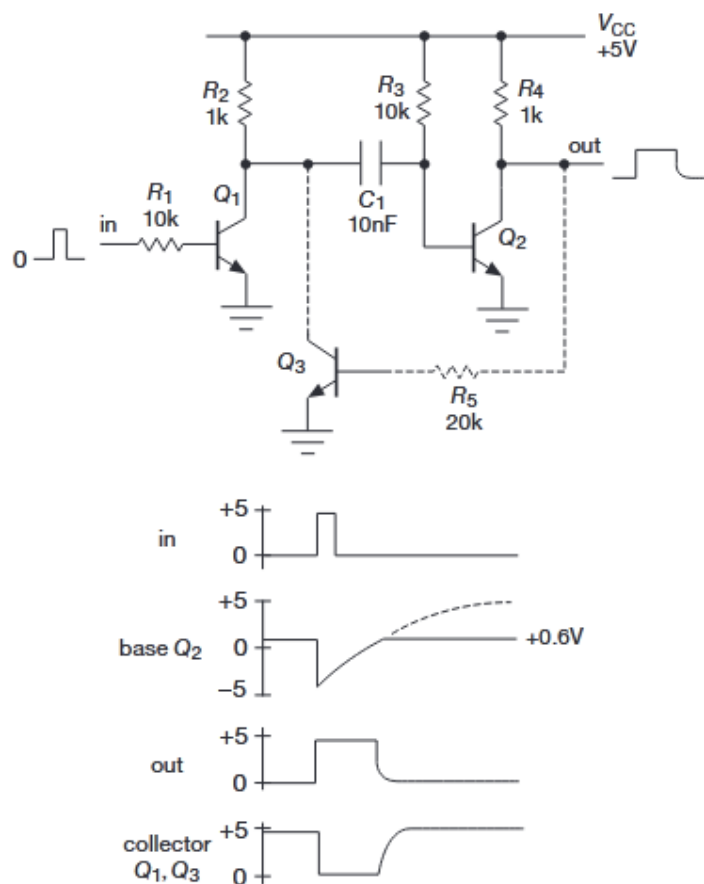
2.3-masala. Oxirgi talabni aniqlab oling: R_5 resistorining yuklovchi effekti hisobiga biroz kamaygan impuls kuchlanishi qiymatini aniqlang. Q_3 tranzistorining minimal β koeffitsienti, impuls kengligi davomida uni to'yingan holatida ushlab turishi uchun, qanday qiymatga ega bo'lishi kerak?

E. Impuls generatori – III

Bajaradigan yakuniy ishimiz: bu sxemaning mavjud kamchiligini to'g'rilaylik, yani chiqish impulsining sekinlashgan so'nishini tahlil qilaylik. Buning sababi Q_2 transistor bazasidagi kuchlanishni RC zanjirning 100 μ s li vaqt konstantasi bilan sekin o'zgarishi bo'ladi, kuchlanishning qiymati asta (va nisbatan sekin) o'sib, transistorni ochilish ostonasi bo'lgan ≈ 0.6 Vga qarab boradi. Bunday muammo impuls boshlanishida bo'lmaydi, chunki Q_2 transistori holatini o'zgartirish jarayonida bazasidagi kuchlanish keskin – 4.4 V qiymatiga o'tib oladi va transistorni keskin yopadi, natijada, Q_1 transistorining kommutatsion harakati hisobiga, chiqish impulsining oldi frontini keskin o'sishini ta'minlab beradi. Bu kasallikning davolanishi, sxemaning chiqishiga, o'zining transistorli sxemasida

¹³ Bu joyda ehtiyot bo'ling: bu sxema ishlashi uchun beriladigan manba kuchlanishi +7 Vdan oshmasligi kerak, chunki manfiy impuls Q_2 transistori bazasini teskari kuchlanish bilan ishdan chiqarishi mumkin. Bu tavsiya tajribali sxema loyihachilariga ham ziyon qilmaydi.

bajarilgan va Schmitt triggeri¹⁴ deb nomlangan, aqlli sxema ulash bilan amalga oshiriladi (2.13-rasm). Sxema quyidagicha ishlaydi:

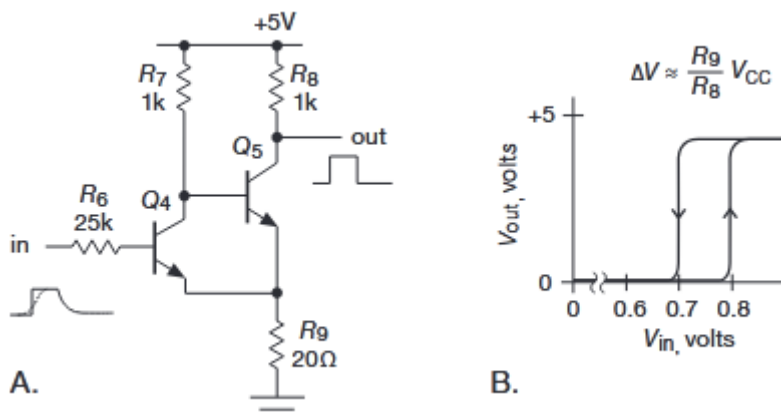


2.12-rasm. Kirishdagi step yoki impulsdan kalta impuls generatsiya qilish

Aytaylik, yuqorida ko‘rilgan sxema chiqishidan Schmitt triggerining kirishiga berilgan musbat impuls katta qiymatga (+5V) ega. Ana shu kuchlanish Q_4 transistorini to‘yingan holatda ushlab turadi va shunda Q_5 transistori yopiq bo‘lishini ta‘minlaydi, uning chiqshidagi kuchlanish +5V bo‘ladi. Q_4 transistorining emitter toki 5 mA atrofida bo‘ladi va muvofiq emitter kuchlanishi 100 mV atrofida bo‘ladi; transistor bazaidagi kuchlanish V_{BE} taxminan +700 mV bo‘ladi. Endi kirishdagi impulsning orqa frontiga nazar solaylik, uning kuchlanishi asta yerga qarab kamayib bormoqda. Kuchlanish qiymati + 700mV qiymatidan pastga tushsa, Q_4 transistori yopiladi va uning kollektoridagi kuchlanish katta qiymatga sakrab o‘tadi. Bu transistor oddiy transistorli kommutator bo‘lganida (ya‘ni, Q_5 tranzistori bo‘lmaganida), kollektoridagi kuchlanish +5 V qiymatigacha ko‘tarilar edi; ammo uning kollektoridagi R_7 resistor orqali oqqan tok Q_5 tranzistorini to‘yingan holatga o‘tkazadi, natijada Q_5 transistorining kollektori yergacha tushadi. Bizning tahlilimizning ana shu joyida qo‘shilgan sxema befoyadadek bo‘lib ko‘rinadi, chunki uning chiqishi kirishi bilan bir xil! Bunga e‘tibor qilmay, sxemaga chuqurroq nazar bilan yaqinlashaylik: kirishdagi impuls kuchlanishi so‘nib borib, 700 mV ostona kuchlanishi qiymatini kesib o‘tganda Q_5 transistori ochiladi, umumiy emitterlar toki $\approx 10\text{mA}$ gacha ortadi (5mA tok Q_5 transistorining kollektoridan va qolgan $\approx 5\text{mA}$ tok uning bazasidan oqib kirib, emitterdan oqib chiqadi). Emitter resistoridagi kuchlanish tushuvi endi 200 mV bo‘lib, sxemaning ostona kuchlanishi + 800 mVgacha ko‘tarildi. Endi +700 mV ostona kuchlanishini kesib o‘tgan kirish kuchlanishi, o‘zi uchun yangi va yaxshiroq ostona kuchlanishi bilan to‘qnashadi va natijada transistorning ochilish jarayoni

¹⁴ Schmitt triggerini, operatsion kuchaytirgichlarni yoki komparatorlarni ishlatib, yaratish usullari bilan 4-bobda tanishamiz

tezlashadi. Bu “regenerativ” jarayon, sekin o‘zgargan kuchlanishni Schmitt triggeri transistorining keskin yopilishiga o‘zgartirganini ko‘rsatadi.



2.13-rasm. “Schmitt triggeri”, kirishiga berilgan signalning qanday o‘zgarishidan qat’iy nazar, chiqishida impulsning orqa fronti keskin bo‘lishini yaratadi.

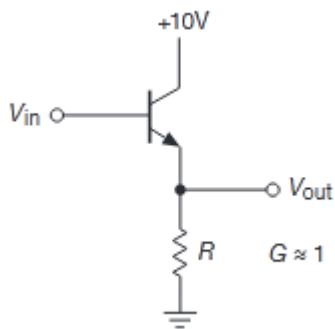
Kirishdagi kuchlanish o‘zgarishida qayd etilgan yuqori ostonani kesib o‘tsa ham sxemadagi jarayonlar o‘xshash o‘tadi; 2.13 B-rasmda, kirishdagi kuchlanish o‘zgarib sxemaning ikki ostonasini kesib o‘tganidagi chiqish kuchlanishini o‘zgarishlari, ko‘rsatilgan. Bu jarayon *hysteresis* deb ataladi. Kirishidagi kuchlanish ikki ostonaga kuchlanish qiymatlarini kesib o‘tsa Schmitt triggerining chiqishi keskin o‘zgarib, qisqa frontli impuls ishlab chiqaradi. Biz 4 va 10-boblarda Schmitt triggeri bilan yana uchrashamiz. Transistorli kommutatorlar, yuqorida ko‘rilgan “signal” rejimida (murakkabroq raqamli sxemalar bilan birgalikda) va “quvvat kommutatori” rejimida, katta toklar, katta kuchlanishlar yoki ikkovini ham kommutatsiya qilishda, baxaybat yuklamalarni boshqarishda, quvvatni konversiya qilishda juda keng ishlatiladi. Transistorli kommutatorlar, biz uzluksiz (“chiziqli” yoki “analogli”) signallarni kommutatsiya qilganimizda, mexanik kommutatorlar o‘rniga ham ishlatilishi mumkin. Keyingi bobda, kommutatsiya amalini ideal bajaradigan, FETlarni o‘rganganimizda, buning misollari bilan tanishamiz. 12-bobda, logik signallar bilan boshqa signallarni va tashqi yuklamalarni boshqarish usullari bilan tanishganimizda, transistorli kommutatorlarni yana uchratamiz. Endi biz bir necha transistorli chiziqli sxemalarni ko‘rib chiqishga o‘tamiz

2.2.3 Emitter qaytargichi (emitter follower)

2.14-rasmda *emitter qaytargich*idan namuna keltirilgan. Bu sxemaning nomlanishi chiqish transistorining emitteridan olingan bo‘lganidan. Chiqish kuchlanishi bilan transistorning kirish kuchlanishining ko‘rinishi bir xil bo‘lib, faqat chiqish kuchlanishining qiymati kirishdagi kuchlanishdan to‘g‘ri ulangan dioddagi kuchlanish tushuviga, ya’ni 0,6 voltga kichik bo‘ladi:

$$V_E \approx V_B - 0,6 V$$

Chiqish kuchlanishi kirishining nusxasi bo‘lib, faqat 0,6 – 0,7 V ga kichik bo‘lgan musbat kuchlanish ekan. Bu sxemada V_{in} kirish kuchlanishi +0,6 volt yoki undan ko‘proqqa, emitterga nisbatan, yerdan baland bo‘lishi talab etiladi. Emitter resistorini manfiy manba kuchlanishiga ulab, qaytargichni ikki qutbli signallar bilan ishlashiga imkon berishingiz mumkin. Emitter qaytargichida kollektor resistorini yo‘qligiga ahamiyat bering.



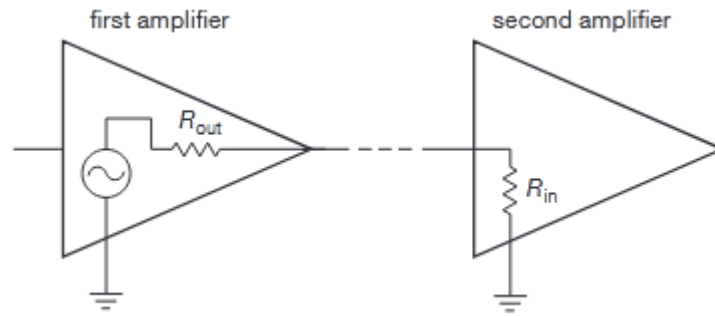
2.14-rasm. Emitter qaytargichi

Birinchi ko‘rinishda bu sxema befoydaga o‘xshaydi. Lekin uning kirish impedansi chiqish impedansidan ancha katta ekanligini bilib olsangiz, sxemaning katta foyda berishiga ishonch hosil qilasiz. Demak, bu sxema kirishiga ulangan signal manбайдan, transistor chiqishidagi yuklamaga bevosita ulanganligidan, kam quvvat talab qiladi. Boshqacha qilib aytganda, signal amplitudasini deyarli yo‘qotmagan holda, sxema yuklamasi uchun kichik ichki impedansli manba sifatida ishlashi mumkin ekan. Boshqacha qilib aytganda, emitter qaytargichi kuchlanishni emas, balki tokni kuchaytirar ekan. Demak u quvvatni kuchaytiradi. Kuchlanishni kuchaytirish degani xali hamma narsa emas.

A. Manba va yuklamalarning impedanslari

Oxirgi aytilgan gap juda muhim, va emitter qaytargichlarining foydali sifatlarini qayd etishdan avval, kengroq ko‘rib chiqilishga arziydi. Elektron sxemalarda siz doym sxemaning chiqishini boshqa sxemaning kirishiga, 2.15-rasmda ko‘rsatilganidek, ulaysiz. Signal manbai kuchaytirgich kaskadining chiqishi bo‘lishi mumkin (Thevenin ekvivalent ketma-ket impedansi Z_{out}). Yuklamaning Z_{in} impedansi kuchaytirgich impedansi bilan muvofiqlangan bo‘lishi kerak. Umuman olganda yuklama, biz §1.2.5 da ko‘rganimizdek, signal manbaini “o‘tirgizadi”. Bu xodisa ta’sirini kamaytirish uchun $Z_{out} \ll Z_{in}$ talabi bajarilishi shart (qoidaga ko‘ra 10 barobar kichik bo‘lishi kerak). Ba’zi hollarda bu qoidaga amal qilmasdan, manbaning chiqish impedansini yuklamaning impedansiga teng qilib olinadi. Agar yuklama manbaga doim ulangan bo‘lib tursa va yuklamaning impedansi o‘zgarmaydigan bo‘lsa, uning signal manbaini “yuklashi” katta ahamiyatga ega bo‘lmaydi. Ammo, yuklama ulanganida signal qiymati o‘zgarmasligi juda yaxshi hisoblanadi. Agar yuklama impedansi signal qiymati bilan birga o‘zgarsa, ($Z_{out} \ll Z_{in}$) talabi chiziqlikni ta’minlab beradi va aksincha kuchlanish qiymatiga bog‘liq bo‘lgan kuchlanish bo‘luvchisi xato bilan ishlashi mumkin¹⁵. Va nihoyat, §1.2.5A da qayd etilganidek, quyidagi ikki holatda ($Z_{out} \ll Z_{in}$) talabi xaqiqatan salbiy natijalarga olib keladi: radio chastotalarda ishlaydigan sxemalarda biz odatda impedanslarni kelishtiramiz ($Z_{out} = Z_{in}$), buning sabablarini N-ilovada tushuntiramiz. Va ikkinchi hol –signal kuchlanish shaklida emas, balki tok shaklida bo‘lganida. Bunday hollarda qoida teskari bo‘lib qoladi ($Z_{out} \gg Z_{in}$) (tok manbaining impedansi $Z_{out} = \infty$ bo‘ladi).

¹⁵ Impedansning kompleks tabiatini ko‘rsatish kerak bo‘lgan hollarda biz qalin chiziqli Z xarflardan foydalanamiz. Umuman “impedans” iborasi impedans qiymatini ko‘rsatish yoki xaqiqiy impedansni (misol, transmission liniya impedansi) ko‘rsatish uchun ishlatiladi, qolgan joylarda biz oddiy Z matematik-italik xarflardan foydalanamiz



2.15-rasm. Sxemaning yuklamasi o‘zining ichki impedansi bilan kuchlanish bo‘luvchisi sifatida ishlashi ko‘rsatilgan

B. Emitter qaytargichining kirish va chiqish impedanslari

Demak, emitter qaytargichi signal manbalari va yuklamalarning impedanslarini o‘zgartirish uchun juda foydali sxema ekan. Aslini aytganda ham, shu xususiyati qaytargichning bor bo‘lgan yagona foydali funksiyasidir.

Emitter qaytargichining kirish va chiqish impedanslarini transistorning xarakteristikalariga bog‘lab aniqlaymiz. Qaytargichda transistorning emitteriga ulangan resistor R yuklama vazifasini bajaradi (amalda faqat cheklangan hollarda R yuklama vazifasini bajaradi; sxemaning yuklamasi shu R resistorga parallel ulanadi va R yuklama qarshiligida impedansni belgilovchisi bo‘ladi). Transistor bazasidagi kuchlanish ΔV_B qiymatiga o‘zgardi deylik; shunda emitter zanjiridagi muvofiq kuchlanish o‘zgarishi $\Delta V_E = \Delta V_B$ bo‘ladi. Shunda emitter toki quyidagi qiymatga o‘zgaradi

$$\Delta I_E = \Delta V_B / R$$

$$\text{demak } \Delta I_B = \frac{1}{\beta + 1} \Delta I_E = \frac{\Delta V_B}{R(\beta + 1)}$$

($I_E = I_C + I_B$ dan foydalanib olingan)

Sxemaning kirish impedansi $\Delta V_B / \Delta I_B$

$$\text{Demak, } r_{in} = (\beta + 1)R \quad (2.2)$$

Transistorning betta (β) koeffitsienti 100 lar atrofida bo‘ladi, demak impedansi kichik bo‘lgan yuklama transistorning bazasidan qaralganda ancha katta impedansga ega bo‘lib qolar ekan; bunday yuklamani signal bilan ta‘minlash ancha osonlashadi. Yuqoridagi formulalarda kichik signal kattaliklaridan foydalandik. Bunday kattaliklar sxemalardagi kuchlanish yoki toklarni o‘zgarishlari bilan bog‘liq bo‘lgan jarayonlarni ko‘rsatish uchun ishlatiladi. Bunda “kichik signal” o‘zgarishlari, tovush kuchaytirgichlarida bo‘lganidek, o‘zgarmas hosillovchisiga qo‘shilib keladi. Transistorning h_{FE} o‘zgarmas tokni kuchaytirish koeffitsienti bilan kichik signal toklarini kuchaytirish koeffitsienti (h_{fe} ko‘p hollarda tushunarsiz bo‘lgani sababli o‘rniga β betta ishlatiladi) oralig‘ida katta farq yo‘q. Juda yaxshi, $h_{fe} \approx h_{FE}$ bo‘lgani sababli (yuqori chastotalarda tenglik yo‘q) siz ularni aniq farqlay olmaysiz. Yuqoridagi formulada ishlatilgan qarshilikning o‘rniga ΔV_B , ΔI_B kattaliklarni kompleks sonlar deb olib kompleks impedansni ishlatishimiz mumkin. Shunda tenglamaning ko‘rinishi quyidagicha bo‘ladi:

$$Z_{in} = (\beta + 1)Z_{load} \quad (2.3)$$

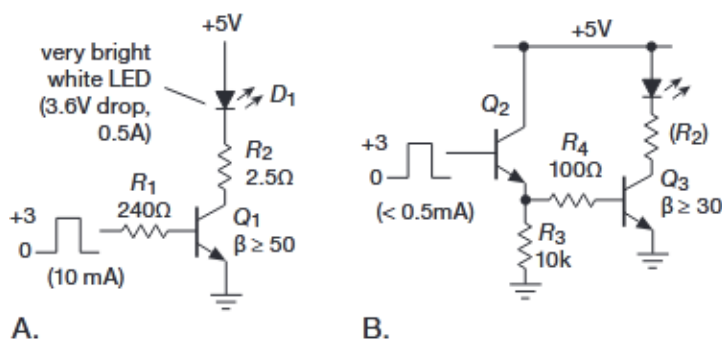
Emitter qaytargichning kirish impedansini aniqlaganimizdek, uning Z_{out} chiqish impedansini (emitterga qaragan impedans) ham ifodalashimiz mumkin. Shunda, emitter qaytargichi, ichki impedansi Z_{source} bo'lgan signal manbaidan yuklangan deb olamiz.

$$Z_{out} = \frac{Z_{source}}{\beta + 1} \quad (2.4)$$

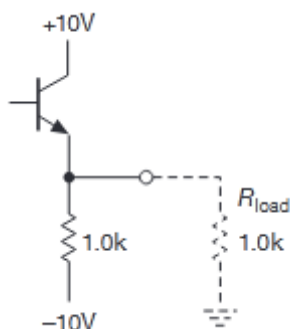
Sxemaning chiqish impedansiga parallel ulangan R qarshiligini ham hisobga olishimiz shart, ammo Z_{out} (emitterga qaragan impedans) amalda asosiy bo'lib qoladi.

2.4-masala. Yuqorida emitter qaytargichining chiqish impedansi uchun yozilgan ifodani to'g'riligini ko'rsating. *Eslatma:* emitter qaytargichining manba kuchlanishini belgilangan qiymatda olib, kirish kuchlanishi o'zgargarishi sabab chiqish tokining o'zgarishini aniqlang. Signal manbai transistorning bazasiga ketma-ket ulangan resistor orqali borishini esda tuting.

Shu qo'sh ajoyib xususiyatlari tufayli emitter qaytargichlari sxemotexnikada juda keng qo'llaniladi. Kichik impedansli signal manbaini yaratishda, ichki impedansi katta bo'lgan (kuchlanish bo'luvchisidan olingan) stabil kuchlanish manbaini kichik impedansli kuchlanish manbaiga aylantirishda va, umuman, signal manbaiga yuklama impedansining ta'siridan izolyasiya qilishda emitter qaytargichlari samarali ishlatiladi.



2.16-rasm. Transistorli kommutator kirishiga ulangan emitter qaytargichi katta tokli yuklamalarni kichik toklar bilan boshqarish imkonini beradi.



2.17-rasm. Emitter qaytargichi bir necha manbaidan tok olishi mumkin, lekin faqat emitteridagi resistor orqali cheklangan tok oqishi mumkin.

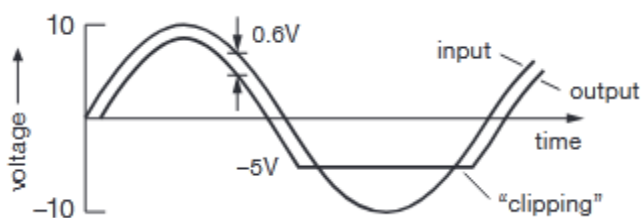
2.5-masala. Transistorning bazasiga + 15 voltli manbaidan olingan kuchlanish berilib, chiqishida stabil + 5 volt kuchlanish hosil qiladigan emitter qaytargichini yarating. Yuklamaning maksimal toki 25 mA. Resistorning qarshiligi, yuklama to'liq bo'lganida, chiqish kuchlanishini 5 % dan ko'pga tushirmasligi kerak.

C. Qaytargichdan ishlagan kommutatorlar

2.16-rasmda noqulay sxemani emitter qaytargichi tomonidan qutqarilganiga yaxshi misolni ko'rishimiz mumkin. Juda yorug' LEDni (yoritish uchun ishlatiladigan turini) biz manbaga ulashni harakatini qilmoqdamiz, undagi kuchlanish tushuvi 3.6 V bo'lganida 500 mA tok oqadi. Bizda yana boshqarish uchun 0 - 3 V logik signal ham bor. Birinchi sxemada yagona to'yingan npn transistorli kommutator ishlatilgan, uning baza zanjirida o'rnatilgan resistor 10 mA baza tokini ta'minlaydi, kollektordagi tokni cheklovchi 2.5 Ω resistor LED tokini belgilaydi. Sxema yaxshiga o'xshaydi. Ammo kommutator sxemasi boshqaruvchi signal manbaida katta tok istemol qilmoqda va Q_1 transistor yuklamasida 0.5 A tok ta'minlab berishi uchun anchagina katta bo'lgan kuchaytirish koeffitsientiga ega bo'lishi talab etiladi. Ikkinchi sxemada (2.16B-rasm) emitter qaytargichi yordamga keldi va kommutator signal manбайдan oladigan tokini ancha kamaytirdi (o'zining tokni kuchaytirish koeffitsienti hisobiga) va shu bilan birga kommutator transistorining (Q_3) beta koeffitsientiga bo'lgan talabni ancha yumshatdi. Shu yerda adolatli bo'lish uchun aytishimiz kerakki ostonasi past bo'lgan MOSFET bu muammo uchun oson yechim bo'lishi mumkin; biz bu yechimni 3 va 12-boblarda ko'rsatamiz.

D. Qaytargichlarga taaluqli bo'lgan muhim jihatlar

Tok faqat bir tomonga oqadi. Emitter qaytargichida ishlatilgan npn transistor faqat tok "manbai" bo'lishi mumkin (§2.1.1, 4 – qoidaga muvofiq). Misol uchun, 2.17 –rasmda keltirilgan yuklangan sxemaning chiqishidagi kuchlanish transistorning to'yinish holatiga to'g'ri kelgan (+ 9,9 V) kuchlanish ko'lamida (V_{CC}) o'zgarishi mumkin, lekin – 5Vdan pastga tushmaydi. Kirishidagi signal manfiy tomonga harakatlenganda transistor noiloj – 4,4 volt kirish kuchlanishida (chiqish kuchlanishi – 5V) yopilib qoladi. Kirishdagi ortiqcha manfiy kuchlanish transistorning baza – emitter kontaktini teskari siljishiga sabab bo'ladi, lekin chiqish kuchlanishini o'zgartirmaydi. Emitter qaytargichining kirishiga amplitudasi 10 volt bo'lgan sinusoidal signal berilganida, chiqishidagi signal ko'rinishi 2.18 – rasmda ko'rsatilganidek bo'ladi.

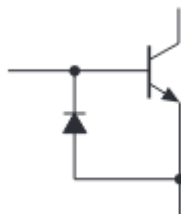


2.18-rasm. npn transistorli emitter qaytargichining kirishidagi sinusoidal signalga chiqishida assimetrik javob qilishining tasviri.

Bu muammoga boshqa ko'z bilan qaralganda, emitter qaytargichi *kichik signallar* uchun kichik chiqish impedansiga ega sxema ekan. Katta signallar uchun chiqish impedansi ancha katta bo'ladi (R_E qiymati atrofida). Emitter qaytargichining transistori aktiv kuchlanishlar ko'lamida bo'lganida, chiqish impedansi o'zining kichik signal qiymatidan katta signal qiymatigacha o'zgaradi (misolda, - 5V). Boshqacha qilib aytganda, kichik signal uchun qaytargichning kichik bo'lgan chiqish impedansi shu qarshilik bilan sxema katta signalda ham ishlay oladi degani emas. Kichik chiqish impedansi sxemaning chiqishida katta tok bo'lishini bildirmaydi. Emitter qarshiligini kamaytirish (resistor va transistorni qizishiga sabab bo'ladi), pnp transistorini ishlatish (agar signal asosan manfiy bo'lsa) yoki komplementar npn va pnp transistorlardan tashkil topgan ikki taktli kuchaytirgichni (§2.4.1) ishlatish bu muammoni xal qilishi mumkin. Emitter qaytargichining yuklamasida kuchlanish yoki tok manbai mavjud bo'lsa ham shunday muammo bo'lishi mumkin. Bunday muammo, chiqishida emitter

qaytargichi bo‘lgan regulator o‘zining manbaiga ega bo‘lgan sxemaga yuklangan hollarda ham hosil bo‘ladi.

Baza – emitter kontaktini buzilishi. Silikonli transistorlarning baza – emitter kontakti katta bo‘lmagan (6V) teskari kuchlanishidan ishdan chiqishi mumkin ekanligini esdan chiqarmang. Transistorni ishlash rejimidan chiqarib yuborishga qodir bo‘lgan kirish signali transistorni ishdan chiqarishi mumkin (shunda uning betta koeffitsienti ham kamayib ketadi). Buni oldini olish uchun transistorning baza – emitter kontaktiga parallel himoyalovchi diodni teskari ulash kerak (2.19 –rasm).



2.19–rasm. Diod transistorni katta manfiy kuchlanishlardan himoya qiladi

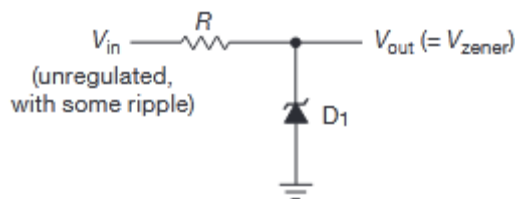
Kuchaytirish koeffitsienti birdan ozroq kichik. Emitter qaytargichining kuchlanish bo‘yicha kuchaytirish koeffitsienti, baza – emitterdagi musbat kuchlanish tushuvining qiymati konstanta bo‘lmay, transistorning kollektor tokiga bog‘liq bo‘lgani sababli, 1,0 dan biroz kichik bo‘ladi. Keyinchalik, Ebers – Moll tenglamasini qo‘llaganimizda, biz bunga qaytamiz.

2.2.4 Emitter qaytargichini kuchlanish regulatori sifatida ishlatish

Zener diodida yig‘ilgan kuchlanish regulatori sxemotexnikada eng oddiy sxema hisoblanadi (2.20 –rasm). Bu sxemada tokning bir qismi diod orqali oqib o‘tishini e‘tiborga olib, sxemadan olinadigan maksimal chiqish tokining qiymati tanlanadi

$$\frac{V_{in(min)} - V_{out}}{R} > I_{out(max)}$$

V_{in} kirish kuchlanishi stabil bo‘lmagani sababli siz uning o‘zgarishlaridagi eng kichik qiymatini olasiz. Buni eng yomon holat uchun bajarilgan hisob deyishadi. Amalda siz komponentlarning aniqligi, tarmoq kuchlanishini o‘zgarishlarini ham hisobga olib sxemangizni yaratishingiz mumkin.



2.20-rasm. Zener diodli oddiy kuchlanish regulatori

Zener quyidagi quvvatni o‘zidan tarqatib yubora olishi kerak:

$$P_{zener} = \left(\frac{V_{in} - V_{out}}{R} - I_{out} \right) V_{zener}$$

Sxema eng og‘ir sharoitda ham ishlashi uchun siz $V_{in(max)}$ va $I_{out(max)}$ qiymatlarini tanlab olasiz.

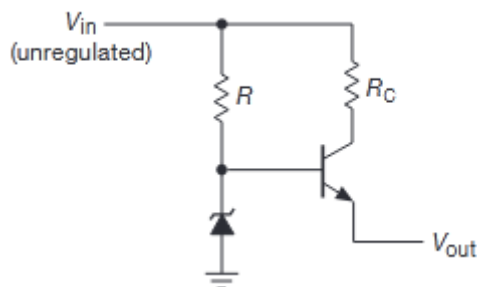
2.6-masala. Yuklama toki 0 – 100 mA bo‘lgan chiqish kuchlanishi +10 V regulator yarating; kirishidagi kuchlanish + 20 volt dan +25 voltgacha o‘zgarib turishi mumkin. Zener tokini 10 mA qilib oling. Zenerning quvvati qancha bo‘lishi kerak?

Bu oddiy zenerli regulator kam tok istemol qiladigan sxemalarda qo‘llaniladi. Shunga qaramay, bu sxema, quyidagi sabablarga ko‘ra, ishlatilishi cheklangan:

1. V_{out} chiqish kuchlanishini o‘zgartirib, aniq qiymatga sozlab bo‘lmaydi.
2. Zener diodlari pulsatsiyalarni to‘liq yo‘q qilmaydi, sxemaning kirish kuchlanishi va yuklamasi o‘zgarishlarini, zenerning dinamik impedansi cheklangan bo‘lgani sababli, to‘liq yo‘q qila olmaydi.
3. Yuklamaning toki katta qiymatlarda o‘zgaradigan hollarda katta quvvatli zener ishlatilishi mumkin¹⁶.

Zenerni yuklamadan izolyasiya qilish uchun emitter qaytargichini ishlatsangiz, xarakteristikalarini ancha yaxshilangan regulator sxemasini yaratishingiz mumkin (2.21-rasm). Bu sxemada regulatorni ishlashi ancha yaxshilangan bo‘ladi. Transistorning baza toki kichik bo‘lgani tufayli zener tokining yuklama tokiga bog‘liqligi ancha kam bo‘ladi va zener tarqatgan quvvati ham $1/\beta$ ga kamayadi. Kollektor zanjiriga o‘rnatilgan resistor R_C , transistorni, kollektor tokini cheklash hisobiga, yuklamaning qisqa tutashuvlardan saqlaydi. R_C qiymati tanlanishida, eng katta yuklama tokida undagi kuchlanish tushuvi zener tokini cheklovchi R resistoridagi kuchlanish tushuvidan kam bo‘lishi kerakligini hisobga oling.

2.7-masala. Yuqorida keltirilgan 2.6-masaladagi parametrlarga ega emitter qaytargichli regulatorni yarating. Transistorda va zenerdagi eng og‘ir temperatura holatini hisobga oling. Regulator yuklanganida, yuklanmagan holatiga nisbatan kuchlanish qancha foizga kamayadi? Avvalgi misol natijalari bilan taqqoslang.

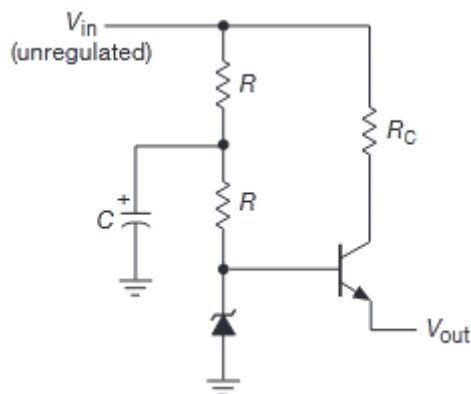


2.21-rasm. Katta yuklama toklarini ta‘minlash uchun ishlatiladigan emitter qaytargichli kuchlanish regulatori. R_C transistorni katta yuklama toklaridan saqlaydi.

Yuqorida ko‘rib chiqilgan sxemaning mukammallashtirilgan ko‘rinishi 2.22-rasmda keltirilgan. Bunda, tok (R orqali oqqan) pulsatsiyalarini uning stabil kuchlanishiga ko‘rsatgan ta‘sirini yo‘qotish uchun zener boshqa tok manbaidan tok oladi (§2.2.6). Zenerga kuchlanish berish zanjirida past chastotali filter qo‘llanilgan. R resistorlari yetarli zener tokini ta‘minlash talabidan tanlanadi. C kondensatorning sig‘imi tanlanishida quyidagi talabga amal qilish kerak bo‘ladi: $RC \gg 1/f_{ripple}$ ¹⁷. Keyinchalik siz ko‘rsatilgandan mukammalroq, chiqish kuchlanishi osongina o‘zgartiriladigan, regulatorlar bilan tanishasiz. Bu regulatorlar, chiqish impedansi milliohmlarda o‘lchanadigan, temperatura koeffitsienti millionlardan bir foizlarda bo‘lgan, kuchlanish manbalaridir.

¹⁶ Bunday xususiyat barcha shuntlovchi regulatorlarga xos va ularning eng oddiy misoli zener bo‘ladi

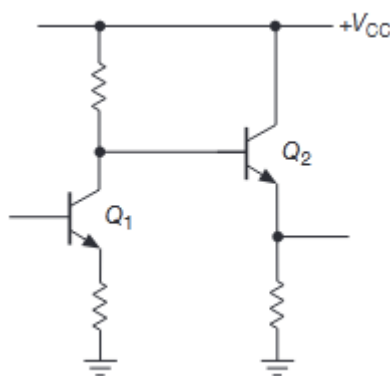
¹⁷ Bu sxemaning variantida yuqoridagi resistor diod bilan almashtirilgan.



2.22-rasm. Zener regulatorida pulsatsiyalarni kamaytirish

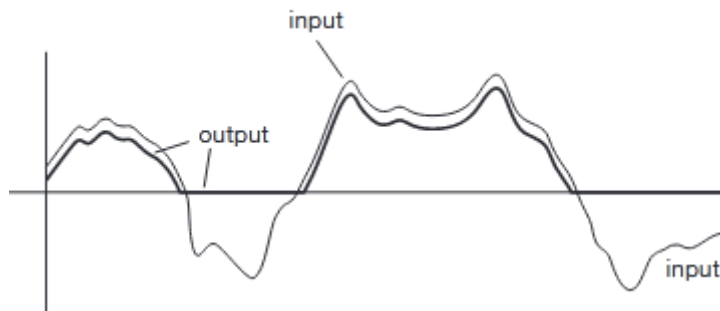
2.2.5 Emitter qaytargichini ish rejimiga kiritish

Emitter qaytargichining kirishiga signal sxemaning boshqa blokidan berilganida, transistorning bazasini bevosita shu blokning chiqishiga ulash yaxshi bo‘ladi (2.23-rasm).



2.23-rasm. Emitter qaytargichini oldidagi kaskaddan siljitish

Q_1 transistorining kollektoridagi signal manba kuchlanishi ko‘lamida bo‘lgani uchun, Q_2 transistori bazasidagi kuchlanish V_{CC} va yer oralig‘ida bo‘ladi va transistorni aktiv zonada ushlab turadi (uzilmagan va to‘yinmagan holda bo‘ladi). Q_2 transistorining baza – emitter diodi o‘tkazuvchan holda va kollektori emitteriga nisbatan biroz, voltning bir necha bo‘laklariga, musbatroq bo‘ladi. Lekin, qaytargichning kirishi doyim manba kuchlanishiga nisbatan shunday ish rejimida bo‘lmaydi. Qaytargichning kirishiga tashqi signal manbaidan kondensator orqali o‘zgaruvchan signal berilishi bunga yaxshi misol bo‘lishi mumkin (yuqori aniqlikda ishlaydigan kuchaytirgichga audio signal berilsa). Shunda o‘rtacha kuchlanish qiymati nolga teng bo‘lgan signalni qaytargich kirishiga berilsa, chiqishidagi kuchlanishning ko‘rinishi 2.24-rasmda ko‘rsatilganidek bo‘ladi. Ikki qutbli signalni kuchaytirishi uchun emitter qaytargichining transistori muvofiq ish rejimiga kiritilishi shart. Buning uchun uning bazasida ish rejimini belgilovchi kuchlanish bo‘lishi kerak bo‘ladi. Transistorning bazasidagi o‘zgarmas kuchlanish bo‘luvchisi shu ish rejimi kuchlanishini ta‘minlab berishi mumkin. Ya‘ni transistorning bazasi nolda emas, balki noldan siljirilgan bo‘lishi kerak. Shu sababli elektronkada bu kuchlanishni siljitish kuchlanishi deb atashadi (2.25-rasm). R_1 va R_2 resistorlari V_{CC} manba kuchlanishini bo‘lib, transistorning bazasiga manba kuchlanishining yarmini berib turadi, demak R_1 va R_2 qiymatlari o‘zaro teng.

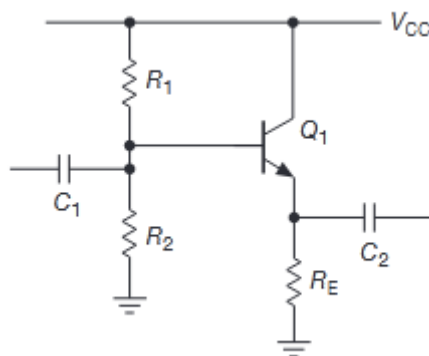


2.24-rasm. Faqat musbat kuchlanishli manba bilan ishlagan kuchaytirgich chiqishida manfiy qutbli kuchlanishlar bo'lmaydi.

Kuchaytirgich rejimida ishlagan transistorning bazasidagi, signal bo'lmagan holdagi, o'zgarmas kuchlanish qiymatini o'rnatish uning *sokinlik nuqtasini* belgilash deb ataladi. Bizning misolda, boshqa ko'p misollarga o'xshab, sokinlik nuqtasini tanlashda qo'yiladigan talab – kuchaytirgich chiqishidagi signal simmetrik ravishda o'zgarib, uchi va tagi qirilmagan bo'lishi kerak. Shunda R_1 va R_2 resistorlarning qarshiligi qancha bo'lishi kerak? Bizning avval kiritgan umumiy prinsipimizga (§1.2.5A, §2.2.3A) binoan siljitish zanjirining impedansi (kuchlanish bo'luvchisiga qarab turgan dc impedansi) yuklama impedansiga nisbatan (qaytargich transistorining bazasiga qarab turgan dc impedansga) kichik bo'lishi kerak. Bizning misolimiz uchun

$R_1 \parallel R_2 \ll \beta R_E$ bo'lishi kerak.

Bu talabni boshqacha qilib aytganimizda, kuchlanish bo'luvchisi orqali oqadigan o'zgarmas tok qiymati bazaga oqib kiradigan tokdan katta bo'lishi kerak.



2.25-rasm. Signal kondensatorlar orqali o'tadigan emitter qaytargichi sxemasi. Transistor bazasining siljilishini ta'minlovchi kuchlanish bo'luvchisiga ahamiyat bering

A. Emitter qaytargichini yaratishga misol

Misol tariqasida, audio signallarni (20 Hz - 20 kHz) kuchaytirish uchun emitter qaytargichining loyihasini ko'rib chiqamiz. Manba kuchlanishi $V_{CC} +15$ V, transistorning sokinlik toki 1 mA bo'lishi kerak.

1-qadam. V_E emitter kuchlanishini tanlash. Signalning eng katta imkoni bo'lgan cheklovsiz tebranishi $V_E = 0,5 V_{CC}$ yoki 7,5 V bo'ladi.

2-qadam. R_E emitter qarshiligi tanlanadi. 1 mA sokinlik toki uchun $R_E = 7,5$ k.

3-qadam. R_1 va R_2 resistorlarining qarshiligini tanlash. Bazadagi siljitish kuchlanishining qiymati $V_B = V_E + 0,6$ yoki 8,1 volt. Demak qarshiliklarning nisbati 1 : 1,17 bo‘ladi. Yuqorida qo‘yilgan talabga binoan R_1 va R_2 parallel ulanganligidagi qarshiligi 75 k atrofida bo‘lishi kerak (7,5 k ko‘paytirilgan β). Resistorlarning muvofiq standart qarshiliklari $R_1 = 130$ k, $R_2 = 150$ k bo‘ladi.

4-qadam. C_1 kondensatorining sig‘imini tanlash. C_1 kondensatori impedansi yuklamadek ko‘ringan yuqori chastotali filitri tashkil qiladi, u bazaga qaragan impedans bilan kuchlanish bo‘luvchisiga qaragan impedans bilan parallel ulangan. Agar filter sxemasi yuklamasining qarshiligi emitter qarshiligidan katta deb qabul qilsak, bazaga qaragan impedansning qiymati βR_E , 750 k atrofida bo‘ladi. Kuchlanish bo‘luvchisining qarshiligi 70 k (resistorlar parallel ulangan). Kondensatorning qarshiligi 63 k bo‘lgani sababli 20Hz signalning 3 dB nuqtasida sig‘imi kam deganda 0,15 μ F bo‘lishi kerak.

5-qadam. C_2 kondensatorining sig‘imi tanlanadi. C_2 kondensatori, impedansi noma’lum bo‘lgan, yuklama qarshiligi bilan yuqori chastotali filitri tashkil qiladi. Lekin yuklama qarshiligi R_E emitter qarshiligidan kam bo‘lmaydi deb olsak, 20 Hz chastotali signalning 3 dB ga so‘nish nuqtasidan C_2 kondensatorning sig‘imi kam deganda 1,0 μ F bo‘lishi kerak. Bu sxemada ketma-ket ulangan ikkita yuqori chastotali filterlar mavjud bo‘lgani sababli, signalni ko‘p so‘nishini oldini olish uchun, kondensatorlarning sig‘imlarini oshirish kerak bo‘ladi (signal amplitudasining so‘nishi bizda 6 dB). Demak, $C_1 = 0,5$ μ F, $C_2 = 3,3$ μ F qiymatlarni tanlaymiz¹⁸. Bizning oddiy transistor modelimizdan, emitterdagi chiqish impedansi $Z_{out} = R_E \parallel [(Z_{in} \parallel R_1 \parallel R_2) / \beta]$, bunda Z_{in} bu sxemaga signal bergan manbaning (Thevenin) chiqish qarshiligi bo‘ladi. Endi, $\beta \approx 100$ qilib olinsa, chiqish qarshiligi 10 k bo‘lgan signal manbaining chiqish impedansi (emitterda) natijada 87 Ω bo‘lib qoladi. Mavjud bo‘lgan emitterning ichki impedansi r_E emitter qarshiligiga ketma-ket ulangan qo‘shimcha qarshilik beradi (bu effekt bilan §2.3da tanishamiz) va $0.025/I_E$ qiymatiga ega; natijada chiqish impe-dansi (10 klik manba bilan) 110 Ω bo‘ladi.

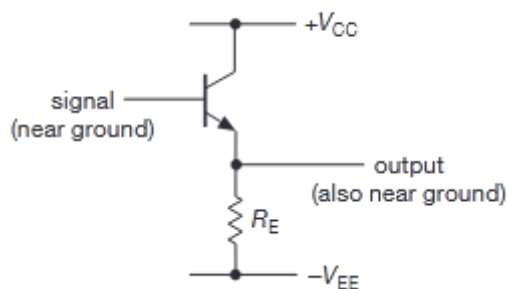
B. Manbai ikki qutbli bo‘lgan qaytargichlar

Signallar “yerga yaqin” bo‘lgani sababli musbat va manfiy qutbli manba ishlatishga to‘g‘ri keladi. Bu hol transistorning bazasini siljitish va o‘tish kondensatoridan voz kechishga imkon beradi (2.26-rasm).

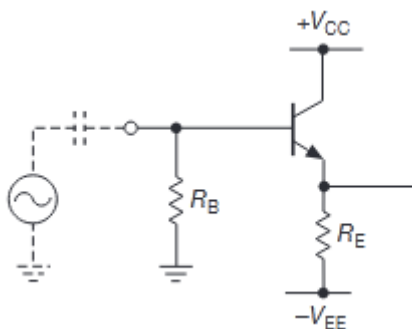
Ogohlantirish: baza toki faqat yer tomon oqadigan bo‘lsa ham unga o‘zgarmas tok oqadigan yo‘l-ni ta’minlab berishingiz kerak. Ko‘rsatilgan sxemada kuchlanish manbaining yerga ulangan nuqtasi bor deb taxmin qilingan. Aksincha (agar signal kondensator orqali bazaga keladigan bo‘lsa) bazani resistor bilan yerga ulab qo‘yishingiz kerak bo‘ladi (2.27-rasm). Bu R_B baza resistorining qarshiligi, avval ko‘rganimizdek, βR_E qiymatining o‘ndan biriga teng bo‘lishi kerak.

2.8-masala. Manbai ± 15 V bo‘lgan, audio chastotalarda (20 Hz – 20 kHz) ishlaydigan, sokinlik toki 5 mA bo‘lgan emitter qaytargichini loyihalang. Signal qaytargichga kondensator orqali kelishini ta’minlang.

¹⁸ Bu qiymatlar qulay “lo‘nda” bo‘lib ko‘rinmaypdi. Ammo ular sxemotexnikada keng tarqalgan EIA “E6” resistor va kondensatorlarning nominal qatorlarda mavjud bo‘lgan qiymatlardan tanlab olingan (C-ilovasiga qarang); va aslida “lo‘nda” bo‘lgan 0.5 μ F va 3.0 μ F qiymatlarni topish qiyinroq



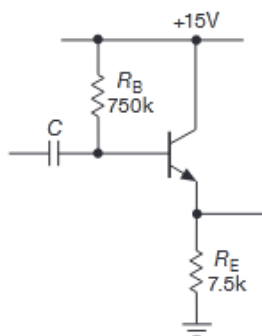
2.26-rasm. Manbai ikki qutbli bo'lgan emitter qaytargichi



2.27-rasm. Doim dc siljitish yo'lini ta'minlaydi

C. Yaroqsiz siljitish

Ba'zi hollarda 2.28-rasmda ko'rsatilgan emitter qaytargich sxemalarini uchratishingiz mumkin. Bu bazani siljitish sxemasi, R_B baza resistorining qarshiligini tanlab, betta (100) bo'lishini qabul qilib, baza tokini tahminan baholab va shunda R_B qarshiligi orqali oqqan tok unda 7 volt kuchlanish tushuvi hosil qiladi, degan taxmin bilan yaratilgan. Bu yaramas sxema; betta yaxshi parametr emas va katta qiymatlarda o'zgarishi mumkin. Yuqorida ko'rib chiqilgan kuchlanish bo'luvchisi vositasida yaratilgan sokinlik nuqtasi transistorning bettasiga bog'liq emas. Misol uchun, yuqorida ko'rib chiqilgan sxemada transistorni bettasi $\beta = 200$ bo'ladigan bo'lsa emitterdagi kuchlanish tushuvi 3,5 V(5%) bo'ladi xolos, nominal 100 ga nisbatan. Bu qopqonga tushib qaytargichlarda va boshqa kuchaytirgich sxemalarida bunday siljitish usullarini ishlatib qo'yishingiz xatari mavjud.

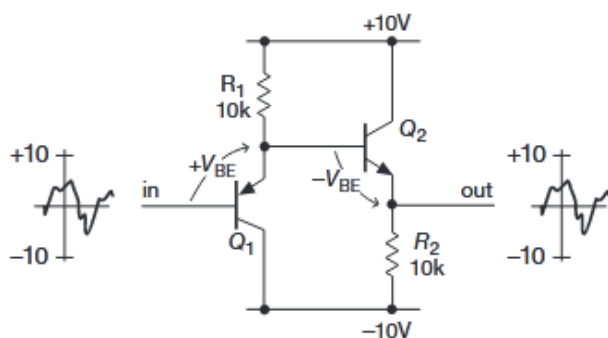


2.28-rasm. Bunday qilmang!

D. Siljitishdan voz kechish- I

Emitter qaytargichi, transistor bazasida mavjud $V_{BE} \approx 0.6V$ baza-emitter kuchlanishi bilan chiqish signalini siljitmasa yaxshi bo'lmas edimi? 2.29-rasmda pnp transistoridagi qaytargich (siljitish V_{BE}

kuchlanishi musbat) npn transistorli qaytargich bilan kaskadlangan (siljitish V_{BE} kuchlanishi manfiy) sxemada dc siljitish olib tashlangan. Sxema ikki qutbli $\pm 10V$ simmetrik kuchlanishlar manbaidan quvvat oladi: muvofiq emitter resistorlarining qarshiliklari ham bir xil qiymatlarga ega bo'lgani tufayli, kirishdagi signal 0V atrofida o'zgarib turgani uchun, ikki transistorning sokinlik toki o'zaro yaqin qiymatlarga ega bo'ladi. Bu sxema foydalanish uchun qulay va uni bilish befoyda emas. Ammo, bu sxemada siljilish muammosi to'liqligicha xal bo'lmaydi va buning sabablari bilan keyinroq shu bobda (V_{BE} kuchlanishining qiymati kollektor toki va transistorning turiga bog'liq bo'ladi) va 5-bobda tanishamiz. 4-bobda, qaytargich sxemasini operatsion kuchaytirgichlarda yaratish ancha oson va qulay ekanligini ko'ramiz. Bu qaytargichlarda siljitish kuchlanishi deyarli nolga yaqin bo'ladi ($10 \mu V$ yoki undan ham kichik); va o'zingizga tuhfa sifatida kirish impedansini megaomlargacha (yoki undan yuqoriga) ko'tarib olasiz, kirish toklarini nanoamperlarga (yoki undan ham kichikroq) kamaytirasiz va chiqish impedansini bir omning bo'lak qismlarigacha tushirib olasiz. 4-bobga qarab olg'a.



2.29-rasm. Kaskadlangan pnp va npn qaytargichlar V_{BE} siljitish kuchlanishini deyardi yo'q qiladi.

2.2.6 Transistorli tok manbalari

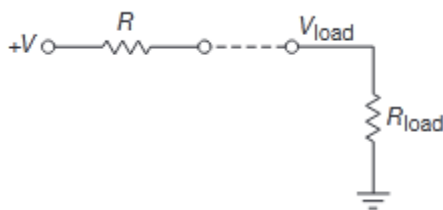
Ko'p hollarda kam e'tibor berilsa ham, tok manbalari kuchlanish manbalari kabi muhim va foydali. Tok manbalari transistorlar bazasini siljitishda juda yaxshi natija beradi, o'ta yuqori kuchaytirish ko'effitsientiga ega bo'lgan kuchaytirgich uchun tengi yo'q "aktiv yuklama" va differensial kuchaytirgichlarning emitter toki manbai sifatida ishlatiladi. Integratorlar, arrasimon impuls generatorlari, ramp generatorlari tok manbaiga muhtoj. Ular kuchaytirgich va regulator sxemalarida katta kuchlarishlar ko'lamini ta'minlab beradi. Va nihoyat, ular elektronikadan tashqari sohalarida ham unumli ishlatiladi: elektroforez, elektroximiyada.

A. Resistor plyus kuchlanish manbai

Tok manbai o'zi nima ekanligini tushunish uchun uning eng oddiy ifodasini 2.30 –rasmida ko'ring. $R_{load} \ll R$ (boshqachasiga $V_{load} \ll V$) talablariga amal qilinganida, yuklamadagi tok deyarli konstanta qiymatiga ega bo'lib, quyidagi ifodaga bo'ysunadi

$$I \approx V/R$$

Yuklama resistiv bo'lishi shart emas. Kondensatordagi kuchlanish $V_{capacitor} \ll V$ bo'lganida zaryadlanishi konstanta tezlikda – chiziqli bo'ladi; bu RC zanjirdagi kondensatorning eksponensial zaryadlanish funksiyasining boshlang'ich bo'lagining o'ziku.



2.30-rasm. Tok manbaining aproksimatsiyasi

Yuqorida keltirilgan resistorli tok manbaining bir necha kamchiliklari bor. Tok manбайдan talab etilgan xarakteristikalariga yaqinlashish uchun resistorga katta kuchlanish berishingizga to‘g‘ri keladi, shunda resistor ancha qiziydi. Resistorli tok manбайдa tok osonlikcha programmalana olinmaydi, ya‘ni kuchlanish katta ko‘lamda o‘zgartirilganida tok qiymatini saqlab bo‘lmaydi.

2.9-masala. Kuchlanish qiymati 0 dan 10 voltgacha o‘zgarish ko‘lami uchun aniqligi 1% tok manbaini yaratish uchun resistorli sxemaga qanday kuchlanish manbaini ketma-ket ulash kerak bo‘ladi?

2.10-masala. Yuqoridagi misolda sizga 10 mA tok kerak. Tokni cheklovchi resistorda qancha quvvat issiqlikka aylanib yo‘qoladi? Yuklamadagi quvvat qancha bo‘ladi?

B. Transistorli tok manbai

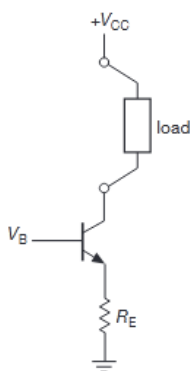
Baxtimizga, transistor bilan juda yaxshi tok manbaini yaratsa bo‘ladi (2.31 –rasm). Bunday transistorli tok manbai quyidagicha ishlaydi: transistorning bazasiga V_B kuchlanishi beriladi, $V_B > 0,6$ V bo‘lgani tufayli transistor doim ochiq holatida bo‘ladi:

$$V_E = V_B - 0,6 \text{ volt},$$

$$\text{Shunda } I_E = V_E / R_E = (V_B - 0,6 \text{ volt}) / R_E$$

Lekin $I_E \approx I_C$ bo‘lgani tufayli, katta betta uchun,

$I_C \approx (V_B - 0,6 \text{ volt}) / R_E$ bo‘ladi va transistor to‘yingan holatga o‘tmagani tufayli kollektor toki kollektor kuchlanishiga bog‘liq bo‘lmaydi ($V_C \geq V_E + 0,2 \text{ volt}$).

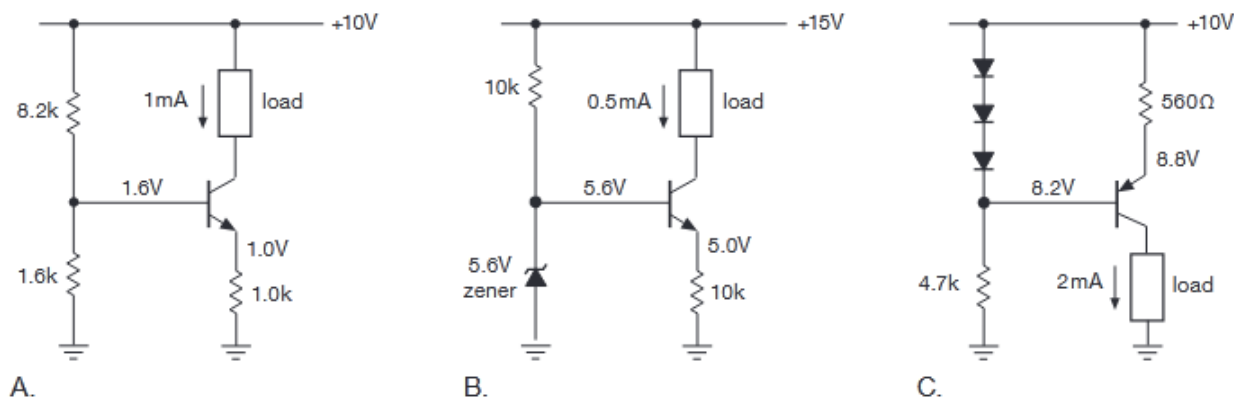


2.31–rasm. Transistorli tok manbai: asosiy g‘oya

C. Tok manбайдagi transistor bazasini siljitish

Bazadagi kuchlanishni bir necha yo‘llar bilan o‘rnatish bo‘ladi. Kuchlanish bo‘luvchisi, aniq kuchlanishni ushlab tura olishini hisobga olsak, yaxshi yechim bo‘la oladi. Avval ko‘rib chiqqan kriteriyaga muvofiq uning impedansi bazaga qaragan dc impedansdan (βR_E) ancha kichik bo‘lishi kerak. Bazaga

siljitish kuchlanishini V_{CC} dan manbalangan zener diodidan (yoki LM385ga o'xshagan, ikki terminalli reference integral sxemasi), yoki ketma-ket to'g'ri ulangan diodlardan¹⁹ olib, berish mumkin. 2.32-rasmda bazaga siljitish kuchlanishini berish usullariga misollar keltirilgan. Oxirgi misolda (2.32 C-rasm) pnp transistorli tok manbai yerga ulangan yuklamaga tok beradi. Qolgan ikki misolda (nnp transistorlar ishlatilgan) yuklamadagi tokni aslida *oqova toki (sink)* deb nomlash kerak, lekin amalda ular "*tok manbai*"²⁰ deb ataladi. Birinchi sxemada (A) kuchlanish bo'luvchisining impedansi taxminan $\sim 1,3$ k bazaga qaragan 100 k impedansga ($\beta = 100$ olingan) nisbatan deyarli konstanta qiymatga ega va transistorning kollektor kuchlanishi o'zgarishi sababli betta koeffitsientining o'zgarishlari kollektor (chiqish) tokiga ta'sir ko'rsatmaydi. Chiqish toki qiymatini faqat bazani siljitish kuchlanishi, ya'ni kuchlanish bo'luvchisining mo'tadil impedansi ta'minlab beradi. Qolgan ikkita sxemada siljitish resistorlari diodlarning ochiq holati va belgilangan tok oqishini ta'minlab beradi.



2.32–rasm. Transistorli tok manbai sxemalari, transistor bazasini siljitishning usullari: npn transistorda sizish (sink) toklari, pnp transistorda manba (source) toki. C- rasmda yuklama yerga nisbatan ishlaydi (pnp). 3.26-rasmga ham qarang.

D. Muvofiqlik (compliance)

Tok manbai, qiymati o'zgarmaydigan tok bilan, yuklamani faqat cheklangan kuchlanishlar ko'lamida ta'minlab berishi mumkin. Aksincha, tok manbai yuklamada cheklanmagan quvvatni ta'minlash imkoniga ega bo'lar edi. Tok manbai yuklamada belgilangan tok qiymatini ta'minlab berganidagi yuklama kuchlanishlari ko'lam *muvofiglik* (compliance) deb ataladi. Sxemalari yuqorida keltirilgan tok manbalari uchun muvofiglik transistor aktiv ish rejimida bo'lishi kerak degan talab bilan belgilanadi. Demak, birinchi sxemada kollektordagi kuchlanish kollektor tokining to'yinganlik ko'lamiga tugaguncha, taxminan 1,1 Vgacha, pasayishi mumkin. Ikkinchi, emitter kuchlanishi kattaroq bo'lgan, sxemada kollektor kuchlanishi 5,1 Vgacha pasayishi mumkin: shunda sxema belgilangan tok qiymatini yuklamada ta'minlab bera oladi. Barcha transistorli tok manbalarida kollektor kuchlanishi kollektor toki to'yinishga chiqqan nuqtadan manba kuchlanishi qiymatigacha o'zgarishi mumkin. Misol uchun, oxirgi sxemada yuklamadagi kuchlanish tushuvi noldan 8,6 Vgacha o'zgarganda tokning o'rnatilgan qiymatini ta'minlab beriladi. Amalda, yuklama o'zining alohida batareyasi yoki kollektorni manba kuchlanishidan tashqari chiqaradigan, (2.32A,B-rasmlar) yoki kuchlanish yerdan pastga (2.32C-rasm) tushiradigan o'zining manbai bo'lishi mumkin. Bular juda yaxshi, ammo siz transistorning buzilishiga olib keladigan kuchlanish qiymatini unutmasligingiz kerak (V_{CE} maksimal kollektor – emitter kuchlanishidan oshib

¹⁹ Qizil rangli LED to'g'ri ulanganida, undagi kuchlanish tushuvi ≈ 1.6 V bo'ladi va uchta ketma ket ulangan diodlardagi to'g'ri kuchlanish tushuvlarining yig'indisiga teng desa bo'ladi.

²⁰ "Oqova" ("sink") va "manba" ("source") tok oqimining yo'nalishiga bog'liq. Agar sxema (musbat) tokni ta'minlab bersa manba bo'ladi, va aksincha sizish toki bo'ladi.

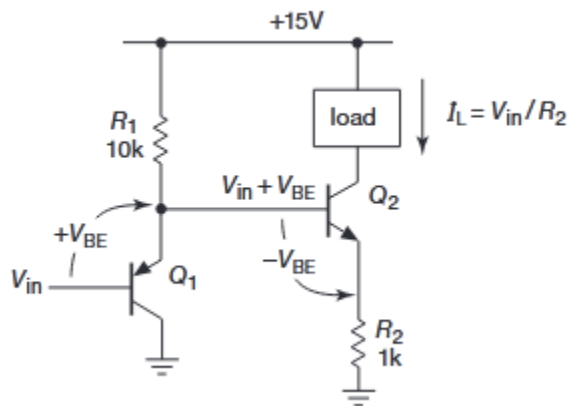
ketmasligi kerak) va transistor toki ortiqcha qizitib yubormasligi kerak ($I_C V_{CE}$ bilan belgilanadigan transistordagi quvvat). Bundan tashqari transistordagi kuchlanish tushuvini cheklovchi boshqa omillar ham bor (§§3.5.1B, 3.6.4C va 9.4.2larga qarang).

2.11-masala. Sizda kuchlanishlari +5 va +15 volt bo'lgan regulatorlar bor. npn transistorda, bazasiga +5 volt berilganida +5 mA tok beradigan tok manbaini loyig'alang. Manba yuklamasidagi muvofiqlik ko'lam qancha bo'ladi?

Tok manbalarida transistor bazasida kuchlanishning belgilangan qiymati bo'lishi shart emas. Baza kuchlanishi V_B qiymatini o'zgartirish bilan siz kuchlanish bilan boshqariladigan tok manbaini yaratishingiz mumkin. Kirishdagi signalning o'zgarish v_{in} (kichik xarflar bilan berilgan belgilar o'zgaruvchanlikni bildiradi) chegarasi emitterdagi kuchlanish tushuvini nolga tushib ketmasligini ta'minlashi kerak, chunki chiqishdagi tok kirishdagi o'zgarishlar bilan biroz o'zgarib turadi. Natijada siz, chiqishdagi tok kirishdagi kuchlanishning o'zgarishlariga proporsional ravishda o'zgaradigan tok manbaiga ega bo'lib qolasiz, $i_{out} = v_{in}/R_E$. Bu tenglama kuchaytirgich uchun asos bo'ladi va buni biz keyingi bo'limda ko'ramiz (§2.2.7).

E. Siljitishdan voz kechish- II

Emitter resistorida sizga kerak bo'lgan kuchlanish qiymatini olish uchun bazaga beradigan siljitish kuchlanishi emitterdagi kuchlanishdan $V_{BE} \approx 0.6 V$ qiymatga katta bo'lishi kerakligi talabi bu tok manbai sxemasining kichik kamchiligi bo'ladi; va bu kuchlanish tok qiymatini o'rnatadi albatta. Bu muammoni biz emitter qaytargichida ham ko'rgan edik; demak siz o'sha sxemada ishlatilgan, siz uchun muammo tug'dirgan siljitish kuchlanishini olib qo'yish usulini bu sxemada ham qo'llashingiz mumkin (§2.2.5 D).



2.33-rasm. Tok manbaida V_{BE} kuchlanishini kompensatsiya qilish

2.33 –rasmga qarang. Unda emitter resistoridagi kuchlanish bilan yuklamadagi tok qiymati o'rnatiladigan standart tok manbaini (Q_2) ko'rishingiz mumkin: $I_L = V_E/R_2$. Bu sxemada Q_2 tranzistor bazasidagi siljitish kuchlanishi kerak bo'lgan qiymatidan V_{BE} qiymatiga katta qilishingiz kerak bo'ladi, ammo ayni shu vazifani kirishdagi pnp qaytargich bajarmoqda. Ajabo, Q_2 transistorining bazasida bizga kerak bo'lgan V_{in} kuchlanishining o'zi qolibdiku; demak tok manbaining chiqishidagi tok $I_L = V_E/R_2$ qiymatiga hech qanday agarlar, hamdalar, ammolar va V_{BE} siljitish kuchlanishisiz teng bo'ldi. Ajoyib! Shunday bo'lsa ham, bu sxemada siljitish kuchlanishi to'liq va aniq kompensatsiya bo'lmaydi, chunki ikkita transistorning, umuman olganda, kollektor toklari va shu sababli baza-emitterdagi kuchlanish tushuvlari ham bir xil emas (§2.3). Hech narsadan ko'ra shu birlamchi tesha urishimiz bo'ladi bu sxema.

Va yana bir marta sehrli operatsion kuchaytirgich, kirishiga berilgan kuchlanish bilan tok qiymatini juda aniq o'rnatishga imkon beradigan yo'lni ochib beradi, jonga tekkan siljituvchi V_{BESIZ} .

F. Tok manbalarining kamchiliklari

Aniq kuchlanishni resistorga berib, yaratilgan tok manbaiga nisbatan yuqorida ko'rib chiqilgan uchta tok manbai sxemalari (2.30-rasm) yaxshi ishlaydi. Transistorli tok manbalari ideal namunalardan qanchalik farq qilishini yaqinroq o'rgansak, yuklamadagi tok kuchlanish o'zgarishlariga qarab biroz (nisbatan kichik) o'zgarishlarini nazorat qilishimiz mumkin. Boshqacha qilib aytganda, bu tok manbalari, o'zining cheklangan ekvivalent Thevenin qarshiligiga ($R_{Th} < \infty$) ega. Buning sabablarini bobning quyi qismida va 2x-bobda ko'rib chiqamiz.

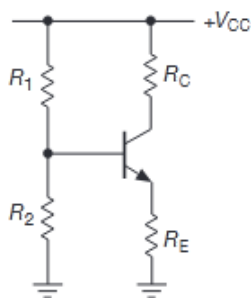
2.2.7 Umumiy emitterli kuchaytirgich

Yuklama sifatida resistor bo'lgan tok manbai sxemasini ko'rib chiqaylik (2.34-rasm). Kollektor kuchlanishi quyidagicha ifodalanadi:

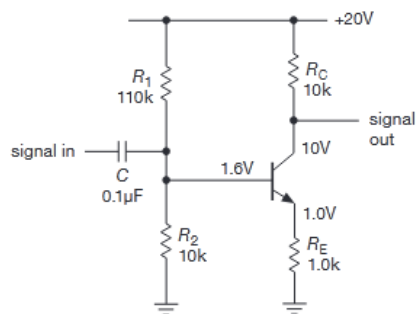
$$V_C = V_{CC} - I_C R_C$$

Transistor bazasiga signalni kondensator orqali o'tkazishimiz mumkin va shu bilan kollektor kuchlanishini o'zgarishini ta'minlaymiz, ya'ni kollektor kuchlanishi signal ta'sirida o'zgaradi. 2.35 –rasm-dagi misolga ahamiyat bering. C kondensatorining sig'imi, kuchaytirgichning kirishiga kelgan signalning barcha chastotalari, shu kondensator bilan parallel ulangan bazani siljitish resistorlari²¹ tashkil qilgan, yuqori chastotali filter orqali o'tib ketishi sharti bilan, tanlanadi; sig'imning qiymati quyidagicha aniqlanadi:

$$C \geq \frac{1}{2\pi f(R_1 \parallel R_2)}$$



2.34-rasm. Yuklamasi resistor bo'lgan tok manbai: kuchaytirgich.



2.27-rasm. Umumiy emitterli kuchaytirgich. Emitteri degeneratsiyalangan. Kollektor –chiqish.

Bazadagi 1.6 V kuchlanish va qarshiligi 1.0 k emitter resistori tranzistorning sokinlik tokini 1.0 mA qiymatida ushlab turadi. Shu sokinlik toki transistor kollektoridagi kuchlanishni 10.0 volt qiymatida (+20 V – (1.0 mA x 10.0 k) = 10.0 V) belgilaydi. Endi, baza kuchlanishi tebrana boshladi deb, faraz qilaylik. Baza kuchlanishining o'zgaruvchan hosillovchisini v_B shartli belgisi bilan ifodalab olamiz. Emitterdagi kuchlanishning o'zgaruvchan hosillovchisi bazadagini o'zi bo'ladi $v_E = v_B$ va emitter tokini tebranishiga olib keladi

²¹ Bazaning o'ziga qaragan impedansning qiymati tanlangan kuchlanish bo'luvchisining impedansidan ancha katta bo'lishi kerak va hisobga olinmasligi mumkin

$$i_E = v_E/R_E = v_B/R_E$$

va shunga deyarli teng bo'lgan kollektor toki ham tebranadi (β ni katta deb olamiz). Natijada, boshlang'ich bazadagi kuchlanishining tebranishlari kollektor kuchlanishini ham tebranishiga olib keldi

$$v_C = -i_C R_C = -v_B (R_C/R_E)$$

Bu sxema kuchlanishni kuchaytirar ekanku! Uning kuchaytirish koefitsienti:

$$(kuchaytirish\ koefitsienti) gain = v_{out}/v_{in} = -R_C/R_E$$

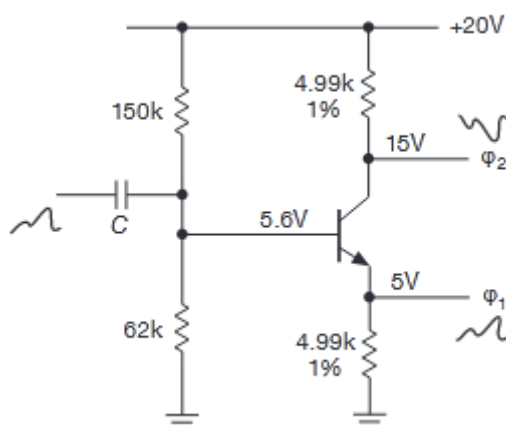
2.35-rasmdagi sxemaning kuchlanish bo'yicha kuchaytirish koefitsienti – 10000/1000, yoki 10 ga teng bo'ladi. Koefitsient oldidagi minus ishorasi signal inversiyasini bildiradi: kirishdagi signal musbat tomongan tebransa, chiqishdagi signal 10 barobar katta bo'lib, manfiy tomonga o'zgaradi. Bu sxema, emitteri degeneratsiyali (emitter resistori kuchaytirgichda manfiy feedbackni amalga oshiradi) *umumiy emitterli kuchaytirgich* deb ataladi.

A. Umumiy emitterli kuchaytirgichning kirish va chiqish impedanslari

Kuchaytirgichning kirish va chiqish impedanslarini osonlikcha aniqlab olishimiz mumkin. Kirish signali o'zaro parallel ulangan 110 k, 10 k va baza impedansiga keltirilgan transistorning kirish qarshiligiga tushadi. Oxirgi qarshilikning qiymati 100 k (β ko'paytirilgan R_E ga: $100 \times 1.0 \text{ k} = 100 \text{ k}$), demak kuchaytirgichning kirish impedansi 8 k atrofida bo'ladi. Kirishdagi kondensator kuchaytirgichning kirish impedansi bilan 200 Hz chastotada 3dBlik so'nishni beruvchi, yuqori chastotali filterni hosil qiladi. Kirish signali uchun sig'imi 0,1 μF bo'lgan kondensator bilan ketma-ket ulangan 8 k kuchaytirgichning kirish impedansiga tushadi va 3 dBlik signallar uchun 8 k bo'lib ko'rinadi. Kuchaytirgichning chiqish impedansi 10 k ga parallel ulangan kollektorga qaragan impedansga teng bo'ladi.. Bu nima o'zi? Agar kollektor qarshirigini olib tashlasangiz sxema tok manbaiga aylanib qoladi. Kollektorning qarshiligi juda katta (megaomlarda o'lchanadi), demak kuchaytirgichning chiqish impedansi 10 k (10 k juda katta kollektor qarshiligi). Demak umumiy kollektorli kuchaytirgichining chiqish impedansi kollektor resistorining qarshiligiga teng bo'lar ekan. Kollektorga qaragan impedans katta, transistorning emitteriga qaragan impedansi esa kichik bo'lishini unutmang (emitter qaytargichidek). Umumiy emitterli kuchaytirgichning chiqish impedansida kollektor resistorining qarshiligi asosiy ulush bergan bo'lsada, emitter qaytargichining chiqish impedansida emitter resistorining qarshiligining o'zi emas, balki unga parallel bo'lgan emitterning impedansi asosiy ulushni qo'shadi.

2.28 Kuchaytirish koefitsienti birga teng bo'lgan faza ajratuvchisi

Ba'zi sxemotexnik yechimlar signal va uning 180 ° burchakka surilgan inversiyasini bir vaqtda generatsiya qilishni taqozo qiladi. Bu muammoning yechimi oson - kuchaytirish koefitsienti – 1 bo'lgan, emitter resistori vositasida manfiy feedback funksiyasi amalga oshirilgan, umumiy emitterli kuchaytirgich sxemasini ishlatish kerak. 2.36-rasmda shunday kuchaytirgich sxemasi keltirilgan. Transistorning sokinlik nuqtasidagi kollektor kuchlanishi odatdagi $0.5V_{CC}$ emas $0.75V_{CC}$ qiymatida tanlanadi. Shunda chiqishdagi kollektor kuchlanishining tebranishlari cheklanmagan simmetrik shaklda bo'ladi. Kollektordagi kuchlanish $0.5 V_{CC}$ dan V_{CC} gacha, emitterdagi kuchlanishi bo'lsa 0 dan $0.5 V_{CC}$ gacha o'zgara oladi.

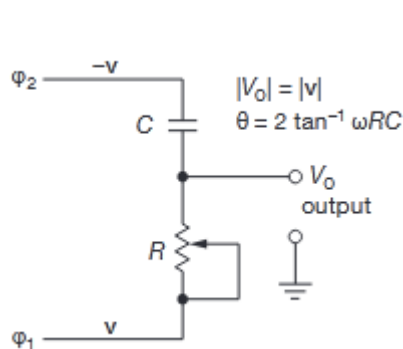


2.36-rasm. Kuchaytirish koeffitsienti – 1 bo‘lgan faza ajratuvchisining sxemasi.

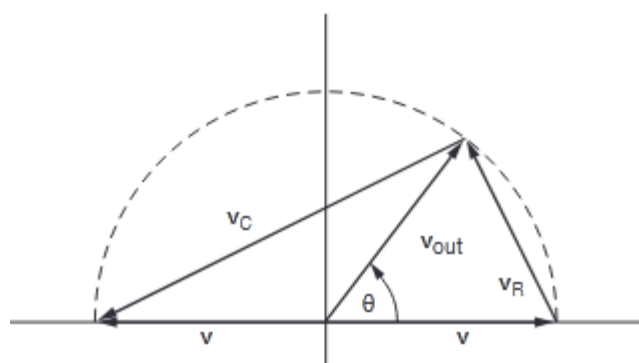
Unutmang, faza ajratuvchisining har bir chiqishi impedansi bir xil (yoki juda katta) bo‘lgan yuklamaga yuklanishi kerak, shunda simmetrik kuchaytirishni olish mumkin.

A. Faza suruvchisi

Faza suruvchisining yaxshi bir funksiyasi 2.37 –rasmida keltirilgan. Bu sxema, kirishiga sinusoidal signal berilsa, chiqishida shu sinusoidani fazasi bo‘yicha surib berishi mumkin (0 dan 180°gacha). Shunda signalning amplitudasi o‘zgarmaydi. Bu jarayonni yaxshi tushunish uchun kuchlanishlarning fazaviy vektor diagrammasini ko‘rish kerak bo‘ladi. Kirish signalini koordinatlarning real o‘qidagi qiymati birga teng vektor deb olsak, vektorli diagrammadagi signallarning ko‘rinishi 2.38-rasmida ko‘rsatilganidek bo‘ladi.



2.37-rasm. Faza suruvchisi.

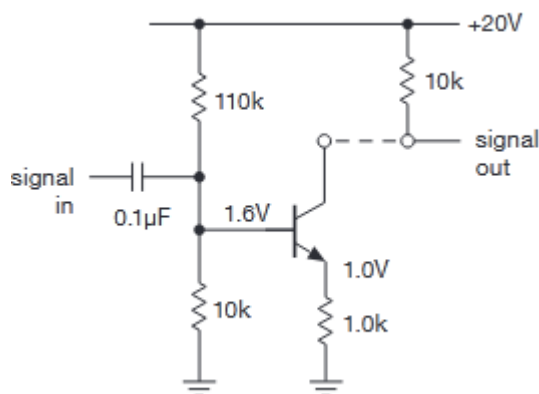
2.38-rasm. Faza suruvchisining vektor diagrammasi, $\theta = \arctan(\omega RC)$

V_C va V_R signallar vektorlari o‘zaro to‘g‘ri burchakni hosil qilishi kerak va ular haqiqiy o‘qda uzunligi bir xil ikkita kuchlanish vektorini hosil qilishi kerak. Geometriyada mavjud bo‘lgan teoremlarga muvofiq vektorlarning harakat nuqtalari doirada joylashgan bo‘lishi kerak. Vektorlarning yig‘indisi, ya‘ni chiqish kuchlanishining vektori doim bir xil uzunlikda bo‘lgani tufayli signallarning amplitudasi o‘zgarmaydi, lekin ular oralig‘idagi faza burchagi, resistor R qarshiligi 0 dan maksimal qiymatigacha (z_C dan ancha katta) o‘zgarganida, kirishdagi signal vektoriga nisbatan 0 dan 180° gacha o‘zgaradi. Lekin, surilgan faza burchagi, R potensiometrda o‘rnatilgan har bir qarshilik qiymati uchun, kirish signalining chastotasiga ham bog‘liq bo‘ladi. Demak, oddiy RC yuqori yoki past chastotali filter zanjirlarini boshqariladigan fazani surish sxemasi sifatida ishlatish bo‘lar ekan. Faza surilishi zanjirda boshqariladigan bo‘lsa signalning amplitudasi ham katta ko‘lamda o‘zgaradi. Faza ajratuvchi

kuchaytirgichi RC faza surish zanjiriga yuklansa qo'shimcha muammolar paydo bo'ladi. Ideal holatda, yuklamaning impedansi transistorning kollektor va emitter impedansidan ancha katta bo'lishi kerak. Demak, faza surilishi katta ko'lamda bo'lishi talab etilsa bu sxemaning foydaligi chegaralangan bo'lar ekan. Keyingi, 4-bobda, impedans buffer sifatida operatsion kuchaytirgich ishlatilgan, va 7-bobda, bir necha faza suruvchilari kaskadlanib, "kvadratura" signalini generatsiya qiladigan va fazani to'liq 0 dan 360°gacha suradigan, mukammallashtirilgan faza surish sxemalari ko'rib chiqiladi.

2.29 Transconductance (qiyalik – kuchlanish bilan boshqariladigan tok kuchaytirgichi)

Avvalgi bo'limda biz umumiy emitterli kuchaytirgich sxemasini ko'rib chiqqanimizda, uning quyidagi hususiyatlari bilan tanishdik: (a) kuchaytirgich transistorining bazasidagi kuchlanishning o'zgarishlari uning emitter resistorida shakli, qiymatlari va fazasi o'zgarmasdan qaytarilishini ko'rdik, so'ng (b) emitter tokining tebranishlarini hisobladik, so'ng baza tokining emitter tokiga qo'shgan ulushini arzimagan kichik ekanligini hisobga olib, kollektor tokining tebranishlarini aniqladik va nihoyat (c) kollektor kuchlanishining tebranishlarini aniqladik. Shunda kuchaytirgichning kuchaytirish koef-fitsienti kollektor (chiqish) va bazadagi (kirish) kuchlanishlarning tebranishlari nisbati sifatida belgilandi.



2.39-rasm. Umumiy emitterli kuchaytirgich kuchlanish bilan boshqariladigan resistiv yuklamaga ishlaydigan tok kuchaytirgichi (transconductance kaskadi)

Bu turdagi kuchaytirgichlar to'g'risida boshqa nuqtadan ham bahs yuritish mumkin. 2.39-rasmda ko'rsatilganidek sxemani bo'laklariga bo'lib ko'raylik. Uning birinchi qismi, sokinlik toki 1.0 mA va kuchaytirish koefitsienti (qiyaligi) - 1 mA/V bo'lgan, kuchlanish bilan boshqariladigan tok manbai bo'ladi. Kuchaytirish koefitsientining deganda chiqish/kirish nisbati nazarda tutiladi; bizning misolda kuchaytirish koefitsientining o'lchash birligi tok/kuchlanish, yoki 1/qarshilik. Qarshilikning inversiyasi (teskarisi) *o'tkazuvchanlik*²² deb ataladi. Kuchaytirish koefitsienti *o'tkazuvchanlik* birligida ifodalanadigan kuchaytirgich *o'tkazuvchanlik* (transconductance) kuchaytirgichi deb ataladi; kattaliklar o'zgarishlarining nisbati $\Delta I_{out}/\Delta V_{in}$ odatda kichik harflar bilan yoziladigan: i_{out}/v_{in} nisbati g_m - *o'tkazuvchanlik* (transconductance) deb ataladi:

$$g_m = \frac{\Delta I_{out}}{\Delta V_{in}} = \frac{i_{out}}{v_{in}} \quad (2.7)$$

²² Reaktivlikning inversiyasi -singdiruvchanlik (susceptance), impedansning inversiyasi – kirishlik (admittance) deb ataladi) va o'zining o'lchash birligiga ega – simens (siemens- S, sekundlarni belgilash uchun ishlatiladigan kichkina s bilan adashtirmang), odatda mho (ohmning teskarisi) bilan belgilanadi. Kuchaytirish koefitsienti *o'tkazuvchanlik* birligida ifodalanadigan kuchaytirgich *o'tkazuvchanlik* (transconductance) kuchaytirgichi deb ataladi

Sxemaning birinchi qismini o'tkazuvchanlik kuchaytirgichi, ya'ni o'tkazuvchanlik koeffitsienti $g_m = 1 \text{ mA/V}$ ($1000 \text{ } \mu\text{S} = 1\text{mS}$) bo'lgan kuchaytirgich deb olsak, uning kuchaytirish koeffitsienti $1/R_E$ bo'ladi. Sxemaning ikkinchi qismi yuklama resistori bo'lib, u "kuchaytirgich" tokini kuchlanishga aylantirib beradi. Bu yuklama resistori *transresistance* kuchaytirgichi bo'lib, uning kuchaytirish koeffitsienti (r_m) kuchlanish/ tok, ya'ni qarshilik o'lchash birligiga ega. Bizning sxemada sokinlik kuchlanishi V_{CC} bo'lib, kuchaytirish koeffitsienti 10 V/mA ($10 \text{ k}\Omega$), R_C - kollektor qarshiligiga teng. Sxemaning, ko'rib chiqilgan, ikki qismi birlashtirilsa kuchlanish kuchaytirgichi hosil bo'ladi.

Demak, kuchaytirgichning to'liq kuchaytirish koeffitsientini ikki kuchaytirgich koeffitsientlarning o'zaro ko'paytirish bilan aniqlash kerak. Bizning sxemamiz uchun $G = g_m R_C$ $= -R_C/R_E$, yoki -10 ga teng bo'ladi, birliksiz kattalik (chiqish kuchlanishi o'zgarishi)/(kirish kuchlanishi o'zgarishi) nisbatiga teng. Yuqorida amalga oshirilgan, kuchaytirgich ishlashining tahlili, odatda kuchaytirgichlar ishini qismlarga bo'lib, bo'laklarini alohida ko'rib chiqish, tahlil qilishning samarali yo'lidir. Misol uchun, siz kuchaytirgichni transconductance qismining g_m koeffitsientini aniqlash orqali turli konfiguratsiyadagi sxemalarni yoki FET transistorlari kabi turli qurilmalarni tahlil qilishingiz mumkin. Shunda siz sxemaning transresistance (yoki yuklama) qismini kuchlanishga bog'liq bo'lgan kuchaytirish koeffitsienti vositasida kelishtirishingiz mumkin. Shunda kuchaytirgichning umumiy kuchaytirish koeffitsienti $G_V = g_m r_m$ ga teng bo'ladi, bunda r_m – yuklamaning tokni kuchlanishga aylantirib beruvchi qarshiligi bo'ladi. Natijala aktiv yuklamani (tok manbaini) o'ta yuksak transresistance bilan almashtirib bir kaskadning kuchaytirish koeffitsientini 10000 yoki undan ham katta qilib olish mumkin. Shu yo'sinda amalga oshirilgan tahlil bilan, yuqorida ko'rib chiqilgan, *kaskod* sxemasi ishlashini osonlikcha tushinish mumkin. Kitobning, operatsion kuchaytirgichga bag'ishlangan, 4- bobida kirishi yoki chiqishi kuchlanish yoki tok bo'lgan kuchaytirgichlarni, kuchlanish (kuchlanish – kuchlanish) kuchaytirgichlari va tok (tok – tok) kuchaytirgichlari hamda (tok – kuchlanish) kuchaytirgichlariga misollar bilan tanishasiz.

A. Kuchaytirish koeffitsientini yuksaltirish: oddiy modelning chegaralari

Biz ko'rib chiqqan oddiy modelga muvofiq umumiy emitterli kuchaytirgichning kuchaytirish koeffitsienti – R_C/R_E ga teng ekan. Agar emitter qarshiligini nolgacha tushirsak nima bo'ladi? Tenglamaga muvofiq, kuchaytirish koeffitsienti cheksizlikka teng bo'lib qoladi. Lekin biz shunday sxemada transistorning sokinlik tokini 1 mA qilib olib, emitteri yerga ulangan ($R_E = 0$) kuchaytirgichning kuchaytirish koeffitsientini o'lchasak 400 atrofida qiymatini beradi. Buning ustiga, chiqishdagi signalning amplitudasi salmoqli noxiziqlikka ega ekanligini ko'rishimiz mumkin (chiqishdagi signalning tebranishlari kirishidagi tebranishlar nusxasidan ancha farq qiladi). Kuchaytirgichning kirish impedansi ham kichik va noxiziq bo'lib, transistor bazasining siljilishi temperaturaga bog'liq va nostabil bo'lib qoladi. Demak, biz ko'rib chiqqan transistorli umumiy emitterli kuchaytirgich sxemasining modeli to'liq emas va yuqorida qayd etilgan va keyinchalik ko'rib chiqiladigan cheklovlarni hisobga olib model o'zgartirilishi kerak. Biz ko'rib chiqqan, tuzatilgan model shu kitobda ko'riladigan sxemalar uchun yetarli darajada aniqlikka ega bo'ladi.

B. Qisqa xulosa: "to'rt topologiya"

Murakkab sxemalarni tahliliga o'tishdan avval yuqorida ko'rib chiqilgan to'rtta transistorli sxemalarni, shu jumladan kommutator, emitter qaytargichi, tok manbai va umumiy emitterli kuchaytirgichni qisqacha eslab o'taylik. Ularning o'ta sxematik ko'rinishlarini 2.40- rasmda keltirdik. Bu sxemalarda siljitish zanjirlari va, xatto, transistorlarning turlari (nnp yoki pnp) ham ko'rsatilmagan.

Sxemalar ro'yxatini to'ldirish uchun beshinchi sxemani , umumiy bazali kuchaytirgichni ham qo'shdik. Bu sxemani quyida ko'ramiz (§2.4.5B).

2.3 Asosiy tranzistorli sxemalar uchun Ebers – Moll modeli

Bipolyar transistor asosida yaratilgan ajoyib sxemalar bilan tanishishga muyassar bo'ldik. Bular kommutator, qaytargich, tok manbai va kuchaytirgich kabi sxemalar edi. Ammo, endi ularni qayta ko'rib chiqamiz va bunda mavjud muhim cheklanishlarga (cheksiz kuchaytirish koeffitsienti esingizda bo'lsa kerak?!). Endi shu cheklanishlar bilan chuqurroq tanishish vaqti keldi. Quyida keltirilgan material bizning maqsadimiz uchun yetarli bo'ladi. Yaxshi yangilik – biz ko'rib chiqqan, bipolyar transistorda yaratilgan oddiy modellar o'z afzalliklarini yo'qotmagan.

2.3.1 Transistorning mukammallashtirilgan modeli: transconductance kuchaytirgichi

Avval ko'rib chiqilgan transistorning $I_C = \beta I_B$ 4- qoidasiga (§2.1.1) o'zgartirish kiritishga to'g'ri keladi. Biz transistorga, kirish zanjiri diod bo'lgan, tok kuchaytirgichi sifatida qarar edik. Bu deyarli to'g'ri nazar va ba'zi bir qo'llashlarda yetarli darajada yaxshi. Lekin differensial kuchaytirgichlar, logarifmik kuchaytirgichlar, temperatura kompensatsiyasi va boshqa muhim joylarda transistorlarni qo'llash uchun unga transconductance qurilmasi – kollektor toki baza – emitter *kuchlanishiga* bog'liq bo'lgan qurilma sifatida qarashingiz kerak bo'ladi. Shunda transistorning mukammallashtirilgan 4 – qoidasi quyidagicha ko'rinishga keltiriladi.

4. Transconductance kuchaytirgichi 1 – 3 – qoidalarga (§2.1.1) amal qilinganida, I_C kollektor tokining V_{BE} kuchlanishiga bog'liqligi quyidagicha ifodalanadi²³

$$I_C = I_S(T)(e^{V_{BE}/V_T} - 1), \quad (2.8)$$

$$\text{yoki, unga ekvivalent, } V_{BE} = \frac{kT}{q} \log_e \left(\frac{I_C}{I_S(T)} + 1 \right) \quad (2.9)$$

$$\text{bunda } V_T = kT/q = 25,3 \text{ mV} \quad (2.10)$$

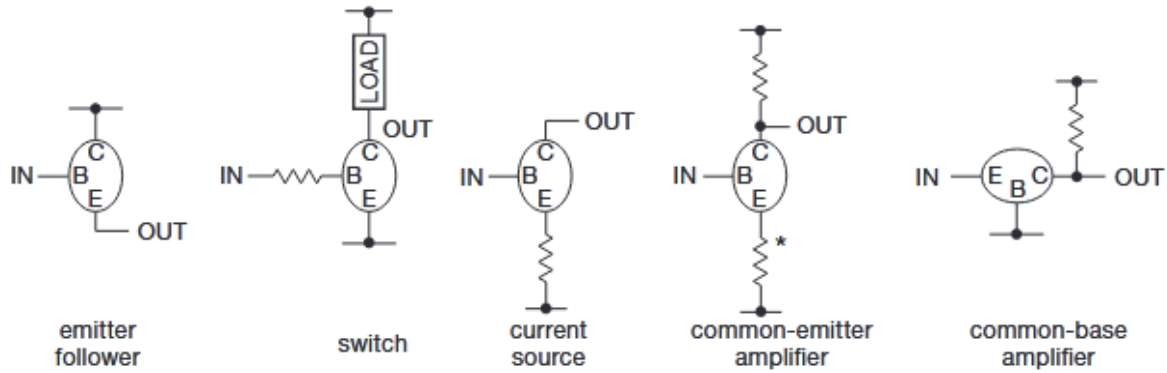
bunda xona xaroratida (68° F, 20°C), q – elektronning zaryadi (1.60×10^{-19} colomb), k – Boltzman konstantasi (1.38×10^{-23} J/°K), T – absolyut temperatura Kelvin gradusida ($^{\circ}\text{K} = ^{\circ}\text{C} + 273.16$) va I_S – transistorning to'yinganlik toki (T temperaturaga bog'liq). V_{BE} baza-emitter kuchlanishiga bog'liq bo'lgan baza toki shunda quyidagi ifoda bilan aproksimatsiya qilinadi:

$$I_B = I_C/\beta$$

bunda β “konstanta”si 20 dan 1000 gacha ko'lamda bo'ladi, lekin transistorning turi, I_C , V_{CE} va temperaturaga bog'liq bo'ladi. I_S teskari ulanishdagi sizib o'tadigan ihroj toklarini belgilaydi (2N3904 kabi kichik- signalli transistor uchun ihroj toklari taxminan 10^{-15} A bo'ladi). Transistor aktiv rejimda bo'lganida $I_C \gg I_S$, va shu sababli tenglamadagi – 1 eksponentaga nisbatan juda kichik bo'lgani uchun, hisobga olinmasa ham bo'ladi:

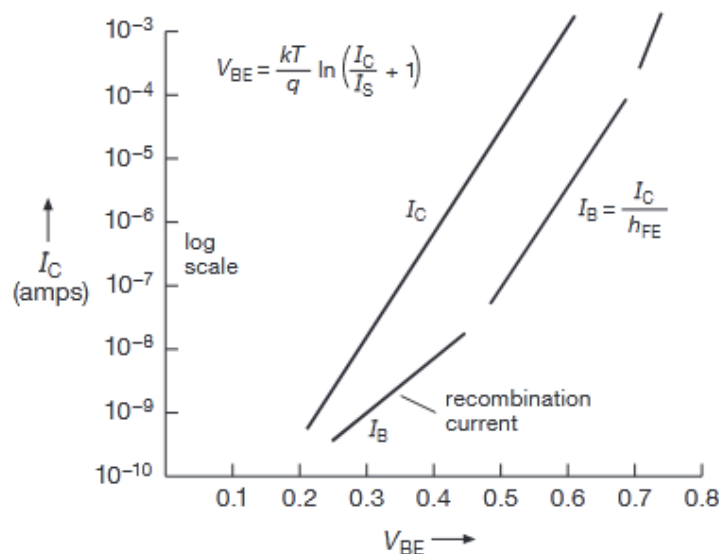
$$I_C \approx I_S(T)e^{V_{BE}/V_T} \quad (2.11)$$

²³ Aniqlik kiritish uchun biz I_S tokining temperaturaga bog'liqligini “ $I_S(T)$ ” funksional shaklida keltirdik.



2.40-rasm. Beshta asosiy transistorli sxemalar. Kuchlanishlarning belgilangan qiymatlari (quvvat manbai yoki yer) gorizonttal chiziq segmentlariga ulangan nuqta shaklida ko'rsatilgan. Kommutator uchun yuklama, chiqish kuchlanishining to'liq o'zgarishlarida ishlaydigan, resistor bo'lishi mumkin; umumiy emitterli kuchaytirgichda emitter resistori shuntlangan yoki to'liq olib tashlangan bo'lishi mumkin.

I_C kollektor tokini ifodalovchi tenglama Ebers – Moll tenglamasi²⁴ deb nomlanadi. Bu tenglama dioddagi kuchlanish va tokning o'zaro bog'liqligini ham taxminan ko'rsatib beradi, bunda faqat V_T qiymati 1 va 2 oralig'ida bo'lgan m faktoriga ko'paytirilishi kerak bo'ladi. Transistorlarda kollektor toki baza tokiga emas balki baza –emitter kuchlanishiga bog'liq bo'lishi (qo'pol ko'rishda, baza toki β koeffitsienti tomonidan belgilanadi) va shu eksponensial qonun juda keng ko'lamdagi toklar uchun, odatda nanoamperlardan milliamperlargacha, aniq natija berishini doyim esda tutish kerak bo'ladi. 2.41 –rasm yuqorida aytilganlarni grafik shaklida ifoda etadi. Agar siz baza tokining bir necha qiymatlari uchun muvofiq kollektor toklarini o'lchasangiz β ni I_C kollektor tokiga bog'liqligini aks etuvchi va 2.42-rasmda keltirilgan grafik ko'rinishini²⁵ olasiz. Transistorning bettasi uning kollektor tokiga bog'liqligi 2x-bobda ko'rsatilgan. Ebers – Moll tenglamasi baza –emitter kuchlanishi kollektor tokini “programmalashini” ko'rsatsa ham, transistorning bu xususiyatini, baza – emitter kuchlanishining temperatura koeffitsienti juda katta bo'lgani sababli, amalda ishlatib bo'lmaydi (faqat baza kuchlanishini berib transistor bazasini siljitib bo'lmaydi). Quyida siz Ebers-Moll tenglamasi mazmuni va muammoni qanday hal qilinishi bilan tanishasiz.

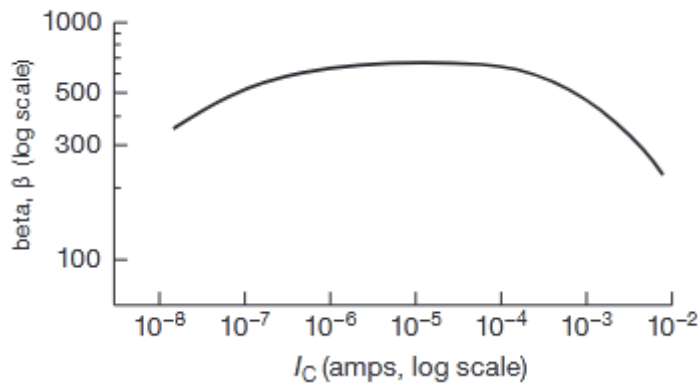


²⁴ J.J.Ebers & J.L.Moll “Large signal behavior of junction transistors”. *Proc. IRE* 42.1761 (1954).

²⁵ Buni Gummel plot deb ham atashadi

2.41-rasm. Tranzistorning V_{BE} kuchlanishining funksiyasi bo'lgan baza va kollektor toklarining grafiklari:

$$(IC): V_{BE} = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{I_C}{I_S} + 1 \right), I_S = \frac{I_C}{h_{FE}}, I_C = (10^{-10} \div 10^{-3}) \text{ amps}$$



2.42-rasm. Transistorning (β) tok bo'yicha kuchaytirish ko'effitsientining I_C kollektor tokiga bog'liqligi
 $I_C = (10^{-8} \div 10^{-3}) \text{ amps}$

2.3.2 Ebers-Moll modelining natijalari: transistorli sxemalarni loyihalashdagi empirik qoidalar

Ebers – Moll tenglamasidan (2.8) biz kollektor toki uchun quyidagi oddiy (ammo qulay) “nisbiy qoidalar” chiqarib olamiz: $\frac{I_{C2}}{I_{C1}} = \exp \left(\frac{\Delta V_{BE}}{V_T} \right)$ va $\Delta V_{BE} = V_T \log_e \left(\frac{I_{C2}}{I_{C1}} \right)$. Shuningdek, sxemalarni loyihalashda ishlatiladigan bir necha muhim sonlarni, aniqlab olishimiz mumkin.

A. Diod xarakteristikasining yuksalish qiyaligi. I_C kollektor tokini 10 barobarga oshirish uchun V_{BE} baza – emitter kuchlanishini qanchaga ko'tarishimiz kerak? Ebers – Moll tenglamasidan bu qiymat $V_T \log_e 10$ yoki 58.2 mVga tengligini aniqlaymiz (xona temperaturasida). *Transistorning baza - emitter kuchlanishining 60 mV ga oshishi kollektor tokini o'n barobarga oshiradi.* (Qoidaning boshqa ikki nomlanishi: baza-emitter kuchlanishi 18 mVga ortsa kollektor toki ikki barobar ortadi; baza –emitter kuchlanishining bir millivoltga ko'tarilishi kollektor tokini 4% oshiradi) Bunga ekvivalent bo'lgan $I_C = I_{C0} e^{\Delta V/25}$ bunda ΔV millivoltlarda olingan²⁶.

V. Emitterga qaragan kichik signal impedansi, r_e , bazani belgilangan kuchlanishda ushlab turadi. I_C kollektor tokiga nisbatan V_{BE} baza – emitter kuchlanishining hosilasini olsak

$r_e = V_T/I_C = 25/I_C \Omega$ (2.12) kelib chiqadi, bunda I_C milliamperlarda olingan²⁷. Bu son xona temperaturasida olingan. Bu qarshilik emitterning *ichki* qarshiligi bo'lib, barcha transistorli sxema-larda emitter bilan ketma-ket ulangan qarshilikdek ishlaydi. Bu qarshilik emitteri yerga ulangan kuchaytirgichning kuchaytirish ko'effitsientini cheklaydi va shu bilan emitter qaytargichining kuchlanish bo'yicha kuchaytirish ko'effitsientini birdan biroz kichikroq bo'lishiga sababchi bo'ladi va emitter qaytargichining chiqish qarshiligini nolga tushib ketishini oldini oladi. Emitteri yerga ulangan kuchay-

²⁶ Bu erda va keyinchalik ishlatilgan “25”ning aniq qiymati 25,3mV, $\frac{k_B T}{q}$ ko'rsatgichining xona temperaturasidagi qiymati bo'ladi. Ko'rsatgich mutlaq temperaturaga proporsional bo'ladi- injenerlar uni “PTAT”, aytilganida pee'tat deb nomlashadi. Buning qiziq va foydali natijalari ham bor, misol uchun, “silikonli termometr” yasaganda. Buni yana 2x va 9 –boblarda ko'ramiz.

²⁷ Xotiramizda kollektor toki 1mA bo'lganida $r_e = 25 \Omega$ degan fakti saqlashni yaxshi ko'ramiz. Tokning boshqa qiymatlariga masshtab bilan ifodalaymiz: misol, $I_C = 10 \text{ mA}$, $r_e = 2.5 \Omega$ va x.k.

tirgichining qiyaligi (transconductance)²⁸ quyidagi qiymatda bo'lishini esda tuting. $g_m = I_C/V_T = 1/r_e (= 40 I_C \text{ xona temperaturasi})$ (2.13)

C. V_{BE} baza –emitter kuchlanishining temperaturaga bog'liqligi. Ebers Moll tenglamasiga nazar solsak V_{BE} (I_C konstanta bo'lganida) baza – emitter kuchlanishi musbat temperatura koeffitsientiga egaligini ko'ramiz. Shunga qaramay, $I_S(T)$ tokining temperaturaga bog'liqligi hisobiga V_{BE} (I_C konstanta bo'lganida) kuchlanishi $2.1 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ tezligida kamayib boradi. Qo'pol qilib olganda kuchlanish $1/T_{abs}$ ga proporsional kamayadi, bunda T_{abs} absolyut temperatura. Ba'zi hollarda kollektor tokining temperaturaga bog'liqligini (V_{BE} konstanta bo'lganida) belgilashda shu ko'rsatgichni ishlatish foydali bo'lishi mumkin: kollektor toki I_C $9\%/^\circ\text{C}$ ga o'sadi; va har 8°C ikki barobarga kattalashadi. Shu erda, Ebers –Moll tenglamasidan bevosita hosil bo'lmagan, yana bir kattalikka biz muhtojmiz. Bu, biz avval qayd etgan, Early effekti²⁹ bo'lib, tok manbalari va kuchaytirgichlarning ishlashiga muhim cheklovlar qo'yadi.

D. Early effekti. Transistorning kollektor toki I_C konstanta bo'lib turganida V_{CE} kollektor – emitter kuchlanishining o'zgarishlari V_{BE} baza –emitter kuchlanishining biroz o'zgarishiga olib keladi. Transistor bazasining effektiv kengligining o'zgarishlari bu effektning sababi bo'ladi va uning qiymati taxminan quyidagicha belgilanadi

$$\Delta V_{BE} = -\eta \Delta V_{CE}, \quad (2.14)$$

bunda $\eta \approx 10^{-4} - 10^{-5}$. (Misol uchun, 2N5088 npn transistori $\eta = 1.3 \times 10^{-4}$, demak V_{BE} kuchlanishining 1.3 mV o'zgarishi V_{CE} kuchlanishi 10 V bo'lganida konstanta kollektor tokini ushlab turadi). Bu hodisa, transistorning V_{BE} baza-emitter kuchlanishi konstanta holatida kollektor kuchlanishining o'zgarishlari kollektor tokining chiziqli o'zgarishiga olib keladi deb talqin qilinadi; buning analitik ifodasi quyidagicha:

$$I_C = I_{C0} \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right) \quad (2.15)$$

bunda V_A (tipik qiymati $50 - 500 \text{ V}$) Early kuchlanishi deb nomlanadi³⁰. Bu tenglamaning grafik ko'rinishi 2.59-rasmda (§2.3.7A) keltirilgan. Kichik Early kuchlanishi kichik kollektor chiqish qarshiligini bildiradi; pnp transistorlarda V_A kichik bo'ladi, o'lgangan qiymatlarni 8.1-jadvalda ko'ring. Early effekti bilan keng ko'lamda 2x-bobda tanishamiz³¹. Shu ko'rib chiqilgan kattaliklar bizga kerak bo'ladi. Ular yordamida transistorli sxemalarni loyihalashdagi barcha muammolarning yechimi topiladi va amalda Ebers –Moll tenglamasiga juda kam murojat qilishga to'g'ri keladi³².

2.3.3 Emitter qaytargichiga yangi nazar bilan qaytamiz Transistorning yangi modeli yaratgan afzalliklardan foydalanib, umumiy emitterli kuchaytirgich sxemalarni qayta ko'rib chiqishimizdan

²⁸ r_e kattaligining mutlaq temperaturaga proporsional bo'lgani sababli, kollektori RTAT toki qiymatida bo'lgan emitteri yerga ulangan kuchaytirgichning transconductance (yoki kuchaytirish koeffitsienti) qiymati temperaturaga bog'liq bo'lmaganini murakkablikning keyingi pog'onasida ko'ramiz. Ko'proq 2x-bobda.

²⁹ J.M. Early, "Effects of space-charge layer widening in junction transistors". *Proc.IRE* 40.1401(1952). James Early 2004 yil vafot qilgan.

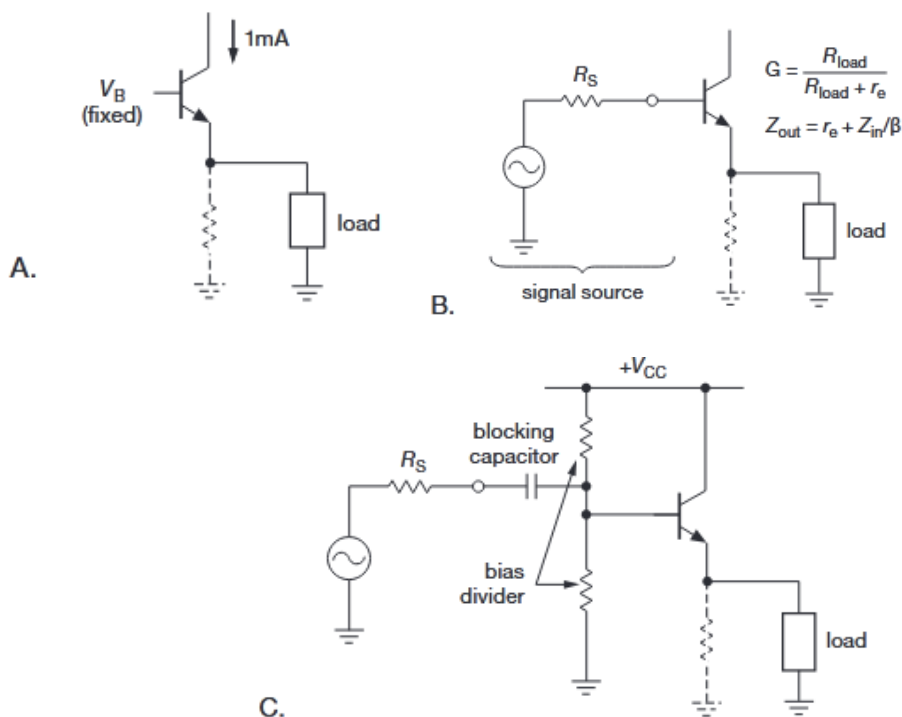
³⁰ Early kuchlanishi va η koeffitsientining o'zaro bog'liqligi $\eta = V_T/(V_A + V_{CE})$. 2x-bobga qarang.

³¹ Early effekti (a) kollektorning chiqish qarshiligini belgilaydi $r_o = V_A/I_C$; (b) bir kaskadning kuchlanishni kuchaytirish koeffitsientini cheklaydi; (c) tok manbaining chiqish qarshiligini cheklaydi. Boshqa narsalar teng bo'ladi. pnp transistorining Early kuchlanishi kichik bo'ladi va shu transistorlarning bettasini katta qilishga imkon beradi. Bu trendlarni Early kuchlanishini o'lgangan qiymatlari keltirilgan 8.1-jadvalda ko'rishingiz mumkin.

³² Sxemalarni analiz qilish SPICE programmasi Ebers-Moll formulasi va Gummei-Poon zaryadlar modelini ishlatib, transistorlarni tekshirish imkonini beradi. Sxemangizni kompyuterga kiritib (programmaga muvofiq chizib) tekshirish juda qiziqarli amal. Bunga qiziqsangiz SPICE programmasini BJT kuchaytirgichidagi nosozliklarni tekshirishni 2x-bobda ko'ring

avval, oddiy emitter qaytargichlarga qisqacha to'xtaylik. Ebers – Moll modeliga muvofiq emitter qaytargichining chiqish impedansi, kuchaytirgich kuchlanish manbaidan quvvat olsa ham, cheklangan ichki emitter qarshiligi r_e mavjud bo'lgani sababli, nolga teng bo'lmazligi shart (yuqoridagi B-band). Shu, emitterning ichki qarshiligi r_e yuklama resistori bilan kuchlanish bo'luvchisi hosil qilishi tufayli, qaytargichning kuchaytirish koeffitsientini birdan biroz kichikroq qilib, ushlab turadi.

Bu effekt osonlikcha hisoblanishi mumkin. Bazaga belgilangan kuchlanish berilganida, emitterga qaragan impedans $R_{out} = dV_{BE}/dI_E$ bo'ladi, lekin $I_E \approx I_C$ bo'lgani uchun $R_{out} \approx r_e$ va emitterning ichki qarshiligi [$r_e \approx 25/I_C(mA)$] teng bo'ladi. Misol uchun, 2.43 A-rasmda ko'rsatilgan sxemada $I_C = 1 mA$ bo'lgani tufayli yuklama, impedansi $r_e = 25 \Omega$ bo'lgan manbaga qarab turibdi. (Bu transistor emitterining ichki qarshiligi, R_E emitter qarshiligi sxemada mavjud bo'lsa, u bilan parallel bo'ladi; lekin amalda R_E r_e dan ancha katta bo'ladi. 2.43 B-rasmda, amalda ko'p uchraydigan, cheklangan R_S manba qarshiligiga ega bo'lgan sxema keltirilgan (soddalashtirish maqsadida, 2.43 C-rasmda keltirilgan va o'rnatilishi shart bo'lgan baza kuchlanish bo'luvchisi va o'zgaras tokni bloklovchi kondensatorni hisobga olmadik). Bu sxemada emitter qaytargichining chiqish impedansi o'zaro ketma-ket ulangan r_e va $R_S/(\beta + 1)$ (yana muhim bo'lmagan R_E bilan parallel ulangan). Misol uchun, $R_S = 1 k$ va $I_C = 1 mA$ bo'lsa $R_{out} = 35 \Omega$ ($\beta = 100$ olinganida) bo'ladi. Emitterning ichki r_e qarshiligi emitter qaytargichining kirish qarshiligi tarkibida ham ishtirok etishi va yuklama impedansi bilan ketma-ket bo'lgani (aslida yuklama impedansi bilan emitter resistorining parallel kombinatsiyasi bilan) osonlikcha ko'rsatilishi mumkin. Boshqacha qilib aytganda, emitter qaytargichi sxemasiga Ebers – Moll modelini qo'llashdagi effekti avvalgi natijalarga r_e emitter qarshiligini ketma-ket ulash bilan belgilanadi³³.



2.43-rasm. Emitter qaytargichining chiqish qarshiligi (matnga qarang).

³³ Bunga chuqurroq nazar solsa yana qo'shimchalari bor: katta chastotalarda (f_T/β dan yuqori) effektiv tokni kuchaytirish koeffitsienti chastotaga teskari proporsionalikda kamayib boradi; natijada, kichik ichki qarshilikka R_S ega signal manbaidan ishlagan, emitter qaytargichining chiqish impedansi chiziqli o'sadi. Bunday hodisa induktivlikni eslatadi va yuklama sig'imli bo'ladigan bo'lsa sxemada parazit generatsiya paydo bo'ladi; bu effekt 2x-bobda ko'rib chiqilgan.

Yuklama bilan r_e emitterning ichki qarshiligi hosil qilgan kuchlanish bo'luvchisining ta'siri bilan emitter qaytargichning kuchlanish bo'yicha kuchaytirish ko'effitsienti birdan biroz kichik bo'ladi. Sxe-maning chiqishi transistorning baza – emitter kontaktining qarshiligi r_e bilan yuklama qarshiligi R_{load} ketma-ket ulanganligi tufayli kuchlanish bo'yicha kuchaytirish ko'effitsienti $G_V = v_{out}/v_{in} = R_L/(r_e + R_L)$ bo'ladi.

Demak, misol uchun, sokinlik toki 1 mA va yuklama qarshiligi 1 k bo'lgan emitter qaytargichi-ni kuchlanish bo'yicha kuchaytirish ko'effitsienti 0,976 bo'ladi. Injenerlar kuchaytirish ko'effitsientini transconductance ko'effitsienti vositasida ifodalashni hush ko'rishadi (FETlar uchun ishlatilgan tanglamani §3.2.3Ada ko'ring). Shunda ($g_m = 1/r_e$ ishlatib) kuchaytirish ko'effitsienti quyidagicha ifodalanadi

$$G_V = R_L g_m / (1 + R_L g_m)$$

2.3.4 Umumiy emitterli kuchaytirgich sxemasini qayta ko'rib chiqamiz

Yuqorida umumiy emitterli kuchaytirgich sxemasini tahlil qilganimizda emitter qarshiligi nolga teng bo'lgan holatda uning kuchlanish bo'yicha kuchaytirish ko'effitsienti uchun qoniqarsiz javob olgan edik. Muammo shuki, transistorning $25/I_C$ (mA) ichki emitter qarshiligi r_e mavjud bo'lib, uning qiymati emitterning tashqi resistori qarshiligi bilan qo'shilishi kerak. Bu ikki qarshilik ketma-ket ulanadi va emitterning ichki qarshiligi faqat tashqi ulanadigan qarshilik kichik yoki nolga teng bo'lganida ahamiyatli bo'ladi³⁴. Yuqorida tahlil qilingan umumiy emitterli kuchaytirgich sxemasida, emitter resistorining qarshiligi nolga teng bo'lganida, kuchlanish bo'yicha kuchaytirish ko'effitsienti – $10 k/r_e$ yoki – 400 bo'lgan. Kuchaytirgichning kirish qarshiligi (βR_E , $R_E = 0$) nolga teng emas, balki taxminan βr_e yoki bizning misolimizda (sookinlik toki 1 mA bo'lganida) $2.5 k$ ³⁵ atrofida bo'ladi. “Umumiy emitter” va “yerga ulangan emitter” iboralar ishlatilganida ko'p hollarda yagona tushunchadek qabul qilinadi va chalkashlikka olib keladi. “Emitteri yerga ulangan kuchaytirgich” deganimizda emitter resistorining qarshiligi $R_E = 0$ (yoki ekvivalentli shuntlangan) bo'lgan umumiy emitterli kuchaytirgichni nazarda tutgan bo'lamiz. Umumiy emitterli kuchaytirgich sxemasida emitter resistori bo'lishi mumkin; asosiysi emitter zanjiri kuchaytirgichning kirish zanjiri va chiqish zanjiri uchun umumiy bo'ladi.

A. Emitteri yerga ulangan bir kaskadli sxemalarning kamchiliklari

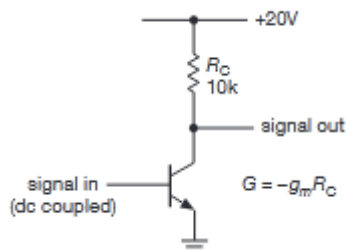
Emitteri yerga ulangan ($R_E = 0$) umumiy emitterli sxemada juda katta kuchlanish bo'yicha kuchaytirish ko'effitsientiga erishsa bo'ladi, lekin bu yutuq kuchaytirgichning boshqa xususiyatlari hiso-biga bo'ladi. Emitteri yerga ulangan kuchaytirgichlarga darsliklarda juda ko'p e'tibor berilgan bo'lsa ham ularni faqat tashqi feedback zanjirlari bor sxemalarda ishlatga bo'ladi. Buning sababini 2.44-rasm-dagi sxemadan tushinib olsa bo'ladi.

1. **Nochiziqlik.** Bunday sxemaning kuchaytirish ko'effitsienti $G = -g_m R_C = -R_C/r_e = -R_C I_C (mA)/25$ bo'ladi va 1mA sokinlik toki uchun – 400 bo'ladi. Lekin chiqish signali o'zgarishi bilan I_C kollektor toki ham o'zgaradi. Misol uchun, kuchaytirish ko'effitsienti – 800 dan ($V_{out} = 0$, $I_C = 2$ mA) nolgacha ($V_{out} = V_{CC}$, $I_C = 0$) tushishi mumkin. Kirishdagi uchburchak shaklidagi signal kuchaytirilgandan so'ng chiqishda 2.45-rasmda ko'rsatilgan shakliga keladi.

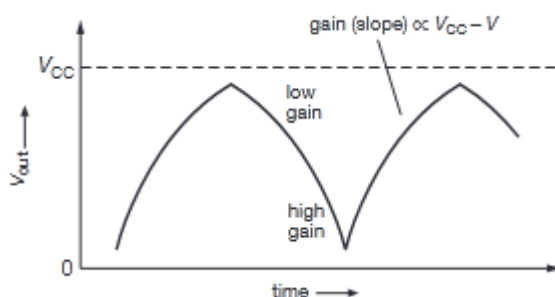
³⁴ Yoki qarshilikning ekvivalenti: emitter resistori kondensator bilan shuntlanganida uning impedansi signal chastotalarida emitterning ichki r_e qarshiligiga yaqin yoki undan kichik bo'lishi ham mumkin.

³⁵ Kuchaytirgichning kuchaytirish ko'effitsienti va kirish impedansining bu qiymatlari, juda katta chastotalardan yiroq bo'lganimizda yoki kollektor yuklamasi “aktiv yuklama” ($R_C \rightarrow \infty$) tok manbai bilan almashtirilgan sxemalarda, yaxshi bo'lib ko'rinadi. Emitteri yerga ulangan kuchaytirgichning kuchlanish bo'yicha kuchaytirish ko'effitsientining yakuniy qiymati Early effekti bilan chegaralanadi; bu mavzu 2x-bobda batafsil ko'rib chiqiladi.

Kuchaytirgich signal shaklini juda buzadi va nochiziqlikka ega bo‘ladi. Emitteri yerga ulangan kuchaytirgich sxemalari transistorning, sokinlik toki qiymatiga yaqin qiymatlarga ega bo‘lgan kichik signal-larni kuchaytirishda, foydali bo‘lishi mumkin xolos. Aksincha emitterida resistor bo‘lgan umumiy emitterli kuchaytirgichlarda kuchaytirish koeffitsienti, $R_E \gg r_e$ bo‘lgani tufayli, kollektor tokiga deyarli to‘liq bog‘liq bo‘lmaydi va katta tebranishli signallar shaklini buzmasdan kuchaytirib berishi mumkin.



2.44-rasm. Emitter zanjirida feedback bo‘lmagan umumiy emitterli kuchaytirgich



2.45-rasm. Emitteri yerga ulangan kuchaytirgichdagi nochiziqli buzilishlar

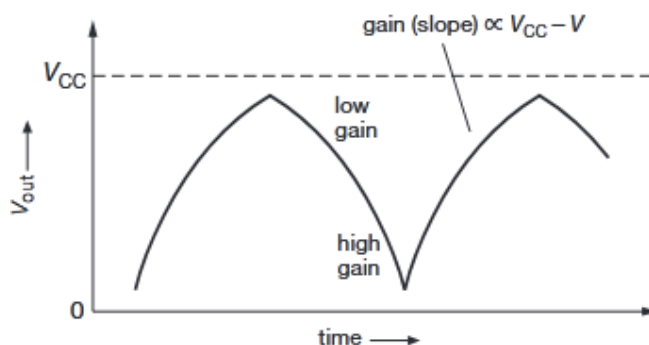
Kuchaytirgichning emitteriga tashqi resistor ulangan va ulanmagan hollardagi signal buzilishlarini baholash oson. Emitteri yerga ulangan kuchaytirgichda inkremental (kichik signal uchun) kuchaytirish koeffitsienti $G_V = R_C/r_e = -I_C R_C/V_T = -V_{drop}/V_T$ bo‘ladi, bunda V_{drop} kollektor resistoridagi kuchlanish tushuvining oniy qiymati bo‘ladi. Kuchaytirish koeffitsienti kollektor resistoridagi kuchlanish tushuviga proporsional bo‘lgani sababli, uning nochiziqliligi (kuchaytirish koeffitsienti qiymatining qisman o‘zgarishi) kollektordagi kuchlanish o‘zgarishining kollektor resistoridagi o‘rtacha sokinlik kuchlanish tushuvi nisbatiga teng bo‘ladi: $\Delta G/G \approx \Delta U_{out}/V_{drop}$, bunda $V_{drop} R_C$ kollektor resistoridagi o‘rtacha, yoki sokinlikdagi, kuchlanish tushuvi bo‘ladi. Bunday holda kuchaytirgichning kuchaytirish koeffitsienti juda tez o‘zgarganlari sababli (ya’ni signal chuqqilarini kuchaytirishda) signal shaklidagi “buzilishlar”(signal amplitudasidan aniq chiziqli hosillovchisini ayirishdan qolgan amplituda sifatida ifodalanadi) 3 faktoridan kichik bo‘ladi. Signal buzilishlari, bevosita tok qiymatiga emas, balki faqat uning o‘zgarishlarining sokinlik kuchlanishiga bo‘lgan nisbatigagina bog‘liq ekanligiga ahamiyat bering. Misol uchun, +10V kuchlanishdan manbalangan va uning yarmida (ya’ni, $V_{drop} = 5V$) transistorning bazasi siljirilgan emitteri yerga ulangan kuchaytirgich chiqishidagi 0.1 V amplitudali signal tarkibidagi buzilishlar miqdori 0.7% bo‘lgan bo‘lsa, amplitudasi 1 V bo‘lgan sinusoidal signalning tarkibida 6.6% o‘lchab aniqlandi; bu qiymatlar ko‘rsatgichlarning taxmin qilingan qiymatlariga juda yaqin. Endi, kuchaytirgichga tashqi emitter resistor R_E ulangan sxemadagi signal buzilishlarini ko‘rib chiqib, yuqoridagi varianti bilan solishtirib ko‘raylik. Bu sxemaning kuchaytirish koeffitsienti $G_V = -R_C/(r_e + R_E) = -I_C R_C/(V_T + I_C R_E)$ bo‘ladi. Maxrajdagi faqat birinchi had signal buzilishlariga hissa qo‘shmoqda, demak buzilishlarni kamaytirish uchun r_e transistor emitteri ichki qarshiligining tashqi emitter resistor R_E qarshiligi bilan yig‘indisiga bo‘lgan nisbati bilan amalga oshirish mumkin ekan: nochiziqlik qiymati $\Delta G/G \approx (\Delta V_{out}/V_{drop})[r_e/(r_e + R_E)] = (\Delta V_{out}/V_{drop})[V_T/$

$(V_T + I_E R_E)$]; ko'paytmaning ikkinchi hadiga signal buzilishlari kamayadi. Tashqi emitter rezistorini qo'shib, tanlangan sokinlik tokiga muvofiq undagi kuchlanish tushuvi qiymatini 0.25V qilib olinsa signal buzilishlari 10 barobar kamayadi va yuqoridagi misolda keltirilgan buzilishlar, chiqish amplitudasi 0.1V va 1 V bo'lganida, muvofiq 0.08% va 0.74% bo'ladi. Bu o'lchash qiymatlari biz kutgandek bo'lib chiqdi.

2.12-masala. Shu ikki kuchaytirgich chiqishlaridagi signal amplitudalari uchun signal buzilishi koeffitsientlarini hisoblab aniqlang.

Kirishiga uchburchak shaklidagi signal berilgan kuchaytirgichning chiqishidan olingan signal shakli buzilishlari 2.45 –rasmda ko'rsatilganidek bo'lar ekan³⁶. Solishtirish uchun 2.46-rasmda keltirilgan real, emitteri yerga ulangan kuchaytirgichning ossillogrammalarini ko'ring; kuchaytirgich 2N3904 tranzistorida yig'ilib, kollektor rezistori 5 k, manbai +10 V va shuning yarmiga baza siljirilgan. Siljitish kuchlanishlari 5V va 7.5V bo'lgandagi kuchaytirish koeffitsientlarni chizg'ich yordamida aniqladik, Shunda kollektor toklari muvofiq 1 mA va 0.5 mA bo'lgan.

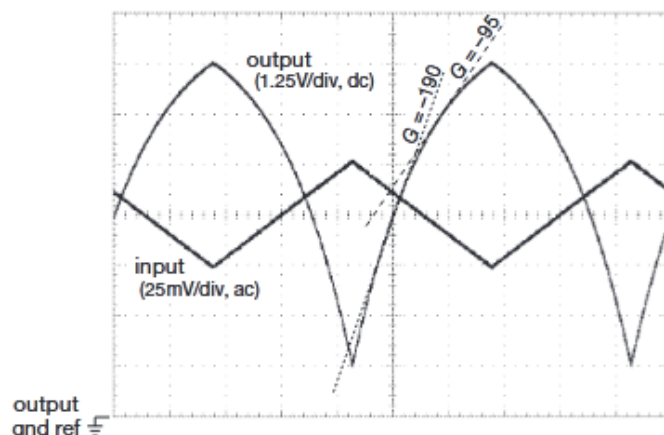
Kuchaytirish koeffitsientlarning o'lchangan qiymatlari muvofiq hisoblab, aniqlangan qiymatlariga yaqin keldi ($GR_C/r_e = I_C(\text{mA})R_C/25\Omega$) muvofiq $G = -200$ va $G = -100$. Solishtirish uchun 2.47-rasmda keltirilgan ossillogrammalarga qarang; bular transistor emitteriga 225Ω tashqi resistor ulangan sxemadan olingan: kuchaytirish koeffitsienti, sokinlik nuqtasida, 10 barobar kamaydi. ($G = R_C/(R_E + r_e) \approx R_C/250\Omega$), ammo chiziqlilik ancha yaxshilandi (chunki mahrajdagi r_e kichik bo'lgani sababli kuchaytirish koeffitsientini o'zgarishlariga, 225Ω emitter qarshiligidек, katta hissa qo'shmaydi).



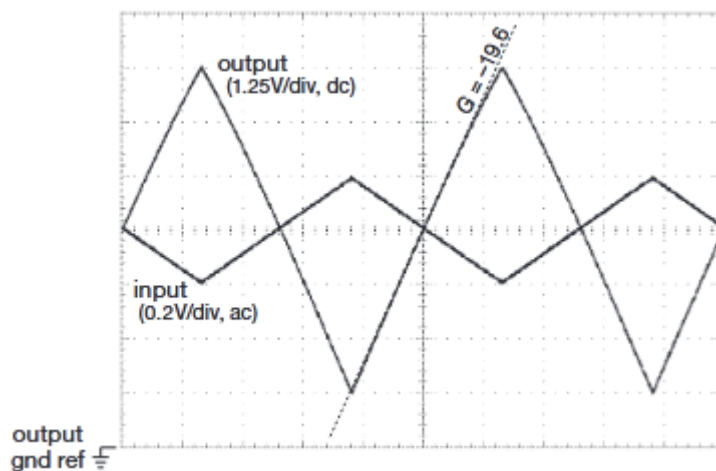
2.45-rasm. Emitteri yerga ulangan kuchaytirgichning nochiqli chiqish signali.

Sinusoidal signal uchun kuchaytirgichning chiqishida asosiy chastotaning barcha garmonikalari mavjud bo'ladi. Shu bob davomida bir juft transistorda differensial kuchaytirgich yaratishni ko'rsatamiz; ularda signal buzilishlarining qoldiqlari simmetrik bo'ladi va toq garmonikalardan iborat bo'ladi. 2x-bobda differensial kuchaytirgichlarda signal buzilishlarini yo'qotish usullari bilan tanishtiramiz, unda SPICE kompyuter programmasi bilan sxemalarni analiz qilishni ko'rsatamiz. Kelajakdagi izlanishlarimiz uchun bir narsani qo'shib qo'yishimiz kerak bo'ladi: *feedback* bilan kuchaytirgichlardagi signal buzilishlarini keskin kamaytirish mumkin. Feedbackni shu bobning quyi qismida, barcha transistorli sxemalar bilan tanishganingizdan keyin, o'rganamiz (§2.5). *operatsion kuchaytirgichlarga* kirishganimizda feedback masalasi mavzuning markazida bo'ladi (4-bob).

³⁶ Kuchaytirish koeffitsienti (V_{out}/V_{in} nisbatining grafikdagi qiyaligi) V_{CC} chizig'igacha bo'lgan masofaga proporsional bo'lgani sababli, chiqish signalining shakli aslida eksponensial bo'lib qolgan.



2.46-rasm. Real hayot! 2.44-rasmda keltirilgan emitteri yerga ulangan kuchaytirgich ($RC = 5\text{ k}$, $V_+ = +10\text{ V}$) kirishiga 1 kHz uchburchak shaklidagi signal berildi. Grafikdagi yuqori to‘g‘ri chiziq +10V manba kuchlanishi, quyi chiziq – yer potensialida; (sezgirlik shkalasiga ahamiyat bering). Kuchaytirish koeffitsienti (qiya urg‘u chiziqlari) chiqish kuchlanishi V_{out} 0.5V va 0.75V amplituda qiymatlari uchun aniqlangan. Gorizontall shkala: 0.2ms/div.



2.47-rasm. Qo‘shilgan $225\ \Omega$ emitter qarshiligi kuchaytirish koeffitsientining kamayishi hisobiga kuchaytirgichning chiziqliligini ancha yaxshilaydi (kuchaytirish koeffitsienti sokinlik nuqtasida 10 barobar kamaygan). Gorizontall shkala: 0.2 ms/div.

2. **Kirish impedansi.** Kirish impedansi, qo‘pol qilib aytganda, $Z_{in} = \beta r_e = 25\beta / I_C (\text{mA})\ \Omega$ bo‘ladi. Va yana I_C kollektor toki signal tebranishidan ortiq bo‘lsa, kirish impedansini o‘zgarishiga olib keladi. Signal manbaining chiqish impedansi kichik bo‘lsa, u bilan kuchaytirgichning kirish qarshiligi tuzgan kuchlanish bo‘luvchisining o‘zgaruvchanligi kuchaytirgichni noxizizlik ko‘lamiga olib kirib qo‘yadi. Aksincha, emitter resistori bo‘lgan umumiy emitterli kuchaytirgichning kirish qarshiligi katta va stabil bo‘ladi.

3. **Siljitish.** Emitteri yerga ulangan kuchaytirgichni siljitish qiyin bo‘ladi. Oddiy kuchlanish bo‘luvchisidan transistorning bazasiga siljitish kuchlanishini berib Ebers- Moll tenglamasiga muvofiq sokinlik tokiga erishish osondek tuyuladi. Bunday sxema ishlaymaydi. Sababi, belgilangan I_C kollektor tokida V_{BE} baza- emitter kuchlanishi temperaturaga bog‘liq bo‘lib, $2.1\text{ mV}/^\circ\text{C}$ tempda o‘zgarib boradi. ($I_S (T)$ temperaturaga qarab o‘zgargani sababli temperatura oshganda V_{BE} kamayadi va natijada $1/T$ ga proporsional bo‘ladi, T – absolyut temperatura). Bu bog‘liqlik, temperatura 30° ga ohsa (belgilangan V_{BE} qiymatida) kollektor toki 10 barobar oshadi degani bo‘ladi. (bu V_{BE} kuchlanishining 60 mVga

o'zgarganiga to'g'ri keladi), yoki $9\%/^{\circ}\text{C}$. Bunday nostabil siljitish befoyda, chunki temperaturaning ozgina o'zgarishlari ham transistorni to'yingan holatga chiqarib qo'yadi. Misol uchun, emitteri yerga ulangan kuchaytirgich kaskadida, kollektor kuchlanishidan manba qiymatining yarmiga siljirilgan, transistor temperatura 8°S ga ko'tarilsa to'yingan holatga chiqib qoladi.

2.13-masala. Emitteri yerga ulangan, bazasi boshlang'ich manba kuchlanishining yarmiga siljirilgan $V_C = 0.5 V_{CC}$ transistorli kaskad temperatura 8°C ga ortganida to'yingan holatga o'tib qolishini tekshiring.

Keyingi bo'limda transistorni siljitish muammolari ko'riladi. Aksincha, emitterida resistor bo'lgan umumiy emitterli kuchaytirgich sxemasi bazaga kuchlanish berib siljiriladi. Siljitish kuchlanishning ko'p qismi emitter qarshiligiga tushib, sokinlik tokining qiymatini belgilaydi.

B. Emitter resistor feedback zanjiri sifatida

Transistor emitterining ichki qarshiligiga r_e ketma-ket tashqi resistor ulash bilan umumiy emitterli kuchaytirgichning ko'p xarakteristikalarini kuchaytirish koeffitsienti hisobiga yaxshilashi mumkin. Kitobning keyingi bo'limida shu masalani xal qilish yo'llari bilan batafsil tanishasiz. Unda biz, kuchaytirgichlarning xarakteristikalarini, *manfiy feedback* deb nomlangan va mazmuni kuchaytirgich chiqishidagi signalning bir qismini kirishiga berib, kirish signali quvvatini kamaytirishdan iborat bo'lgan, sxemotexnik vosita yordamida, mukammallash yo'llarini ko'rib chiqamiz. Bundagi bir xillik masalani qayta qayd etish emas, balki emitteriga tashqi resistor ulangan umumiy emitterli kuchaytirgich sxemasining o'zi manfiy feedbackga ega bo'lgan sxemaning o'zi bo'ladi. Transistorni, kollektor toki (va muvofiq chiqish kuchlanishi) baza –emitter oralig'iga beriladigan kuchlanish bilan bosh-qariladigan, transconductance qurilmasi deb qabul qilishga to'g'ri kelgan, lekin bu kuchaytirgichning kirishi baza bilan yer oralig'idagi kuchlanish bo'ladi. Demak, baza – emitter oralig'idagi kuchlanish, kuchaytirgichning kirish kuchlanishidan *chiqish kuchlanishining bir qismi ($I_E R_E$) ayrilgandan* qolgan, kuchlanish ekan. Bu manfiy feedback bo'ladi va shu bilan mavjud tashqi emitter resistor kuchaytirgichning deyarli barcha xarakteristikalarini mukammallashtiradi (chiziqlilik, stabillik, kirish impedansining ³⁷ ko'tarilishini ta'minlaydi; agar feedback uchun chiqish signalining bir qismi kollektordan olinsa, kuchaytirgichning chiqish qarshiligi kamayadi). Juda yaxshi, keyingi 4 va 5-boblardagi izohlardan yaxshi bilimlar kutamiz!

2.3.5 Umumiy emitterli kuchaytirgichni siljitish

Agar siz iloji boricha katta kuchaytirish koeffitsientiga erishmoqchi bo'lsangiz (yoki kuchaytirgich kaskadi feedback zanjirining ichida bo'lsa) umumiy emitterli kuchaytirgichda samarali siljitishni amalga oshirish imkoni bo'ladi. Buni quyidagi uchta, alohida yoki birgalikda qo'llaniladigan, yechimi bor: emitter resistorini shuntlash, transistor siljilishini muvofiqlashtirish va dc (o'zgarmas tokli) feedback.

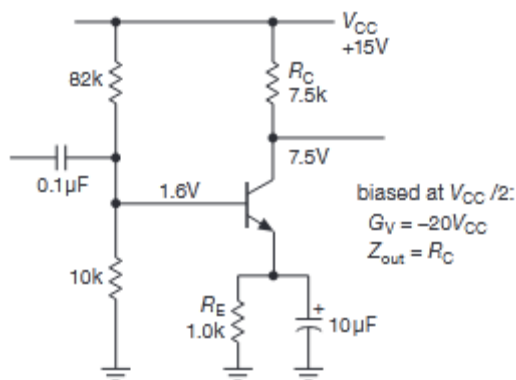
A. Emitter resistorini shuntlash

Shuntlangan emitter resistorini vositasida manfiy feedback usuli amalga oshirilgan, umumiy emitterli kuchaytirgich sxemasi 2.48-rasmda keltirilgan.

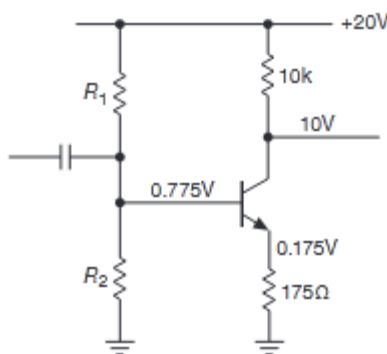
Bu sxemada R_E emitter resistorining qarshiligi $0.1R_C$ qiymatida olingan; agar R_E juda kichik bo'lsa, undagi kuchlanish tushuvi baza –emitterdagi kuchlanish tushuvidan ancha kichik bo'ladi va, V_{BE} kuchlanish tushuvi temperaturaga bog'liq bo'lgani sababli, transistorning sokinlik toki ham nostabil

³⁷ Agar feedback zanjiri chiqish signalini kollektorning o'zidan oladigan bo'lsa, kuchaytirgichning chiqish qarshiligi kamayadi - bu kuchlanish kuchaytirgichi uchun foydali xususiyat bo'ladi va buni biz ko'rib chiqamiz.

bo'lishiga olib keladi. Emitter resistorini shuntlab turgan kondensator sig'imi signalning eng kichik chastotasida uning impedansi r_e emitterning ichki impedansiga (R_E bilan adashtirmang, nega?) nisbatan kichik bo'lishi kerak. Bu sxemada kondensatorning impedansi 650Hz chastotada 25Ω bo'ladi. Kuchaytirgichning kirishidagi dc bloklovchi (ya'ni o'zgaras tokni o'tkazmaydigan) kondensator 10 k qarshilikka parallell ulangan baza impedansiga β (100) barobar 25Ω , ya'ni 2.5 k qarshilikka qarab turibdi. Dcda bazaga qarab turgan impedans ancha katta bo'ladi (β barobar emitter rezistorining qarshiligi R_E , yoki 100k) va shu tufayli siljitish kuchlanishi stabil bo'lishining imkoni bor.



2.48-rasm. Shuntlangan emitter resistorini umumiy emitterli kuchaytirgichning stabiligini oshirish uchun ishlatilishi mumkin.

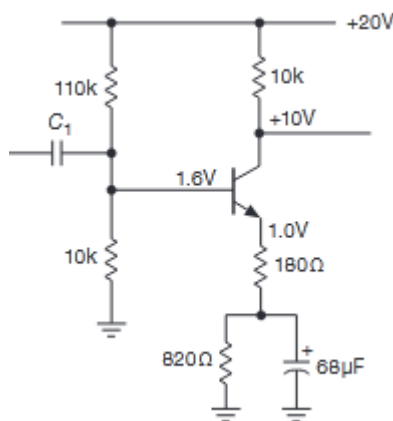


2.49-rasm. Kuchaytirish koeffitsienti kamayishi hisobiga bazani siljitish stabilashtirilgan.

Bu sxemaning varianti sifatida, emitter qarshiligi ikkita ketma-ket ulangan va bittasi kondensator bilan shuntlangan, umumiy emitterli kuchaytirgich sxemasini keltirish mumkin. Misol uchun, sizga kuchaytirish koeffitsienti 50, soqinlik toki 1 mA, manba kuchlanishi $V_{CC} + 20 \text{ V}$ va signalning chastota ko'lam 20 Hz - 20 kHz bo'lgan kuchaytirgich loyihalash zarur bo'ldi. Agar siz umumiy emitterli sxemani ishlatishga harakat qilsangiz, sizning kuchaytirgichingiz 2.49-rasmda keltirilgandek bo'ladi. Kollektor resistorini tanlashda kollektorning soqinlik kuchlanishini $0.5V_{CC}$ qiymati olinadi. Emitter resistorini tanlashda talab etilgan kuchaytirish koeffitsienti va unga $r_e = 25/I_c$ (mA) ko'rsatgan ta'siri hisobga olinadi. Emitterdagi atigi 0.175 V bo'lgan kuchlanish, baza – emitterdagi $\sim 0.6 \text{ V}$ kuchlanish tushuvi temperaturadan $-2.1 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ tezlikda o'zgarib turishi sababli, anchaga o'zgarib turishi mumkin, chunki R_1 va R_2 bazadagi kuchlanish bo'luvchisi (0.775 V) kuchlanishni aniq ushlab turadi. Misol uchun, siz, temperaturaning 20°C ga o'zgarishi, kollektor tokini 25%ga ko'paytirishini tekshirib ko'rishingiz mumkin.

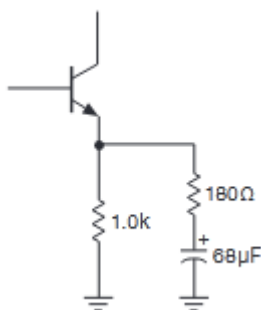
2.14-masala. Yuqoridagi fikr to'g'ri ekanligini tekshiring.

Bu muammoning yechimi emitter resistoriga ketma-ket, kondensator bilan shuntlangan, qo‘shimcha resistor ulash bilan amalga oshiriladi. Bunda transistorni siljitilishi stabil bo‘lib, kuchaytirish koeffitsienti barcha signal chastotalari uchun o‘zgarmaydi (2.50 –rasm). Avvalgi misoldagidek kollektor resistorida undagi soqinlik kuchlanishi 10 volt ($0.5 V_{CC}$) bo‘lgani hisobiga belgilanadi. Shuntlanmagan emitter resistorida qarshiligini tanlashda kuchaytirish koeffitsienti 50 uchun $r_e = 25/I_C$ (mA) qarshiligini qo‘shib hisoblang. Shuntlangan emitter resistorining qarshiligi bazaning siljitish kuchlanishini stabil bo‘lishini ta‘minlash maqsadida tanlanadi (qarshiligi kollektor qarshiligining o‘ndan bir qismi bo‘lishi yaxshi qoida hisoblanadi). Baza kuchlanishi tanlanishida, bu kuchlanish emitter tokini 1 mA bo‘lishini ta‘minlash sharti bilan amalga oshiriladi. Shunda baza kuchlanish bo‘luvchisining impedansi bazaga qaragan impedansning o‘ndan biri (bizning misolda 100k bo‘ladi). Emitter resistorini shuntlovchi kondensatorning sig‘imi tanlanishida, uning, signalning eng kichik chastotasidagi, impedansi $180 + 25$ omdan kichik bo‘lishi kerak. Va nihoyat, kirishdagi kondensatorning sig‘imi kuchaytirgichning signal chastotasi uchun bo‘lgan $\beta x (180 + 25) \Omega$ kirish impedansidan kichik impedansga ega bo‘lishi kerak (820Ω kondensator bilan shuntlanib, signal chastotalari uchun qisqa tutashuv vazifasini bajaradi).



2.50-rasm. Emitter qarshiligi bo‘linib baza siljitilishi stabillashtirilgan, chiziqli va katta kuchlanish koeffitsientiga ega umumiy emitterli kuchaytirgich sxemasi.

Sxemaning alternativ variantida signal va dc tok yo‘llari ajratilgan (2.51 –rasm). Bu sxema, variantida bazani siljitish kuchlanishini o‘zgartirmagan holda (180Ω qarshiligini o‘zgartirib), kuchaytirish koeffitsientini o‘zgartirsangiz bo‘ladi.



2.51-rasm. 2.50 –rasmdagi sxemaning ekvivalent emitter zanjiri.

B. Kelishtirilgan transistorlarni siljitilishi

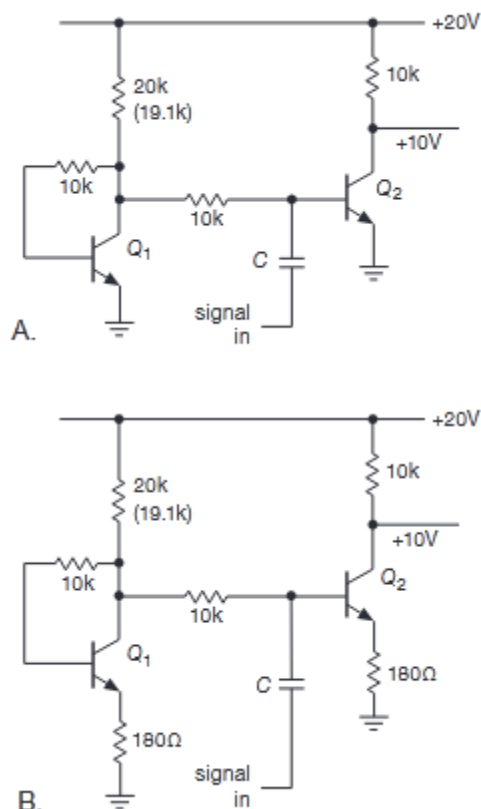
Talab etilgan kollektor toki qiymatini ta'minlash uchun to'g'ri kelgan baza kuchlanishini hosil qiladigan kelishtirilgan transistor ishlatilishi kerak; bu avtomatik temperatura kompensatsiyasini ta'minlab beradi (2.52-rasm)³⁸. Q_1 transistorning kollektoridan oqib o'tgan 1 mA tok uning potentsiali yerga yaqin bo'lishini ta'minlaydi (anig'i, V_{BE} kuchlanish tushuviga yerdan baland bo'ladi); agar Q_1 va Q_2 transistorlari o'zaro kelishtirilgan juft bo'lsa (parametrlari mutlaq bir xil bo'lgan, yagona silikon plastinasida yaratilgan ikkita transistor yagona element ko'rinishda bo'ladi) Q_2 transistor orqali ayni shu 1mA kollektor toki oqadi, chunki bu transistor Q_1 transistoridagi kuchlanish tushuvi bilan siljirilgan. Transistor kollektoridagi kuchlanish + 10 volt (1mA tok oqqani tufayli) bo'ladi va bu kuchlanish kollektordagi kuchlanishni kirishiga berilgan signal ta'sirida ± 10 volt ko'lamida simmetrik tebranib (o'zgarib) turishiga imkon beradi. Endi temperaturaning o'zgarishlari o'z ahamiyatini yo'qotadi, chunki ikkita bir xil (egizak) transistorning temperaturasi ham bir hil bo'ladi. Bu misol egizak transistorlar ishlatilishining yaxshi ko'rgazmasi bo'la oladi.

C. dc bo'yicha feedback

dc bo'yicha feedback transistorning sokinlik tokini stabilizatsiyasi uchun ishlatiladi. 2.53-rasmda shuning bir necha usullari keltirilgan. Bazani siljitish uchun kuchlanishni bevosita V_{CC} manbadan emas, balki kollektor kuchlanishining bir qismini olib ishlatilishi sokinlik tokining stabilizatsiya qilish uchun bir samarali amal bo'ladi. Baza yerdan to'g'ri ulangan dioddagi kuchlanish tushuvi qiymatiga yuksalib o'tiribdi; uni siljitib turgan kuchlanish 10 : 1 nisbatda bo'lgan kuchlanish bo'luvchisidan berilgani tufayli, kollektor o'n bitta (11) diod kuchlanish tushuviga yerdan yuksak nuqtada o'tiribdi (bu taxminan $0.6 \times 11 \approx 7$ V bo'ladi).

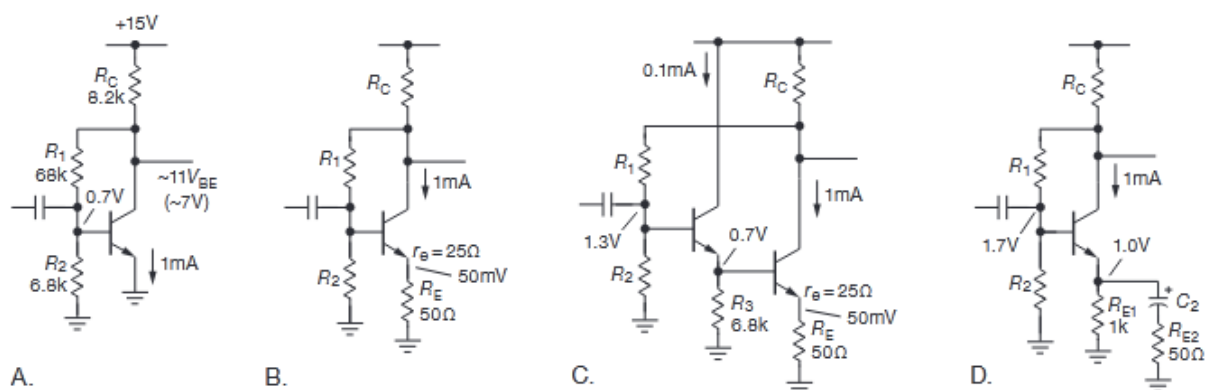
Transistorning har bir to'yinganlik holatiga o'tish xarakati (misol uchun, transistorning betta koefitsienti juda katta bo'lganda sodir bo'ladigan holat) stabilizatsiya qilinadi, chunki kollektor kuchlanishining tushib ketishi bazadagi siljitish kuchlanishini ham muvofiq tushirib yuboradi. Katta stabillikka hojat bo'lmagan hollarda bu stabilizatsiya usuli qo'llanilishi mumkin. Transistorning sokinlik nuqtasi, temperatura o'zgarishi ketidan bir volt yoki shunga yaqin bo'lgan kuchlanish tushuviga siljish tendensiyasiga ega, chunki baza – emitter kuchlanishi salmoqli temperatura koefitsientiga ega (yana Ebers –Moll). Kuchaytirgichning bir necha kaskadi birgalikda feedback halqasi bilan bog'lanishi bilan yuksakroq stabillikka erishish mumkin. Keyinchalik, feedback bilan bog'liq bo'lgan misollarda buning afzalliklarini ko'rishingiz mumkin.

³⁸ R.Widlar. "Some circuit design techniques for linear integrated circuits." IEEE Trans. Circuit Theory CT-12.586 (1965).US Patent 3.364.434ni ham ko'ring.



2.52-rasm. Emitteri yerga ulangan (A) va degenerativ emitterli (B) kuchaytirgich sxemalarida V_{BE} kuchlanish tushuvini kompensatsiya qilib, siljitish. Ko'rsatilgan qiymatlar bilan V_C kuchlanishi taxminan 10.5 V bo'ladi; 20 k resistorni 19.1 k standart nominalga almashtirganingizda V_{BE} ta'siri, β cheklanganini hisobga olib V_C qiymatini 10 Vga o'rnatish.

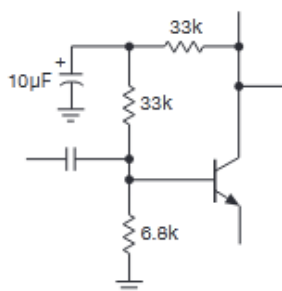
Bu sxemaning ishlashini bilib olish uchun manfiy feedback mohiyatini chuqurroq tushinish kerak bo'ladi. Misol uchun, manfiy feedback kuchaytirgichning kirish va chiqish impedanslarini kamaytirishga ishlaydi. Kirish signali uchun R_1 resistorining qarshiligi kuchaytirgich kaskadining kuchlanish bo'yicha kuchaytirish ko'effitsientiga pasaytiriladi. Bizning misolda resistorning qarshiligi yerga nisbatan 200 om qarshilikka ekvivalent bo'ladi (yaxshi emas!).



2.53-rasm. Feedback bilan siljitishni yaxshilash usullari

Bu bobning quyida va keyingi (4-bobda), feedback sxemalar bilan batafsil tanishganimizda bu usulning sxema impedanslari, kuchlanish bo'yicha kuchaytirish ko'effitsientiga ko'rsatgan ta'sirini va mohiyatlarini yaxshi tushinib olasiz. 2.53B-D-rasmlarda dc bo'yicha feedback vositasida bazani siljitish

amalga oshirilgan sxemalar variantlari keltirilgan: B-sxemada, kuchaytirish koeffitsientini stabilizatsiya qilish hamda chiziqlikni mukammallashtirish uchun emitter qarshiligi kiritilgan; C-sxemada, kirish impedansini oshirish (R_1 R_2 kuchlanish bo'luvchisida resistorlar qarshiligini oshirish va qo'shimcha V_{BE} kuchlanishini kelishtirish uchun undagi qarshiliklar nisbatini o'zgartirish hisobiga) shu kuchaytirgichning kirishiga emitter qaytargichi kaskadi qo'shilgan; D-sxemasida siljitishni stabillashtirish uchun 2.51-rasmdagi sxema B-rasmdagi sxema bilan uyg'unlashtirilgan. Kuchaytirgichning kirish impedansini ko'tarish uchun bazani siljituvchi resistorning impedansi ko'tarilishi kerakligini unutmang, lekin bunda, kamaytirib bo'lmaydigan, baza tokini hisobga olishingiz kerak bo'ladi. Bunda resistorlarning to'g'ri keladigan qarshiliklari $R_1 = 220$ k, $R_2 = 33$ k bo'lishi kerak bo'ladi. Buning boshqa yo'li – feedback resistorini kondensator bilan shuntlash bo'ladi. Shunda signal bo'yicha feedback olib tashlanadi va signal uchun kuchaytirgichning kirish qarshiligi kamaytiriladi (2.54-rasm)³⁹.



2.54-rasm. Signal chastotalari uchun impedansini kamaytiruvchi feedback olib tashlangan sxema.

D. Siljitish va kuchaytirish to'g'risida mulohazalar

Emitteri yerga ulangan kuchaytirgich kaskadlarini tahlil qilganimizda muhim bir omil bilan to'qnashamiz. Transistorning ichki emitter qarshiligi r_e , tok ortishi bilan, pasayishi tufayli sokinlik tokini oshirish bilan kuchaytirish koeffitsientini oshirishi mumkin deb o'ylasangiz kerak. Agar kollektor toki ortgani natijasida r_e kamaysa ham, shu sokinlik kollektor kuchlanishini olish uchun kollektor resistorining qarshiligini kamaytirishga to'g'ri keladi va bu, o'z navbvtida, barcha afzallikni yo'qqa chiqaradi. Amalda, emitteri yerga ulangan kuchaytirgich transistorning bazasi $0.5 V_{CC}$ kuchlanishi bilan siljitsila, sokinlik tokiga bog'lanmagan holda $G = 20 V_{CC}$ (voltlarda) olishingiz mumkin.

2.15-masala. Yuqoridagi fikr to'g'ri ekanligini tekshiring.

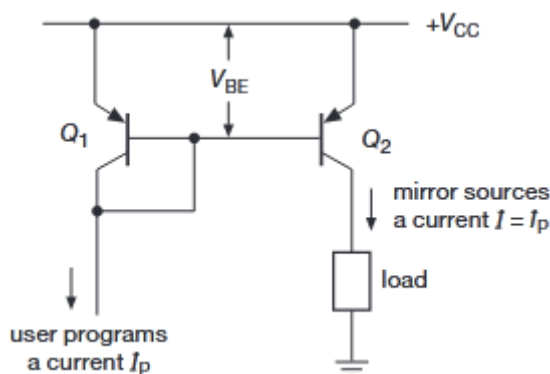
Agar yagona kuchaytirgich kaskadida kattaroq kuchaytirish koeffitsientini olmoqchi bo'lsangiz *aktiv yuklama* sifatida tok manbaidan foydalanishingiz kerak bo'ladi. Aktiv yuklamaning impedansi juda katta bo'lganligi tufayli, yagona kuchaytirgich kaskadida 1000 va undan ham katta kuchaytirish koeffitsientiga erishishingiz mumkin⁴⁰. Lekin, bunday mulohazani biz avval ko'rib chiqqan siljitish sxemalariga qo'llab bo'lmaydi, ammo keyinchalik ko'rib chiqiladigan umumiy dc feedback xalqasining bir qismi sifatida ishlatilishi mumkin (4-bobning mavzusi). Bunday kuchaytirgichlarning yuklamasi yuksak impedansli ekanligiga ishonch hosil qilishingiz kerak; aksincha yuksak kollektor impedansi tufayli erishilgan katta kuchaytirish koeffitsienti yo'qotilishi mumkin. Emitter qaytargichi, maydon effektli transistor yoki operatsion kuchaytirgich yaxshi yuklama bo'lishlari mumkin. Radiochastotalar

³⁹ Ammo ehtiyot bo'ling: chorasini ko'rmasa ketma ket ulangan RC zanjirlar (33k va 10µF, 33k va kirish sig'imi) peaklar yoki nostabillika sabab bo'lishi mumkin (misol, shunday RC zanjirlar bo'lmasligi).

⁴⁰ Transistorning cheklangan qiymatdagi chiqish qarshiligi bilan chegaralanadi (Early effekti hisobiga); Early effekti bo'yicha ma'lumotni 2x-bobda toping.

diapazoni kuchaytirgichlari juda tor chastotalar ko‘lamida ishlagani sababli kollektor yuklamasi sifatida parallel LC konturlar ishlatiladi. Bu kuchaytirgichlarda ishlatilgan parallel LC konturi rezonans chastotasida (tok manbaiga o‘xshab) juda katta impedansga va dc uchun juda kichik impedansga ega bo‘lganligi tufayli, juda katta kuchaytirish ko‘effitsientiga erishish mumkin. LC kontur, chastotasi rezonans chastotasidan farq qilgan chastotadagi signallarni olib tashlaydi. Bunday rezonansli kuchaytirgichlarda signal amplitudasi $2V_{CC}$ oralig‘ida “cho‘qqidan – cho‘qqigacha” o‘zgarishi va yuklama bilan transformatorli bog‘lanishga ega bo‘lishi mumkin.

2.16-masala. 100 kHz chastotada ishlaydigan umumiy emitterli rezonansli kuchaytirgichni loyihalang. Emitter resistor shuntlangan bo‘lishi kerak, transistorning sokinlik toki 1.0mA. $V_{CC} = +15\text{ V}$ va $L = 1.0\text{ mH}$ qiymatlarda bo‘lsin, LC konturiga parallel 6.2 k resistor o‘rnatib, (chastotalar ko‘lami 10% bo‘lishi uchun, §1.7.14ga qarang) $Q = 10$ bo‘lishi kerak. Kuchaytirgich kirishiga signal sig‘im orqali berilishi kerak.

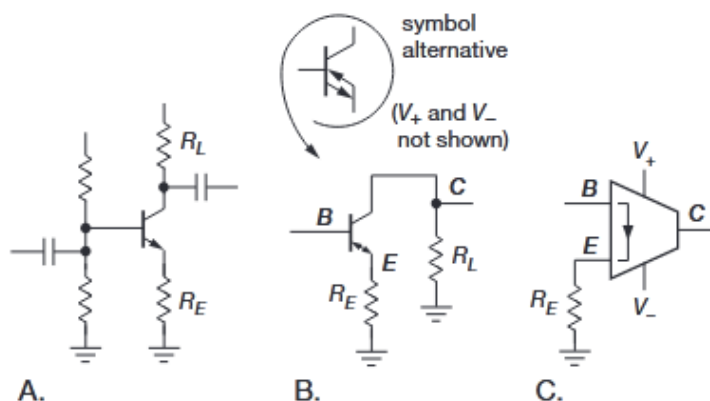


2.55-rasm. Kelishtirilgan juft bipolyar transistorlarda yaratilgan klassik tok oynagi. Pnp turdagi transistor ishlatilgan bo‘lsa ham, V_{CC} bilan belgilangan musbat kuchlanish manbaiga ahamiyat bering.

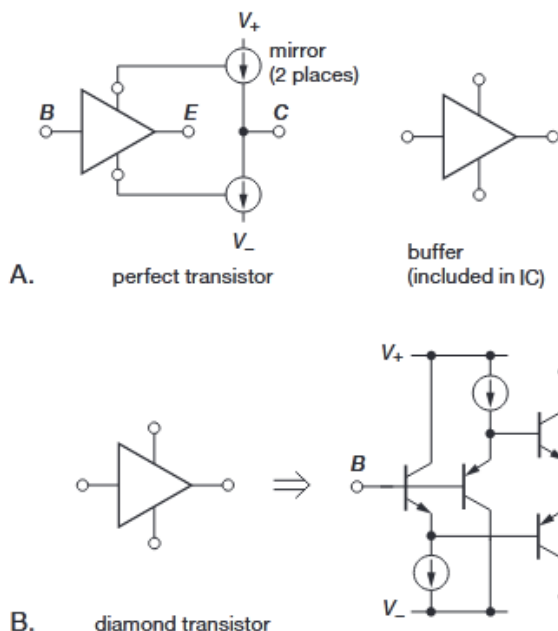
2.3.6 Qo‘shimcha: a‘lo transistor

Bipolyar transistorning nolgacha teng bo‘lmagan (va temperaturaga bog‘liq bo‘lgan) V_{BE} kuchlanishi, cheklangan (va tok qiymatiga bog‘liq bo‘lgan) emitter impedansi r_e va transconductance g_m , kollektor kuchlanishi o‘zgarishlari sabab bo‘lgan kollektor tokining o‘zgarishlari (Early effekti) va x.k. parametrlariga qarab, ba‘zi birlar qaysi transistor yaxshi ekanligini ko‘rsatishga harakat qiladi. “Eng yaxshi” yoki a‘lo transistorning o‘zi bo‘ladimi? Agar siz 2.1 va 2.2-jadvallarda va, ayniqsa, kichik-signalni transistorlarning 8.1- jadvalda keltirilgan ro‘yxatlarini ko‘rib chiqsangiz yaxshi transistorga nomzod topilmaydi. Barcha bipolyar transistorlar muvofiq qurilmalarning fizikasi bo‘yicha farqlanadi va ularning parametrlari, o‘lchamlari, toklari va boshqa ko‘rsatgichlariga qarab taqsimlanadi. Ammo “a‘lo transistor” deb atalishga nomzod bo‘lgan transistorlar bo‘lar ekan, faqat o‘zingizni oddiy npn va pnp strukturalar bilan cheklamasangiz bo‘lgani; 2.56 –rasmga qarang. Bu qurilma deyarli ideal sifatlarga ega: $V_{BE} = 0\text{ V}(!)$, va shu bilan birga juda katta g_m (r_e kichik bo‘lgani tufayli) va juda katta beta. Va ta‘riflarni yakuniga – transistorda tok ikki yo‘nalishda ham oqaveradi, ya‘ni uni simmetrik yoki “bipolyarlik” (uni bipolyar bipolyar transistor deb atashning o‘rniga bipolyarlik transistori deb atash to‘g‘ri bo‘ladi) transistori deb atalsa bo‘ladi. Boshqa bipolyar transistorlarga o‘xshab bular ham transconductance qurilmasi bo‘ladi: kirishiga musbat V_{BE} berilsa, uning muvofiq chiqish toki g_m barobar katta bo‘ladi va, aksincha (manfiy V_{BE} berilsa tok yo‘nalishini o‘zgartiradi). Ammo bu transistor bipolyar transistorga o‘xshab signalni inversiya qilmaydi. Barcha signallar yerga nisbatan o‘zgaradi. Juda yaxshi. Bu “a‘lo” transistor qanday ishlaydi? 2.57-rasmda “briliant transistor kaskadlari” deb nomlangan to‘rtta transistorli sxema keltirilgan. Bu sxemalar 2.29-rasmda keltirilgan kaskadlangan pnp – npn transistorlardagi emitter qaytargichining varianti bo‘ladi: komplementar (o‘zaro kelishtirilgan)

npn –pnp kirishli qaytargichda transistorlar o‘zaro parallel ulangan va tok manbai bilan siljirilgan; emitterlaridagi chiqishlar ($2V_{BE}$ alohida) kelishtirilgan ikki taktli qaytargichni yurgizadi va uning sokinlik toki bir xil bo‘ladi. Umumiy ulangan tugun effektiv emitter bo‘ladi, E. Va nihoyat, bir juft tok oynagi ikki kollektor toklarini umumiy chiqishga olib boradi. Umumiy chiqish effektiv kollektor C bo‘lib, kirishdagi (V va E terminallari oralig‘idagi) kuchlanish nolga teng bo‘lganida, undagi tok ham nolga teng bo‘ladi. Oddiy bipolyar transistorlarga o‘xshab, emitterga oqib kirgan (oqib chiqqan) tok kollektorda paydo bo‘ladi. Bu transistor qurilmasiga quvvat manbaining ikkita har xil qutbli terminali talab etiladi. Bu qiziqarli komponent to‘g‘risida 2x va 4x-boblarda batafsil so‘zlashamiz.



2.56-rasm. A. Bipolyar transistorda yig‘ilgan umumiy emitterli kuchaytirgich: R_E – emitter rezistori, R_L – yuklama rezistori. B. “A’lo” transistorda yig‘ilgan umumiy emitterli kuchaytirgich: kirish va chiqish signallari yerga nisbatan o‘zgaradi, R_L – yuklama ham yerga ulangan (quvvat manbai ko‘rsatilmagan). C. A’lo transistor OTA belgisi bilan ko‘rsatiladi (Operational Transconductance Amplifier). Uchi kesilgan shartli belgi bu tokli chiqishga ega qurilma ekanligini bildiradi.

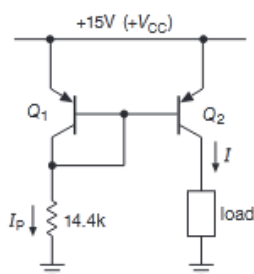


2.57-rasm. A. ORA860 a’lo transistori tarkibida brilliant transistor (uchburchak) va bir juft tok oynagi mavjud. Ikkinchi brilliant transistor buffer vazifasini bajaradi. B. Brilliant transistor tarkibini o‘zaro kelishtirilgan komplementar juft emitter qaytargichlarini tashkil qiladi; transistorlar siljitishsiz ishlaydi.

Texas Instruments o'zining a'lo transistorini (shartli belgisi OPA860⁴¹) Operational transconductance Amplifier (OTA) deb ataydi. Ular ishlatadigan boshqa nomlari "Voltage-Controlled Current source", "Transconductor", "Macro Transistor" va "positive second-generation current conveyor" (CCII+). Bu qurilma nomini adashtirib yubormaslik uchun biz uni "a'lo tranzistor" deb ataymiz. Bu komponentlar ideallikka qanchalik yaqinlashgan? ORA860 va ORA861 a'lo transistorlarining parametrlari quyidagicha: $V_{OS} = 3 \text{ mV}$ (12 mV max), $g_m = 95 \text{ mS}$, $r_e = 10.5 \Omega$, $Z_{out} = 54 \text{ k}\Omega$ 2 pf, $Z_{in} = 455 \text{ k}\Omega$ 1 pF, $I_{out(max)} = \pm 15 \text{ mA}$. Ularning maksimal kuchaytirish koeffitsienti 5100. Ideal emas, ammo yarmiga yomon. Bu kuchukchalarni ishlatib yaxshi sxemalar yaratishingiz mumkin (misol, aktiv filter, keng ko'lamli tok summatori yoki nanosekundli impulsar uchun integrator); ORA860 datasheetida kengroq ma'lumot olishingiz mumkin.

2.3.7 Tok oynagi

Transistorning baza-emitterini kelishtirib siljitish usulini *current mirror* (tok oynagi) deb ataladigan, qiziqarli tok manbaini yaratsa bo'ladi. Bu sxema osonlikcha "programmalangan" tokning yo'nalishini o'zgartirish imkonini beradi. (2.55-rasm).



2.58-rasm. Tok oynagi tokini programmalash

Q_1 transistor kollektor toki qiymatini o'rnatish bilan tok oynagini "programmalaysiz". Bu tok Q_1 transistorining, sxema temperaturasi va transistor turiga muvofiq bo'lgan, V_{BE} kuchlanish tushuvini hosil qiladi. Q_2 transistori Q_1 ⁴² transistori bilan kelishtirilgan (ular monolitik juft bo'lgani tufayli ideal bir xil) bo'lgani uchun sxema yuklamasidan Q_1 transistorining dasturlangan (o'rnatilgan) kollektor toki qiymatiga teng bo'lgan tok oqadi. Kichik qiymatdagi baza tokining ahamiyati yo'q⁴³. Chiqish transistori emitterida resistor bo'lmagani tufayli, unda yig'ilgan tok manbaidagi kuchlanish tushuvi bir voltning qismiga teng va shu kuchlanish kollektor toki qiymatini belgilashi bu sxemaning ajoyib xususiyati hisoblanadi. Bu, birinchi transistor tokini o'rnatish bilan, ikkinchi transistorning tokini belgilashga imkon berishi juda qulay. Boshqaruv tokini (I_P) yaratishning eng oson usuli birinchi transistor kollektoriga resistor o'rnatish bo'ladi (2.58 –rasm). Transistor bazasidagi kuchlanish tushuvi ochiq dioddagi kuchlanishga teng bo'lgani sababli resistordagi kuchlanish tushuvi $V_{CC} - V_{BE}$ qiymatiga ega bo'ladi. Shunda tok qiymati $I_P = \frac{(V_{CC} - V_{BE})}{R_P}$ bo'ladi. Agar resistor qarshiligi 14.4 k ($V_{CC} = 15 \text{ V}$) bo'lsa dasturlovchi tok qiymati $I_P = 1 \text{ mA}$ bo'ladi. Transistorli sxemalarda tok manbai kerak bo'lganida tok oynagi ishlatilishi mumkin. Tok oynagi integral sxemalarda juda keng ishlatiladi. Integral kuchaytirgichlarda xarakteristikalarini muvofiqlashtirilgan tranzistorlar juda ko'p hamda loyihachilar

⁴¹ Tining OP861transistorida buffer kaskadi kiritilmagan va kichik SOT-23 korpusida chiqariladi. Bu bizning eng hush ko'rgan, yuzaki montaj uchun ishlatiladigan korpuslardan biri bo'lib, bizning stol ustida uchratishingiz mumkin bo'lgan boshqa transistorlar ham ana shu korpusda yaratilgan. Bilimli o'quvchilar ichki feedbackli yoki CFB op-amplarni farqlay oladi. Bu qurilmalarning ba'zilarida (misol, AD844) ichki bog'lanishlari mavjud bo'ladi.

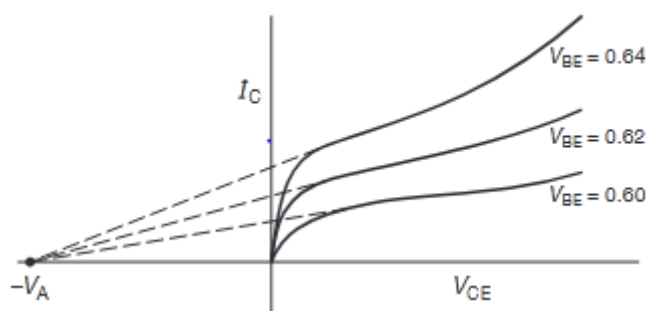
⁴² Monolit juft transistorlarni ideal desa bo'ladi; 8.1b-jadvalda shunday transistorlardan eng keng tarqalgan turlari keltirilgan.DMMT3904 va 3906 kabi turlari 1mVgacha kelishtirilgan va juda arzon. Kam sonda olsangiz, narhi \$0,36

⁴³ Bu sxema ko'p joylarda Widlar tok oynagi nomi bilan qayd etiladi; 97-betdagi ilovani va US Patent3.320.439ni ko'ring.

yaratadigan sxemalar katta ko'lamdagi manba kuchlanishlari bilan ishlashini talab etiladi. Zamonaviy integral operatsion kuchaytirgichlar sxemalarida resistorlar yo'q va sxema ishlashini ta'minlovchi tok qiymati tashqi resistor bilan o'rnatiladi. Sxema tarkibidagi tok oynagi tokni zanjirlarga taqsimlab beradi.

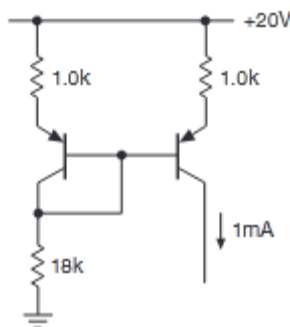
A. Early effekti sababli tok oynagidagi cheklanishlar

Oddiy tok oynagilarining muammolaridan biri uning chiqish toki chiqish kuchlanishi o'zgarganida biroz o'zgaradi, ya'ni uning chiqish impedansi cheksiz emas. Buning sababi: Q_2 transistorining kollektor kuchlanishi o'zgarganida V_{BE} kuchlanish tushuvi (Early effekti hisobiga) biroz o'zgaradi; ya'ni, boshqachasiga aytganda, transistorning, fiksatsiya qilingan baza-emitter kuchlanishi uchun chizilgan, chiqish xarakteristikalarini $[I_C = f(V_{CE})]$ tekis emas (2.59 –rasm). Shu sababli oddiy tok oynagining resistor bilan dasturlab o'rnatilgan toki qiymatidan 25%ga o'zgarishi mumkin.



2.59-rasm. Early effekti: V_{CE} o'zgarganida kollektor toki o'zgaradi (Qiziqki, konstanta baza toklari xarakteristikalarini bularning o'rniga ishlatsangiz, V_A bilan solishtirsa bo'ladigan, juda o'xshash grafiklar chiqishi mumkin).

Sifatli tok manbai kerak bo'lgan hollarda (ko'p hollarda bunday zarurat bo'lmaydi), bu muammoni yechish yo'llaridan biri 2.60 –rasmga ko'rsatilgan. Emitter resistorlari qarshiligi qiymatini tanlashda, ulardagi kuchlanish tushuvi voltning o'ndan bir necha qismiga teng bo'lishi ta'minlanadi; bu sxemada V_{CE} o'zgarishi sababli V_{BE} kuchlanishining o'zgarishlari tok qiymatiga ko'rsatadigan ta'siri ancha kamayadi. Eslatamiz, transistorlar kelishtirilgan bo'lishi kerak va programmalanadigan kollektor toki o'rnatiladigan ko'lamdan chiqib ketsa, sxema o'z effektivligini yo'qotadi (sababini ko'rsating)⁴⁴.



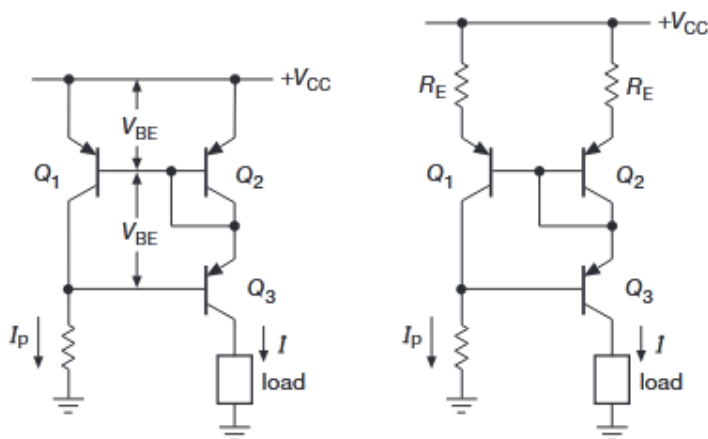
2.60-rasm. Mukammallashtirilgan tok oynagi, emitter resistor bilan.

B. Wilson oynagi

⁴⁴ Tok manbai va tok oynagi bo'yicha batafsil ma'lumotni 2x-bobda keltiramiz.

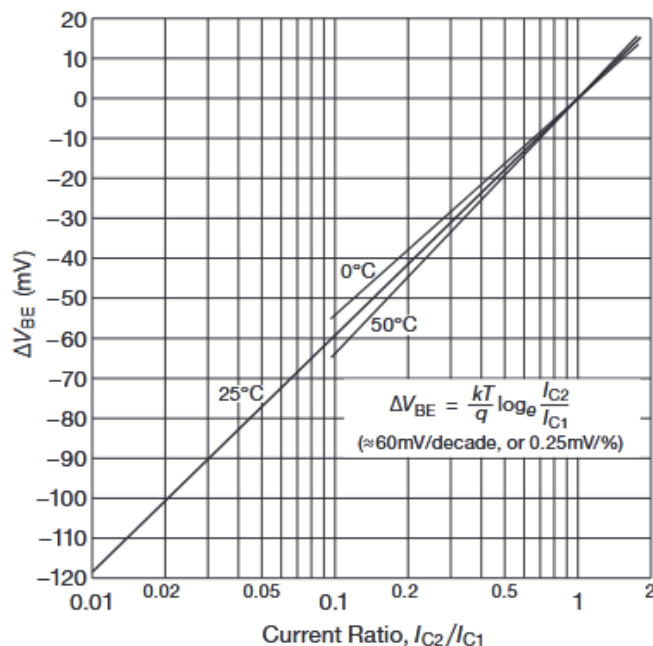
2.61-rasmda, tok qiymati konstanta bo'lgan, aqlli tok oynagi sxemasi keltirilgan. Unda Q_1 va Q_2 transistorlari odatdagi tok oynagi sxemasida o'rnatilgan, ammo Q_3 transistori Q_1 transistorining kollektorini $V_{CC} - 2V_{BE}$ kuchlanishida ushlab turadi. Shu bilan Early effektining Q_1 ga ta'siri yo'q qilinadi, uning kollektori programmalovchi terminal bo'lib qoladi va Q_2 bilan tok manbai vazifasini bajaradi. Q_3 transistorining baza toki arzimagan qiymatda bo'lgani tufayli, tok oynagining ishiga ta'sir ko'rsatmaydi; uning yagona funksiyasi Q_1 kollektoridagi kuchlanishni ta'minlash bo'lib qoladi. Natijada Q_1 va Q_2 tok qiymatini belgilovchi transistorlarning umumiy kollektor-emitter kuchlanishi fiksatsiya qilingan qiymatda bo'ladi. Q_3 transistori chiqish tokini o'zgartirmasdan chiqishga (yuklamadagi kuchlanish o'zgarganida ham) beradi (bunday usul kaskod sxemasida qo'llanilgan). Q_3 transistori Q_1 va Q_2 transistorlari bilan kelishtirilgan bo'lishi shart emas; ammo ularning bettasi o'zaro teng bo'lsa, 2.55-rasmdagi oddiy tok oynagi sxemasida (yoki 2x-bobdagi katta bettali oynak sxemasida) mavjud bo'lgan baza tokining kichik xatolarini to'liq olib tashlashga erishasiz.

2.17-masala. Yuqoridagi fikr to'g'ri ekanligini tekshiring.



2.61-rasm. Wilson tok oynagi. Kaskod sxemasida ulangan Q_3 transistori Q_1 transistoridagi kuchlanish o'zgarishlarini yo'q qiladi va shu bilan yuklama o'zgarishlari sababli mavjud nostabillikni to'liq olib tashlaydi. Transistorlar emitteriga qo'shilgan bir juft R_E V_{BE} kuchlanilari kelishtirilmagan bo'lmaganligi sababli mavjud chiqish tokining nostabilligini olib tashlaydi, qarshiliklar qiymati $R_P R_E = 100$ mV yoki undan ko'proq bo'lishi talabi bilan tanlanadi.

Tok oynagini bir necha o'zaro bog'liq bo'lmagan chiqishlar yoki bir necha programmalanadigan toklarning aniq o'rnatilgan qiymatini ta'minlab beradigan yagona chiqishni yaratish uchun ham ishlatish mumkin. Bu usullardan biri (afsonaviy Widlar yaratgan) 2.61-rasmdagi sxemada R_E emitter qarshiliklarining o'zaro tengligini yo'qotishga asoslangan; qo'pol baholaganda, chiqish toklarining nisbati shu qarshiliklar nisbati bilan taxminan belgilanadi (chunki baza-emitterlardagi kuchlanish tushuvlari o'zaro teng). Ammo, buni to'g'ri amalga oshirishingiz uchun siz V_{BE} kuchlanishlarining farqini hisobga olishingiz kerak bo'ladi (transistorlarning toklari o'zaro teng bo'lmaganligi sababli) va buning uchun 2.62-rasmda keltirilgan grafiklardan foydalansa bo'ladi. Agar tok oynagini diskret transistorlarda yaratadigan bo'lsangiz, grafikarlardan toklarning notengligini baholashingiz mumkin (ya'ni, transistorlarning kelishtirilmaganligini). Tok oynaklari to'g'risida 2x-bobning (§§ 2x.3 va 2x.11) batafsil gapiramiz.



2.62-rasm. Kelishtirilgan transistorlarning kollektor toklarining nisbati berilgan baza-emitter kuchlanishlarning farqi bilan belgilanadi. 8.1b-jadvalda kam shovqinli kelishtirilgan bipolyar transistorlarni ko‘ring.

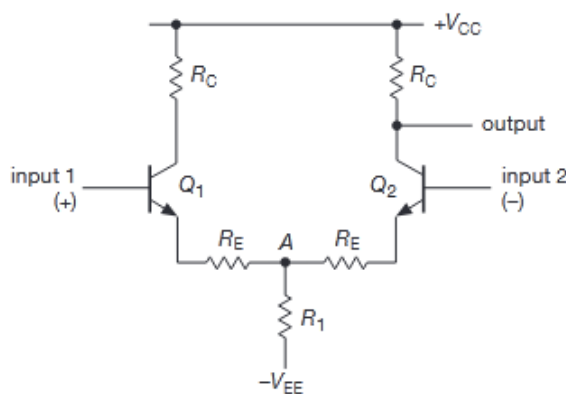
2.3.8 Differensial kuchaytirgichlar

Ikkita kirish signallari kuchlanishlarining ayirmasini kuchaytiradigan eng tarqalgan kuchaytirgich differensial kuchaytirgich bo‘ladi. Ideal differensial kuchaytirgichning chiqishidagi kuchaytirilgan signal har bir kirishidagi signal qiymatlariga mutlaqo bog‘liq emas, faqat ularning ayirmasi ahamiyatga ega. Kuchaytirgichning ikki kirishidagi signallar bir xilda o‘zgaradigan bo‘lsa, bunday o‘zgarishlari *sinfazli (common-mode)* kirish signallarining o‘zgarishlari deb ataladi. Kirish signallarining o‘zaro farqli o‘zgarishlari *qarshi fazali (normal-mode)* deb ataladi. Yaxshi differensial kuchaytirgichning *sinfazli signallarning rejeksiya qilish koeffitsienti (common-mode rejection ratio (CMRR))* – kuchaytirgich, amplitudalari o‘zaro teng bo‘lgan, qarshi fazali signallarni kuchaytirish koeffitsientining sinfaz signallarni kuchaytirish koeffitsientiga bo‘lgan nisbati juda katta bo‘ladi. CMRR odatda detsibellarda ifodalanadi. Kuchaytirgich kirishlaridagi sinfaz signallar ko‘lami kirish signallarining kuchlanishi qaysi qiymatidan o‘zgara olishini bildiradi. Kuchaytiriladigan juda sust signalga o‘zgarmas hosillovchi kuchlanish yoki turli shovqin signallar aralashgan bo‘lsa, bunday aralashmani kuchaytirishda differensial kuchaytirgichlarning ahamiyati bebaxo bo‘ladi. Uzun eshilgan juft kabeli orqali uzatilgan raqamli signallar, audio signallar (audio biznesda “muvozanatga keltirilgan” signal deganida 600 Ω yuklama impedansiga berilgan differensial signal tushiniladi), radiochastotali signallar (ikki simli kabel – local-area-network (100BASE-TX va 1000BASE-T Ethernet kabi) orqali uzatilgan – differensial signal), elektrokardiogramma kuchlanishlari, magnit o‘zakli xotiraga yozilgan signallarni o‘qilganda olingan signallar va juda ko‘p boshqa signal turlari yuqorida qayd etilgan sust, aralashmali signallar toifasiga misol bo‘lishi mumkin. Differensial kuchaytirgichning kirishlariga berilgan sinfaz signallarning kuchaytirilishi juda katta bo‘lmaydi. Differensial kuchaytirgichlar operatsion kuchaytirgichlar tarkibidagi universal qismi bo‘lib, ularni shu bo‘limga kelganimizda batafsil ko‘rib chiqamiz. O‘zgarmas tok kuchaytirgichlarini loyihalashda differensial kuchaytirgichlarning ahamiyati juda katta (bunday signallar kuchaytirgichning kirishiga kondensatorsiz zanjir orqali kiritiladi, ular juda past chastotalarda o‘zgarib, o‘zgarmas tok holiga ham kelishi mumkin). Differensial kuchaytirgichning simmetrik sxematik tuzilishi temperatura o‘zgarishlarini ham kompensatsiya qilishga imkon beradi.

2.63-rasmda kuchaytirgichning asosiy sxemasi keltirilgan. Kuchaytirgichning chiqishi kollektorlarning biridan yerga nisbatan olinadi. Buni *yagona chiqish (single-ended output)* deb atashadi va odatda shunday chiqish qo'llaniladi. Bu kuchaytirgichga siz, ikki signalning farqini kuchaytirib, bitta kuchaytirilgan signalga aylantiradigan qurilma sifatida qarashingiz kerak va uning chiqishiga oddiy (emitter qaytargich, tok manbai va x.k.) elektron kurilmalar ulanishi mumkin. (Agar differensial chiqish kerak bo'lib qolsa uni ikkita kollektor oralig'idan olinadi). Kuchaytirish o'zi nima? Kuchaytirish koeffitsientini osonlikcha hisoblab, aniqlasa bo'ladi. Faraz qilaylik, quyidagi simmetrik signal differensial kuchaytirgichning kirishlariga berilmoqda, shunda uning birinchi kirishiga berilgan signal o'shmoqda, ikkinchisiga berilgan signal simmetrik ravishda so'nmoqda (bu kichik signal tebranishlari bo'ladi). Birinchi kirishdagi signal qanchaga yuksalsa, ikkinchi kirishga berilgan signal ana shunchaga so'nadi, deb faraz qilaylik. Ikki transistor ham aktiv rejimda bo'lgani tufayli A nuqtasining potentsiali o'zgarmaydi. Shunda kuchaytirish koeffitsienti yagona transistor uchun aniqlanib, kirishdagi signallar ikki kirishga teskari fazada berilgani tufayli ikki barobar katta bo'lishini xotirralab, quyidagi ifodani yozamiz:

$$G_{diff} = R_C / 2(r_e + R_E)$$

R_E odatda kichik bo'ladi, 100 om va undan ham kichik bo'lishi yoki butunlay olib tashlanishi mumkin. Shunda differensial kuchaytirish koeffitsienti bir necha yuzlarga teng bo'ladi.



2.63- rasm. Klassik transistorli differensial kuchaytirgich

Differensial kuchaytirgichning sinfaz signallarni kuchaytirish koeffitsienti ikki kirishga bir xil signal v_{in} berish bilan aniqlanadi. Agar siz bu to'g'risida yaxshilab o'ylasangiz⁴⁵ (esingizda bo'lsin, R_1 resistorini orqali ikki transistorning emitter toklari oqadi) shunda quyidagi ifodaga kelasiz:

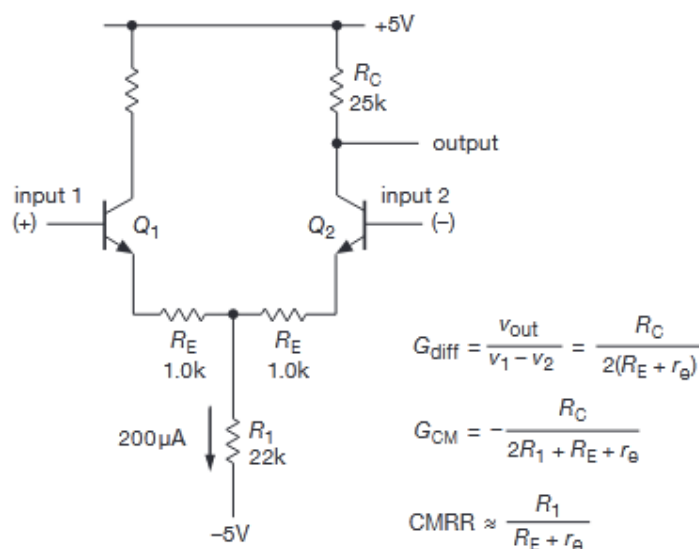
$$G_{CM} = -R_C / (2R_1 + R_E)$$

R_1 qarshiligidan ancha kichik bo'lgan r_e qarshiligi hisobga olinmadi, R_1 qarshiligi bir necha ming om bo'ladi. Shunda R_E qarshiligini ham (100 om atrofida) hisobga olmasak bo'ladi. Shunda CMRR koeffitsienti quyidagi ifodaga keladi: $CMRR = R_1 / (r_e + R_E)$

Keling bir misolda 2.64-rasm) differensial kuchaytirgich bilan biroz tanishaylik. Kollektor qarshiligi R_C 100 μA sokinlik tokini ta'minlab berish sharti bilan tanlangan. Odatdagidek, katta dinamik ko'lamni ta'minlash maqsadida, kollektor kuchlanishini manba kuchlanishining yarmiga teng $0.5 V_{CC}$

⁴⁵ Eslatma: R_1 resistorini, har birining qarshiligi $2R_1$ bo'lgan juft resistorlar bilan almashtiring; endi A nuqtada ularni ulangan joyini uzib qo'yishingiz mumkin ekanligini ko'ring (tugunda tok yo'q); ularni olib qo'ying

qiymatda olamiz. Q_1 transistorning kollektor qarshigini, chiqish bo'lmaganligi sababli, olib tashlashimiz mumkin⁴⁶. R_I resistor qarshiligini tanlashda, unga 200 μ A tokni ta'minlab berish talabini qo'yamiz. Kuchaytirgich kirishlaridagi signallar o'zaro teng bo'lib, differensial kirish signali (ya'ni kirishdagi signallarning ayirmasi) nolga teng bo'lganida bu tok ikki transistorga teng qiymatlarida bo'linadi. Kuchaytirish ko'effitsientlarni yuqorida keltirilgan formulalar yordamida hisoblab chiqqanimizda, differensial signalni kuchaytirish ko'effitsienti 10, sinfaz signallarni kuchaytirish ko'effitsienti 1.0 ekanligi aniqlanadi. Agar emitterdagi 1k qarshiliklardan voz kechsak, differensial signalni kuchaytirish ko'effitsienti 50 bo'ladi, lekin differensial signal uchun kuchaytirgichning kirish impedansi 250 k dan 50 k ga tushib qoladi (zarur bo'lsa transistorlarni Darlington transistorlariga⁴⁷ almashtirib, kirish impedansini megaom ko'lamigacha ko'tarib qo'yishingiz mumkin).



$$G_{diff} = \frac{v_{out}}{v_1 - v_2} = \frac{R_C}{2(R_E + r_e)} \quad G_{CM} = -\frac{R_C}{2R_1 + R_E + r_e} \quad CMRR = \frac{R_1}{R_E + r_e}$$

2.64-rasm. Differensial kuchaytirgichning ishlash rejimini hisoblash

Eslab ko'rsak, bir kaskadli, emitteri yerga ulangan va $0.5V_{CC}$ kuchlanish qiymatida bazasi siljirilgan kuchaytirgichning maksimal kuchaytirish ko'effitsienti $20V_{CC}$ (voltlarda) bo'ladi. Differensial kuchaytirgich uchun kuchaytirish ko'effitsientining maksimal qiymati ($R_E = 0$) ko'rsatilganning yarmiga teng bo'ladi yoki erkin tanlangan sokinlik toki uchun kollektor resistoridagi kuchlanish tushuvidan 20 barobar katta bo'ladi. Muvofiq CMRR ko'effitsienti (yana $R_E = 0$ bo'lganida) R_I resistoridagi kuchlanish tushuvidan 20 barobar katta bo'ladi. 2x-bobda bipolyar tranzistorli kuchaytirgichlarda mavjud bo'lgan signal buzilishlari to'g'risidagi ma'lumotni ko'rishingiz mumkin.

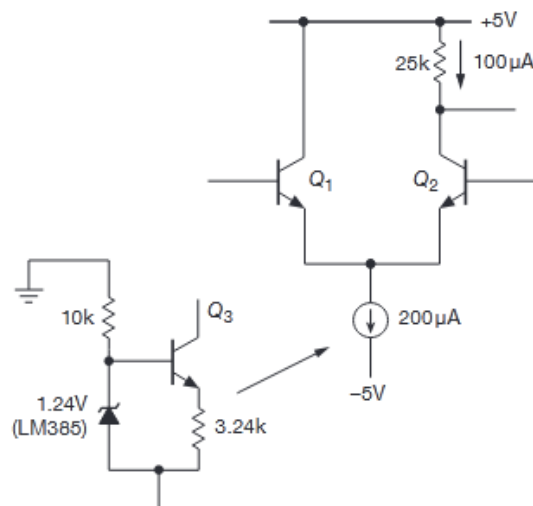
2.18-masala. Yuqoridagi fikr to'g'ri ekanligini tekshiring. $\pm 5V$ manbadan quvvat oladigan, kuchaytirish ko'effitsienti $G_{diff} = 25$ va $R_{out} = 10$ k bo'lgan differensial kuchaytirgich loyihalang. Odatdagidek kollektorlarning sokinlik nuqtasini V_{CC} kuchlanishining yarmisida o'rnatish.

A. Differensial kuchaytirgichni tok manbai bilan siljitish

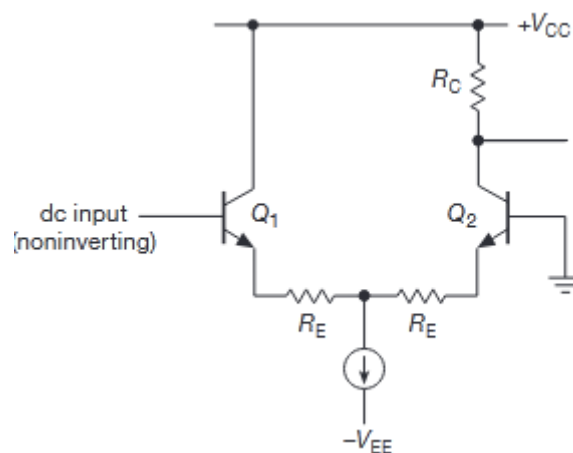
⁴⁶ Olib tashlanishi mumkin, ammo baza-emitter kuchlanish tushuvlarining aniq o'zaro tengligi hisobiga; ikkita kollektor qarshiliklarini o'z o'rnida qoldirilganligi yaxshi muvozanatga keltirishga imkon beradi (Early effektining ta'siri yo'q bo'ladi); ammo Q_1 transistorning kollektor resistorini olib qo'ysangiz siz input 1da Miller effekti (§2.4.5) bilan kurashishingizga to'g'ri keladi.

⁴⁷ §2.4.2 ga qarang

Differensial kuchaytirgichdagi, qarshiligi katta bo'lgan, R_1 resistorining o'rniga tok manbai ishlatilsa, kuchaytirgichning sinfaz signal bo'yicha kuchaytirish koeffitsientini salmoqli darajada kamaytirsa bo'ladi. Shunda R_1 resistorining qarshiligi effektiv ravishda juda katta bo'lib, sinfaz signal bo'yicha kuchaytirish koeffitsientini nolga yaqin tushirib qo'yadi. Tasavvur qiling, ikki kirishga sinfaz signal berildi; emitterdagi tok manbai qiymati o'zgarmaydigan tokni ikkita kollektor zanjiriga simmetrik ravishda taqsimlab beradi. Shu tufayli chiqish o'zgarmaydi. 2.65-rasmda shunga misol keltirilgan. Bu sxemada LM394 monolitik transistorlar jufti Q_1 va Q_2 transistorlarining o'rniga ishlatilgan, tok manbai emitterlarni tok bilan ta'minlaydi.



2.65-rasm. Tok manbai hisobiga differensial kuchaytirgichning CMRR koeffitsientini oshirish.



2.71-rasm. Differensial kuchaytirgich juda aniq yakka kirishli o'zgarmas tok kuchaytirgichi sifatida ham ishlatilishi mumkin. Shunda sxemaning CMRR koeffitsienti 100000:1 (100 dB) bo'ladi. Sinfaz signallarning

kuchaytirgich kirishlaridagi ko‘lami – 3.5 Vdan + 3 Vtgacha bo‘lishi mumkin. Bu chegaralarning kichik tomonini emitter tokining manbai belgilasa, katta tomonini kollektordagi sokinlik kuchlanishi belgilaydi⁴⁸.

Barcha transistorli kuchaytirgichlarga o‘xshab differensial kuchaytirgichda ham transistorlarini bazalari siljirilgan bo‘lishi kerakligini unutmang. Agar kuchaytirgichning kirishiga berilgan signal kondensator orqali kelgan bo‘lsa, transistorlarning bazasi yerga resistor orqali ulangan bo‘lishi kerak. Emitterlar oralig‘ida resistor bo‘lmagan differensial kuchaytirgichda quyidagi holatga e‘tibor berish kerak bo‘ladi: bipolyar transistorlarning baza – emitter oralig‘iga teskari kuchlanish berishda 6 volt dan oshmasligini ta‘minlash kerak, chunki bundan katta qiymatlarda bo‘lgan differensial signal kirishiga berilsa (emitterlar oralig‘ida resistor bo‘lmagan hollarda) transistorlar kirishlarini ishdan chiqarib qo‘yish mumkin. Emitterlar oralig‘iga o‘rnatilgan resistor transistorni buzilishiga olib keladigan tokni chegaralaydi va transistorni asraydi, ammo biroz degradatsiyaga olib kelishi mumkin (beta o‘zgaradi, shovqinlar kuchayadi). Lekin kuchaytirgichning kirish impedansi, signal revers yo‘nalishda kelganida, salmoqli darajada pasayadi. Qiziqarli chekinish: 2.65-rasmda keltirilgan sxemada emitter tokining qiymati temperaturaga bog‘liq holda o‘zgaradi, chunki temperatura oshganida V_{BE} baza-emitter kuchlanishi kamayadi (taxminan - 2.1 mV/°C tezlikda, §2.3.2) va, natijada, tok qiymati ortadi. Aniqroq qilib aytganda, agar zener-sifat kuchlanish manbai (V_{ref}) o‘rnatilsa, emitter qarshiligidagi kuchlanish tushuvi $V_{ref} - V_{BE}$ bo‘ladi; shu kuchlanishga proporsional bo‘lgan tok qiymati temperaturaga bog‘liq holda ko‘payadi. Buning *foydali* tomonlari ham bor:

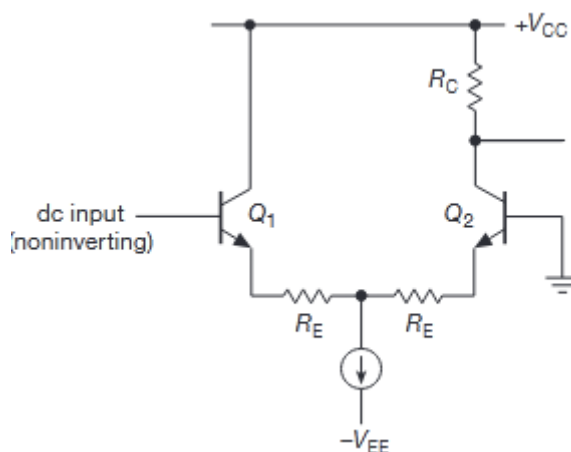
Tranzistorlar nazariyasidan ma‘lumki $V_{g0} - B_{BE}$ kuchlanishi taxminan mutlaq temperaturaga (RTAT) proporsional bo‘ladi, bunda V_{g0} silikon yarimo‘tkazgichining man etilgan zonasining kengligi, qiymati (mutlaq nolga ekstrapolyasiya qilinganida) 1.23V. Demak, V_{ref} qiymatini shu kuchlanish qiymatiga teng qilib olsak, emitter tokining temperatura bilan ortishiga erishamiz va shu bilan differensial-juft kuchaytirish koeffitsientining temperaturaga bog‘liqligidan qutilamiz ($g_m \propto 1/T_{abs}$ §2.3.2). Bu to‘g‘risida biroz kengroq §9.10.2da bahs qilamiz. Ayni shu 9-bobda differensial kuchaytirgich va, unga yaqin bo‘lgan, instrumental kuchaytirgichlarga bog‘liq bo‘lgan mavzularda izlanish olib boramiz.

B. Differensial kuchaytirgichni yagona kirishli kuchaytirgich sifatida ishlatish

Differensial kuchaytirgichlar bebaho dc (o‘zgarmas tok) kuchaytirgichi bo‘lib, yagona kirishli sxemasida ham ishlatilishi mumkin. Buning uchun, siz kuchaytirgichning birinchi kirishini signal uchun qoldirib, ikkinchisini esa yerga ulab qo‘yasiz (2.66-rasm).

Bazasi yerga ulangan transistor “bekorchi” va olib tashlanishi mumkin deb o‘ylashingiz mumkin. Bunday emas! Aslida kuchaytirgichning differensial konfiguratsiyasi uning parametrlarini temperatura ta‘siridagi o‘zgarishlarini kompensatsiya qiladi va bazasi yerga ulangan tranzistor ma‘lum funksiyani bajaradi: temperaturaning o‘zgarishlari ikki transistorning V_{BE} baza – emitter kuchlanishini bir xil o‘zgartiradi va bu o‘zgarishlarning ta‘siri chiqishda bilinmaydi, ular o‘zaro kompensatsiya qilinadi. Demak, V_{BE} baza – emitter kuchlanishining o‘zgarishlari G_{diff} bilan kuchaytirilmaydi (faqat G_{CM} bilan kuchaytiriladi, lekin bu koeffitsientni nolga yaqin qilib qo‘yish mumkin). Buning ustiga, dc kuchaytirilganda bizni tashvishga soladigan kirishdagi 0.6 V kuchlanish tushuvi ham bo‘lmaydi.

⁴⁸ Oqib chiqadigan tokni JFETli tok manbalarida ham amalga oshirsangiz bo‘ladi (§3.2.2ga qarang), ammo bipolyar transistorlarni shu maqsadda ishlatish ko‘p hollarda yaxshiroq bo‘ladi. Misol uchun, 3.26-rasmda keltirilgan misolga qarang. Unda keltirilgan to‘rtta tok manbai variantlari keltirilgan. Ular JFETli tok manbaidan mukammalroq.

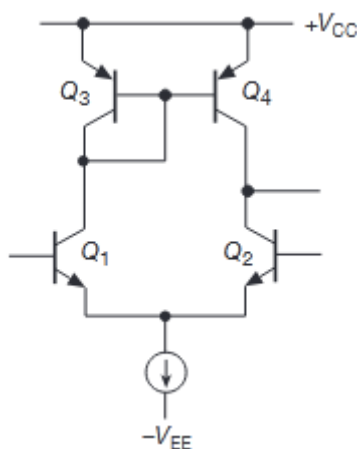


2.66-rasm. Differensial kuchaytirgich yakka kirishli pretseziyon kuchaytirgich sifatida ishlatilishi mumkin.

Bunday sxemada yaratilgan dc kuchaytirgichning sifati faqat kirishdagi V_{BE} kuchlanish tushuvlarining kelishtirilmagani yoki ularning temperaturaga bog‘liqligi bo‘ladi xolos. Savdoda mavjud bo‘lgan monolitik transistorlar jufti va differensial kuchaytirgichlarda kelishtirilganlik juda mukammal amalga oshirilgan (misol uchun, MAT-12 npn-transistorlar juftidagi V_{BE} kuchlanish tushuvi temperaturaldan $0.15\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ koeffitsienti bilan va oyiga $0.2\mu\text{V}$ ga o‘zgaradi). 8.1b-jadvalga qarang; unda kelishtirilgan bipolyar transistorlar ro‘yxati keltirilgan. Yuqoridagi kuchaytirgich sxemasida kirishlaridan har biri yerga ulanishi mumkin. Bunda faqat kuchaytirilgan signal inversiya qilinishi yoki qilinmasligi xal qilinadi. (Bu sxema, chastotasi katta bo‘lgan signallarni kuchaytirishda, *Miller effekti* sababli, yaxshi ishlaydi; qarang §2.4.5). Yuqorida keltirilgan sxema signalni kuchaytirishda inversiya qilmaydi, uning inversiya qiluvchi kirishi yerga ulangan. Bu terminologiya, juda oddiy differensial kuchaytirgich bo‘lgan, operatsion kuchaytirgichlarga ham taalluqli.

C. Tok oynagi aktiv yuklama sifatida

Ba’zi sxemotexnik yechimlar uchun kuchaytirish koeffitsienti juda katta bo‘lgan bir kaskadli differensial kuchaytirgich zarur bo‘lib qoladi. Buning bejirim yechimi – yuklama sifatida tok oynagini ishlatish bo‘lsa kerak (2.67-rasm).



2.72-rasm. Tok oynagi aktiv yuklama bo‘lgan differensial kuchaytirgich.

Q_1 va Q_2 transistorlari, emitter manbai bilan, differensial juftni tashkil qiladi. Q_3 va Q_4 transistorlari, kollektorlarning yuklamasi bo‘lgan, tok oynagi bo‘ladi. Monolitik juft bo‘lgan Q_3 va Q_4 pnp

transistorlari orqali o‘zaro teng bo‘lgan toklar oqadi, Q_3 transistori orqali oqqan tok qiymatini Q_1 transistori belgilab beradi va Q_4 transistorining toki (umumiy V_{BE} kuchlanish tushuvi hisobiga) Q_1 transistorining toki bilan bir hil bo‘ladi (toklar oynagi). Kuchaytirgich chiqishida yuklama bo‘lmagan holda, tok oynagi tomonidan ta‘minlangan, juda katta impedansli kollektor yuklamasi, uning kuchlanish bo‘yicha kuchaytirish koeffitsienti 5000 va undan ham yuqori bo‘lishini ta‘minlab beradi⁴⁹. Bunday kuchaytirgichlar faqat manfiy feedback bilan yoki komparatorlarda ishlatiladi. Bunday kuchaytirgichlarning yuklamasi katta impedansli bo‘lishi shart, aksincha kuchaytirish koeffitsienti salmoqli tushib ketadi.

D. Differensial kuchaytirgichlar faza ajratuvchi sifatida ishlatilishi

Differensial kuchaytirgichni tashkil qiluvchi transistorlarning o‘zaro simmetrik bo‘lishi, ulardagi toklarning aks fazalarda o‘zgarishini ta‘minlaydi. Birinchi transistorning toki musbat tomonga o‘ssa, ikkinchisidagi manfiy tomonga kamayadi. Demak, signallarni ikkita kollektordan olsak, ular qarshi fazada bo‘ladi. Albatta, differensial kirish va chiqishlarda differensial kuchaytirgichlar ishlatilishi kerak bo‘ladi. Bunday differensial chiqish signali qo‘shimcha differensial kuchaytirgichni yurgazib, kuchaytirgichning sinfaz signallarini rejeksiya qilish koeffitsientini ancha oshirishi mumkin.

E. Differensial kuchaytirgichlar komparator sifatida ishlatilishi

Katta kuchaytirish koeffitsienti hamda yuksak stabiligi tufayli differensial kuchaytirgichlar, ikki signaldan qaysi biri katta ekanligini aytib beruvchi, *komparatorlarning* asosiy bloki sifatida ishlatiladi. Yoritish tizimidagi lampalarni yoqish, isitish elementini yoqib, o‘chirish, uchburchak shaklidagi signallardan to‘rtburchak shaklidagi impulslarni generatsiya qilish, signal qiymati o‘rnatilgan me‘yorga yetganini qayd qilish, D sinf kuchaytirgichlarda va impulsli modulyatorlarda, quvvatni ulab, o‘chirish va shunga o‘xshash qurilmalarda komparatorlar juda keng qo‘llaniladi. Komparator ishlashining asosiy mohiyatini quyidagicha ifodalash mumkin. Differensial kuchaytirgichning birinchi kirishiga beriladigan signal aniq qiymatdagi kuchlanish bo‘ladi, ikkinchi kirishiga berilgan signal o‘zgarib turishi mumkin (misol uchun, termistorning qarshiligi temperaturaga qarab o‘zgarishini olish mumkin). Ikkinchi kirishdagi kuchlanish qiymati birinchisidagi o‘rnatilgan qiymatiga yetganida, komparatorning chiqishi sakrab o‘zgaradi (noldan birga) va aksincha kirishdagi signallarning nisbati teskarisiga o‘zgarsa komparatorning chiqishi yana sakrab pasga tushadi (birdan nolga). Kuchaytirgichning transistorlari chiziqli kuchaytirish rejimida ishlamaydi, ulardan biri albatta to‘liq yopilgan holda bo‘ladi.

2.4 Kuchaytirgich loyihasida ishlatiladigan bir necha bloklar

Kommutator, qaytargich, tok manbai (va oynagi) va umumiy emitterli kuchaytirgich (yakka kirishli va differensial turlari) kabi asosiy va muhim bo‘lgan sxemalar bilan tanishib oldik. Shu bobning qolgan qismida biz ba‘zi bir sxematik yechimlar va ularda ikki taktli quvvat kuchaytirgichi, Darlington, Sziklai, bootstrapping, Miller effekti va kaskod kuchaytirgichi kabi elementlarni ishlatilishini ko‘rib chiqamiz. Bobni, ajoyib va salmoqli bo‘lgan, *feedback*ga kirish bilan yakunlaymiz. 2x-bobda transistorli sxemalarining murakkab namunalari va ularni yaratish usullari bilan tanishamiz.

⁴⁹ dc bo‘yicha kuchaytirish koeffitsienti asosan Early effekti hisobiga chegaralanadi; §2.3.2 va 2x-bobda ma‘lumot olishingiz mumkin.

Table 2.2 Bipolar Power Transistors^a

NPN	PNP	Case	V _{CEO} max (V)	I _C max ^b (A)	P _{diss} max ^{b,h} (W)	R _{θJC} ^c (°C/W)	$\frac{h_{FE}}$		at	I _C (A)	f _T min (MHz)	multiple manf?
							min	typ				
standard BJT												
BD139	BD140	TO-126	80	1.5	12.5	10	40 ^e	100		0.15	50	•
2N3055	2N2955	TO-3	60	15	115	1.5	20	--		4	2.5	•
2N6292	2N6107	TO-220	70	7	40	3.1	30	--		2	4	–
TIP31C	TIP32C	TO-220	100	3	40	3.1	25	100		1	3	•
TIP33C	TIP34C	TO-218 ^d	100	10	80	1.6	40	100		1	3	•
TIP35C	TIP36C	TO-218 ^d	100	25	125	1.0	25	150		1.5	3	•
MJ15015	MJ15016	TO-3	120	15	180	1.0	20	35		4	0.8 ^g	–
MJE15030	MJE15031	TO-220	150	8	50	2.5	40	80		3	30	•,z
MJE15032	MJE15033	TO-220	250	8	50	2.5	50	100		1	30	•
2SC5200	2SA1943	TO-264	230	17	150	0.8	55	80		1	30	•
2SC5242 ^k	2SA1962 ^k	TO-3P	250	s	s	s	s	s		s	s	•
MJE340	MJE350	TO-126	300	0.5	20	6	30	--		0.05	--	•
TIP47	MJE5730	TO-220	250	1	40	3.1	30	--		0.3	10	•
TIP50 ^u	MJE5731A ^u	TO-220	400	s	s	s	s	--		s	s	•
MJE13007	MJE5852	TO-220	400 ^f	8	80	1.6	8 ^g	20 ^g		2	14 ^t	–
Darlington												
MJD112	MJD117	DPak	100	2	20	6.3	1000	2000		2	25	•
TIP122	TIP127	TO-220	100	5	65	1.9	1000	--		3	--	•
TIP142	TIP147	TO-218	100	10	125	1.0	1000	--		5	--	•
MJ11015	MJ11016	TO-3	120	30	200	0.9	1000	--		20	4	•
MJ11032	MJ11033	TO-3	120	50	300	0.6	1000	--		25	--	•
MJH11019	MJH11020	TO-218	200 ^v	15	150	0.8	400	--		10	3	•

Notes: (a) sorted more or less by voltage, current and families; see also additional tables in Chapter 2x. (b) with case at 25°C. (c) $P_{diss}(\text{reality}) = (T_J[\text{your-max-value}] - T_{amb}) / (R_{\theta JC} + R_{\theta CS} + R_{\theta SA})$; this is a much lower number than the "spec," especially if you're careful with T_J max, say 100°C. (d) similar to TO-247. (e) higher gain grades are available. (f) much higher V_{CE}s "blocking" capability (compared with V_{CEO}), e.g. 700V for MJE13007. (g) higher for the PNP device. (h) $P_{diss}(\text{max}) = (150^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C}) / R_{\theta JC}$; this is a classic datasheet specsmanship value. (k) larger pkg version of above. (s) same as above. (t) typical. (u) higher voltage version of above. (v) there are also 150V and 250V versions. (z) if these are hard to get, try the '028 and '029 versions (120V rather than 150V).

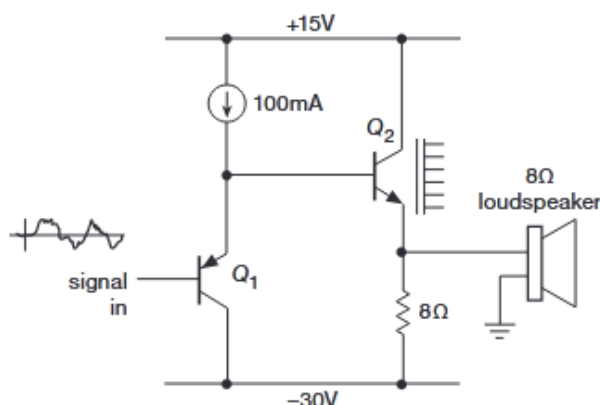
2.4.1 Ikki taktli chiqish kaskadlari

Yuqorida ko'rganimizdek npn emitter qaytargichlari tok oqovasi (sink) va pnp qaytargich tok manbai bo'la olmasligini yuqorida qayd etgan edik. Natijada, ikki qutbli quvvat manbai bilan ishlagan, yakka kirishli qaytargich, bir uchi yerga ulangan yuklamaga, faqat katta qiymatlardagi sokinlik toki mavjud bo'lganida, ishlay oladi⁵⁰. Sokinlik tokining qiymati, silgnal cho'qqisiga to'g'ri kelgan tok qiymatichalik katta bo'lishi kerak va bunday ish rejimida transistorlar katta quvvatni dissipatsiya qiladi va og'ir sharoitda ishlaydi. Misol uchun, 2.68-rasmda 8Ω yuklama (elektrodinamik karnay) qarshiligiga ishlaydigan 10 vattli audio qaytargich sxemasi keltirilgan. Driver kaskadining ishlashi: pnp tur Q_1 transistoridagi qaytargich drayverlash talablarini kamaytirish va Q_2 transistorining siljiltilishini inkor qilish uchun ishlatiladi (kirishidagi 0 V chiqishida taxminan 0V beradi). Sxemani tushuntirishda Q_1 transistorini olib qo'ysa bo'ladi. Q_1 transistorining emitterida joylashtirilgan quvvatli tok manbai shaklidagi yuklama, signal cho'qqisiga chiqqanida Q_2 transistorining bazasi yetarli darajada siljiltilishini ta'minlash uchun ishlatilgan.

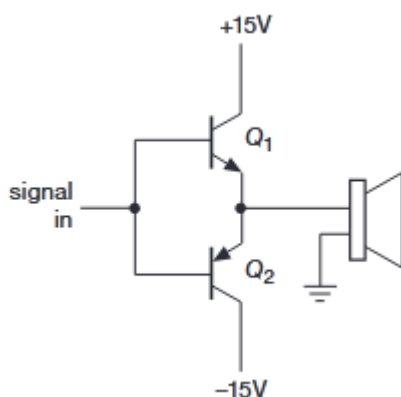
Emitter yuklamasi sifatida ishlatilgan resistor qarshiligi kichik (50Ω yoki undan kichik) bo'lishi kerak, chunki Q_2 bazasini yurgizish uchun kam deganda 50 mA tok zarur bo'ladi; shunda signal cho'qqisiga chiqqanida yuklamadagi tok maksimal qiymatiga yetadi va resistordagi kuchlanish tushuvi minimal bo'ladi; natijada Q_1 transistorining sokinlik toki ortiqcha katta bo'ladi. Bu, misol uchun kel-

⁵⁰ Bu kuchaytirgichda chiqish transistoriga oqib kiradigan tok signalning to'liq o'zgarish davri davomida oqadi va quvvat kuchaytirgichlari klassifikatsiyasida A-klass kuchaytirgichi deb ataladi.

tirilgan, sxemada chiqishning ikki tomonga o'zgarish ko'lamini ± 15 V(peak) bo'ladi va shunda yuklamaga kerak bo'lgan quvvat beradi (8Ω yuklama qarshiligida 9 V). Ammo, signal bo'lmaganida ham, chiqish transistori 55W quvvatni tashqi muhitga dissipatsiya qilib yuboradi (radiatori orqali) va emitter resistori 110 W quvvatni dissipatsiya qiladi. Transistorlar, signalsiz, sokinlik holatida turganida ham maksimal chiqish quvvatidan ancha katta quvvatni dissipatsiya qiladi. Bu A-klass kuchaytirgichlarning xarakteristikasi bo'lib, transistor doyim ochiq – o'tkazuvchan holatida bo'ladi; shu sababdan, quvvatni tejamli sarflaydigan boshqa quvvat kuchaytirgichi sxemalarni loyihalashga talab katta.



2.68-rasm. Yakka kirishli emitter qaytargichida yig'ilgan 10W dinamik kallak yuklamaga ishlab, 165 W quvvatni dissipatsiya qiladigan kuchaytirgich sxemasi.



2.69-rasm. Ikki taktli emitter qaytargichi (push-pull)

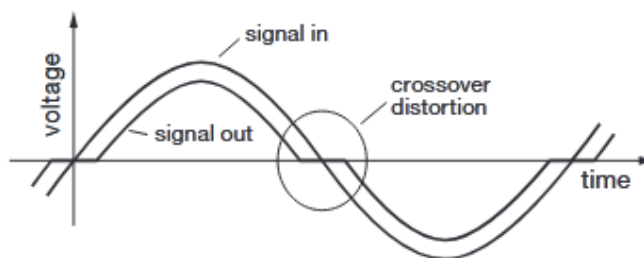
2.69-rasmda ana shu ishni bajaradigan ikki taktli (push-pull) qaytargichning sxemasi keltirilgan. Q_1 musbat tebranishda tok o'tkazadi, Q_2 manfiy tebranishda. Kirishdagi kuchlanish nol bo'lganida (ya'ni signal bo'lmaganida) kollektor toki ham oqmaydi va dissipatsiya ham bo'lmaydi. Chiqishdagi quvvat 10W bo'lsa, har bir transistor 10Wdan kam quvvatni dissipatsiya qiladi⁵¹.

A. Ikki taktli kuchaytirgich kaskadidagi signalning buzulishlari

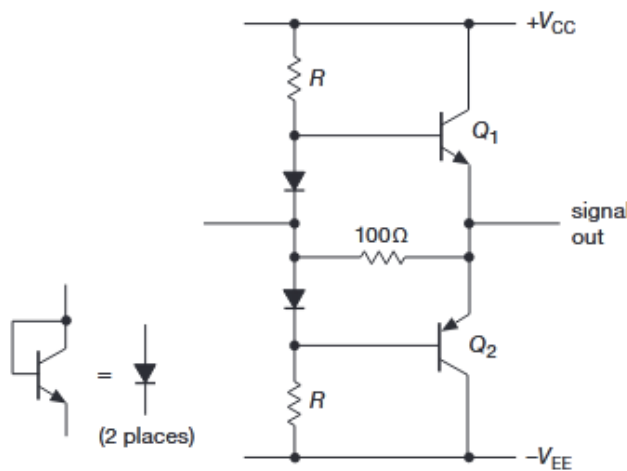
Yuqorida ko'rsatilgan oddiy ikki taktli sxemaning kamchiliklari bor. Qaytargichning chiqishidagi signal kirishidagidan V_{BE} kuchlanish tushuviga farq qiladi; musbat tebranishda chiqishdagi kuchlanish 0.6 Vga kamroq musbat va manfiy tebranishda shunchaga kamroq manfiy. Kirishga sinusoidal tebranish beriladigan bo'lsa, chiqishdagi signalning ko'rinishi 2.70 –rasmda ko'rsatilganidek bo'ladi. Audiobiznes tilida buni *crossover distortion* –o'tishdagi buzilishlar deb atashadi. Buning eng yaxshi doris (feedback,

⁵¹ Bu turdagi kuchaytirgichlarda chiqishdagi transistorlardan har biri yarim davr davomida o'tkazuvchan holatida bo'ladi va kuchaytirgichlar klassifikatsiyasida B-klass kuchaytirgich deb ataladi

o‘zi to‘liq qoniqarli bo‘lmasa ham, boshqacha usuldi ishlaydi; §4.3.1Ega qarang) 2.71-rasmda ko‘rsatilganidek, ikki taktli kaskadni o‘zgina o‘tkazuvchanlik holatiga keltirib qo‘yish bo‘ladi.



2.70-rasm. Ikki taktli kaskaddagi signal buzilishlari



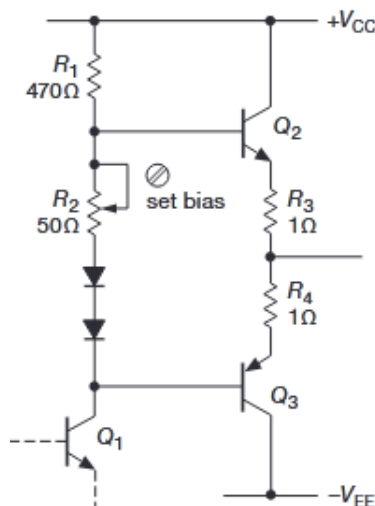
2.71-rasm. Buzilishlarni yo‘qotish uchun ikki taktli sxemada transistorlarni siljitish

Siljituvchi rezistor R diodlarni to‘g‘ri siljitib, o‘tkazuvchan holatida ushlab turadi, shunda Q_1 transistorining bazasi to‘g‘ri ulangan dioddagi kuchlanish tushuviga kirish signalida musbatroq bo‘ladi, Q_2 transistorining bazasi kirish signalida bir diod kuchlanish tushuviga signaldan manfiy bo‘ladi.

Endi, kirish signali noldan o‘tadigan nuqtada ham Q_1 va Q_2 transistorlardan yo‘qotishlarsiz o‘tib ketadi; chiqish transistorlardan bittasi, albatta, ochiq bo‘ladi. R baza resistorining qarshiligini tanlashda, ular, signal cho‘qqi qiymatiga yetganida, chiqish transistorlarini yetarlicha baza toki bilan ta‘minlab berishi kerak talabi qo‘yiladi. Misol uchun, manba kuchlanishi $\pm 20\text{V}$ bo‘lib, 8Ω yuklama qarshiligida 10 vatt sinusoidal quvvat bo‘ladigan bo‘lsa, bazadagi kuchlanishning cho‘qqi qiymati 13.5 volt va shunda yuklamadagi cho‘qqi tokning qiymati 1.6 amper bo‘ladi. Transistor bettasini 50 deb olsak (katta quvvatli transistorlarining tokni kuchaytirish koeffitsienti kichik signalli transistorlarga nisbatan kichikroq bo‘ladi), baza tokining qiymati 32 mA bo‘lishi talab etiladi, shunda baza resistorining qarshiligi $220\ \Omega$ atrofida bo‘lishi kerak (undagi bazadagi kuchlanish tebranishi 6.5 V ga V_{CC} kuchlanishidan bazagacha bo‘ladi.) Bu sxemada chiqishni kirish bilan resistor yordamida uladik (bu amalni 2.69-rasmdagi sxemada ham bajarsa bo‘lardi). Bu resistor, bir transistor yopilib, ikkinchisi ochiladigan ondagi mavjud bo‘lgan “o‘lik zonani” yo‘qotadi (ayniqsa birinchi sxemada). Feedback zanjiri sxemaning kattaroq qismini o‘rab olganida buning ahamiyati ortadi. Ammo, bu amal, siljitish bilan kuchaytirgichning chiziqliligini oshirish amali o‘rnini bosa olmaydi; 2.71-rasmdagi sxemada siljitilgan transistor o‘tkazuvchanligi chiqish signalining to‘liq tebranishidan kengroq bo‘ladi. Bu to‘g‘risida kengroq 2x-bobda gapiramiz.

B. Ikki taktli B-klass kuchaytirgichlarining temperatura stabiligi

Yuqorida ko‘rib chiqilgan kuchaytirgichning, bahtga qarshi, bitta kamchiligi bor: U temperatura stabiligiga ega emas. Chiqish transistorlari qizigani sababli (ular, signal kuchaytirishda qizib ketib, katta quvvatni dissipasiya qilib yuboradi), ularning baza-emitter kuchlanishlari V_{BE} kamayadi, va natijada sokinlik toki kattalashadi. Tok bo‘lsa transistorni kuchliroq qizdirib, nohush situatsiya vujudga kelishiga sababchi bo‘ladi. Transistorni qizishi tufayli vujudga keladigan hodisa *thermal runaway* – *qizish sababli ishdan chiqish* deb ataladi (transistorning ishdan chiqishi yoki chiqmasligi ishlatilgan radiator kattaligi, diodlarning temperaturasi transistorlarning temperaturasidan farqi faktorlarga bog‘liq bo‘ladi). Transistor ishdan chiqishini oldini olmasa ham, 2.72-rasmda keltirilgan qo‘shimcha himoya vositalari bilan odatda kuchaytirgichning temperatura holati ustidan nazorat o‘rnatiladi. Ikki taktli kuchaytirgichning kirishiga signal oldingi kaskad transistorining kollektoridan kelishi ko‘rsatilgan; R_1 resistori sxemada ikkita vazifani bajaradi, Q_2 transistorining kollektor qarshiligi va , ikki taktli kuchaytirgich transistorlarining baza zanjirlariga o‘rnatilgan diodlar va resistorning siljitish tokini ta‘minlab beradi. Qarshiliklari bir necha om yoki undan kichik bo‘lgan, R_3 va R_4 resistorlari chiqish transistorlarining siljish toklari uchun “yostiq” vazifasini bajaradi: shunda chiqish transistorlarining bazalari oralig‘idagi kuchlanish tushuvi endi ikki dioddagi kuchlanish tushuvidan kattaroq bo‘lishi kerak va shu qo‘shimcha kuchlanishni siz R_2 o‘zgaruvchan baza resistori bilan o‘rnatasiz (ko‘p hollarda uning o‘rniga uchinchi diod yoki 2.78-rasmda keltirilgan, qomatliroq siljitish sxemasi ishlatiladi). R_3 va R_4 resistorlaridagi, voltning o‘ndan bir qismining bir nechtasiga teng, kuchlanish, transistorlarning baza-emitter kuchlanishi V_{BE} temperatura ta‘sirida kamayganida, tokni keskin o‘sib ketishini oldini oladi (qarshiliklardagi kuchlanish tushuvi kattaroq bo‘lsa, sxemaning temperatura sezgirligi pasayadi) va sxemaning temperatura stabiligini ta‘minlaydi. Stabilikni ko‘tarish uchun diodlar⁵² chiqish transistorlar bilan fizik kontaktda (yoki ularning radiatorlariga) o‘rnatiladi.



2.72-rasm. Qarshilik qiymati kichik bo‘lgan emitter resistorlarining sxemaga kiritilishi ikki taktli kuchaytirgichning temperatura stabiligini ko‘taradi.

Bunday sxemalarning temperatura stabiligini, siz bilgan baza-emitter kuchlanishining temperaturaga bog‘likligidan baholab olsangiz bo‘ladi: temperaturaning har 1°Cga o‘sishi baza –emitter kuchlanishini 2.1 mVga kamaytiradi va bu kuchlanishning 60 mVga ortishi, kollektor tokini 10 barobar (yoki 4%/mV) oshiradi. Misol uchun, agar R_2 resistorining o‘rniga diod o‘rnatsangiz, Q_2 va Q_3 tranzistor

⁵² Yoki, yaxshirog‘i, diod sxemasida ulangan transistorlar: baza bilan kollektor qisqa tutashtirilib “anod”, emitter bo‘lsa “katod” vazifasida

bazalari oralig'idagi kuchlanish tushuvi uchta to'g'ri ulangan diod kuchlanish tushuvlarining yig'indisiga teng bo'ladi va R_3 va R_4 resistorlaridagi kuchlanish tushuvi yagona diod kuchlanish tushuviga teng bo'lib qoladi (keyinchalik audio kuchaytirgichdagi chiqish transistorlarining sokinlik tokini 100 mA qiymatida tanlaymiz). Bazalar siljitilishini ta'minlaydigan diodlar transistorlar bilan fizik kontaktda bo'lmagan holat eng yomon hisoblanadi. Keling, chiqish transistorlarining temperaturasi 30°Cga oshganida ularning sokinlik toki qanchaga o'zgarishini eng yomon holat uchun hisoblab, aniqlab ko'raylik. Quvvat kuchaytirgichi uchun bu katta deb hisoblanmaydi. Temperatura oshganida, har bir chiqish transistorining V_{BE} baza-emitter kuchlanishi o'zgarish tokda 63 mVga kamayadi va R_3 va R_4 rezistorlaridagi kuchlanish tushuvini 50%ga oshiradi (ya'ni, sokinlik toki natijada 50%ga ortadi). 2.71-rasmda keltirilgan, emitter resistorlari bo'lmagan, sxemada sokinlik tokining qiymati 10 barobar oshadi (bilamizki, V_{BE} kuchlanishi 60 mVga kattalashganida, I_C kollektor toki o'n barobar ortadi), ya'ni 1000%ga.

Bunday yaxshilangan siljitish sxemasining (diodlar transistorlar bilan fizik kontaktda bo'lmagan holatda ham) termik stabiligi ko'rinib turibdi. Agar siz siljitish zanjirlarini diodlar (yoki transistorlar bilan fizik kontaktdagi diodlar yoki, eng yaxshisi, V_{BE} kuchlanishi stabilizatsiya qilingan 2.78-rasmda keltirilgan sxemani ishlatasangiz ham) diodlarni transistorlar radiatoriga o'rnatasangiz ancha yaxshi natija olasiz. Bu sxemaning qo'shimcha afzalligi bor: unda sokinlik tokini o'zgartirib, transistorlardagi signal shaklining o'tish buzilishlarini sozlab, kamaytirish imkoni bor. Shu usulda siljitilib, salmoqli katta sokinlik toklari bilan ishlaydigan ikki taktli quvvat kuchaytirgichlari "AB-klass" kuchaytirgichlari deb ataladi. Bu kuchaytirgichlarda signal tebranishi davrining katta qismida ikkita transistor ham o'tkazuvchan holatida bo'ladi. Amaliyotda, siz tanlagan sokinlik tokining qiymati mavjud signal shaklining buzilishlari kam bo'lishi va quvvat dissipatsiyasi ko'p bo'lmashligini kelishtirilgan holda tanlanadi. Shu bobda keyinroq kiritiladigan (va 4-bobda juda keng qo'llanilgan) feedback usuli signal shakli buzilishlarini kamaytirish uchun doym ishlatiladi. Bu sxemaning evolyusiyasini §2.4.2da ko'ramiz, unda bu sxema V_{BE} stabil kuchlanishli siljitish, kollektordan feedback va bettasi kuchaytirilgan Darlington chiqish kaskadlari bilan to'ldiriladi.

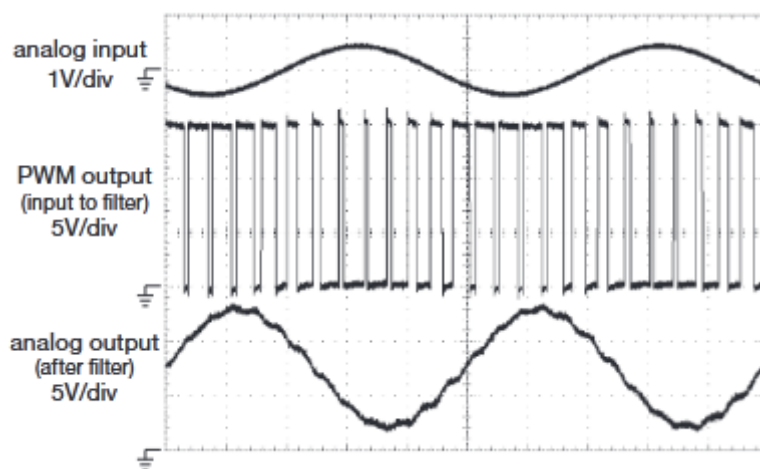
C. "D-klass" kuchaytirgichlar

Chiziqli "AB-klass" quvvat kuchaytirgichlariga xos bo'lgan dissipatsiya (va signaldagi buzilishlar) kabi muammolarini xal qilishning qiziqarli yechimi ularning chiziqli kirish kaskadlaridan to'liq voz kechish va o'rniga kommutatsion sxemalardan foydalanish bo'ladi: tasavvur qiling, sxemasi 2.72-rasmda keltirilgan, Q_1 va Q_2 transistorlaridagi ikki taktli qaytargich bir juft transistorli *kommutator* (switch) bilan almashtirildi, va vaqtning har bir onida ulardan biri ON, ikkinchisi OFF holatida bo'lib, ularning chiqishi har bir onda to'liqligicha $+V_{CC}$ yoki $-V_{CC}$ kuchlanish qiymatida bo'ladi. Yana tasavvur qilingki, bu kommutatorlar yuqori chastotalarda ishlamoqda (aytaylik, audiochastotalardan 10 barobar katta chastotada) va ularning kommutatsiya bo'lish jarayoni shunday boshqarilmoqdaki (buni quyida 10-13-boblarda ko'ramiz), transistorlar chiqishlaridagi kuchlanishning o'rtacha qiymati kerak bo'lgan analogli kuchlanish qiymatiga teng bo'lib turibdi. Bu yangi sxemaga, kommutatsiya jarayoniga xos bo'lgan yuqori chastotali kommutatsion signallarni olib tashlash uchun past chastotali LC filter qo'shilsa, chiqishida toza analogli signal olish mumkin. Bu sxema "D-klass" yoki kommutatsion kuchaytirgich bo'ladi. Bu turdagi kuchaytirgichlar juda effektiv ishlaydi, chunki kommutatsion transistorlar ikki holatdan birida: uzilgan (tok yo'q) va ulangan (kuchlanish nolga yaqin) holatda bo'ladi; shu tufayli transistorlardagi dissipatsiya ($V_{CE} \times I_C$) doym kichik bo'ladi. Bunda transistorlar qizib ketishidan ishdan chiqishi to'g'risida o'ylamasangiz ham bo'ladi. Kamchiligiga kelsak, kommutatsiya hisobiga hosil bo'ladigan chiqishdagi yuqori chastotali shovqinlar va yetarli darajada chiziqlikka erishish mashaqqatlari bo'ladi. D-klass kuchaytirgichlar arzon audio qurilmalarida deyarli

universal ishlatiladi va katta chiqish quvvatiga ega audio qurilmalarda tobora keng ishlatilmoqda. 2.73-rasmda $5\ \Omega$ yuklamaga ishlaydigan D-klass integral sxemali (juda kichik!) kuchaytirgichining kirishiga sinusoidal silgnal (20 kHz) berilgandagi ossillogrammalarini ko'rishingiz mumkin. Maxsus integral sxemalar 250 kHz chastotada kommutatsiya qiladi va stereo karnayga har biri 20 vatt quvatt berishga qodir. Sizga kerak bo'lgan hamma narsa (LC filterdan tashqari) chipning ichiga joylashtirilgan. Narhi \$3. Juda bejirim.

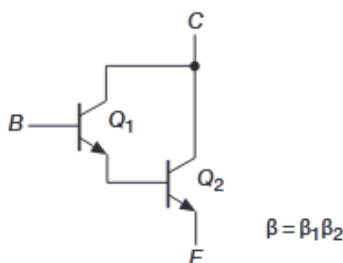
2.4.2 Darlington sxemasi

Ikkita tranzistorni 2.74-rasmdagidagidek o'zaro ulasangiz *Darlington connection*⁵³ (*Darlington jufti*) deb nomlangan yagona transistordek ishlaydigan, betta ko'effitsienti ikkita transistor bettalarining ko'paytmasiga teng bo'lgan sxema yaratsa bo'ladi⁵⁴. Katta toklarda ishlaydigan qurilmalarda (misol, kuchlanish regulatorlari yoki quvvat kuchaytirgichlari) yoki kuchaytirgichlarning kirish kaskadlarida juda katta kirish impedansi kerak bo'lganida ishlatish juda qulay.



2.73-rasm. D-klass kuchaytirgichdagi signallarning ko'rinishi: chastotasi 20 Hz bo'lgan sinusoidal signal kommutatorning "duty cycle" (chiqishdagi signal tarkibidagi HIGH holatlarni miqdori) parametrini boshqaradi. Bu signallar TRA3123 stereo kuchaytirgich chipidan olingan, manbai +15 V, filterlashdan oldin signal PWM (pulse-width modulyasiya qilingan) va past chastotali LC filter bilan tekislangan. Gorizontall masshtab $10\mu\text{s}/\text{div}$.

Darlington transistorida baza-emitter kuchlanish tushuvi, oddiy transistornikidan, ikki barobar katta va to'yingan holatidagi kuchlanish tushuvi kam deganda bitta diod tushuviga teng (chunki Q_1 emitteri Q_2 transistorining emitteridan bir diod tushuviga katta bo'lishi kerak).

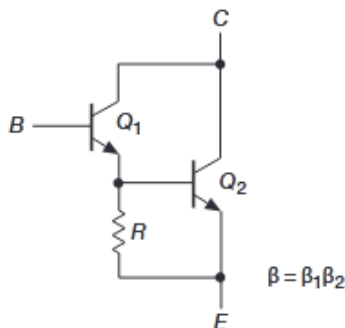


⁵³ Sidney Darlington. US Patent 2.663.806: "Semiconductor Signal Translating Device" Darlington shu patentida yagona korpusga joylashtirilgan barcha sondagi transistorlar uchun deb talab etgan edi, ammo Bell Laboratories qonunbonlari bu talabni olib tashlashgan, chunki unda bu pateng barcha mikrosxemalarni o'z ko'lamiga kiritib olgan bo'lardi

⁵⁴ Har bir transistorning ishchi toklari ko'lamida, albatta

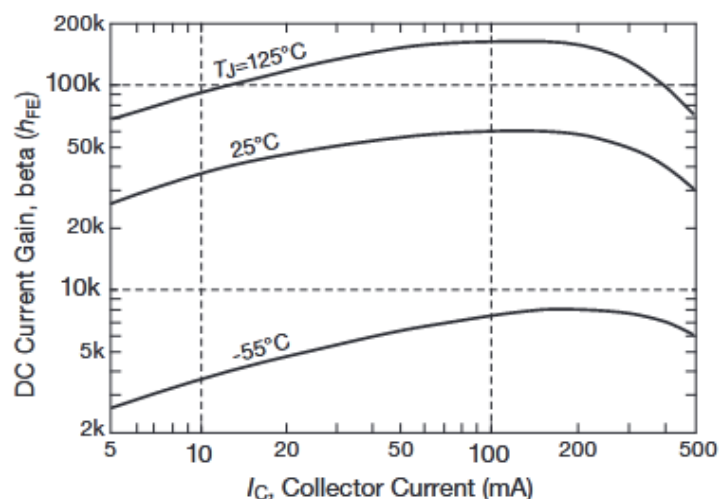
2.74-rasm. Darlington transistorining konfiguratsiyasi

Q_1 transistori Q_2 transistorini katta tezlikda o'chirib qo'ya olmagan sababli bu transistorlar kombinatsiyasi juda past chastotali transistorlarga o'xshab ishlaydi. Bu kamchilikni yo'qotish uchun Q_2 transistorining bazasi emitteri bilan tezlashtiruvchi resistor bilan ulangan (2.75-rasm). Bu resistor Q_1 transistori orqali sizib o'tadigan toklarni yo'qotadi va Q_2 transistorini siljitadi⁵⁵; Resistor qarshiligi tanlanishda quyidagi talablarga amal qilish kerak bo'ladi: (a) Q_1 transistoridan sizib chiqqan tok (kichik signalli transistorlar uchun nanoamperlarda, katta quvvatli transistorlar uchun bir necha yuz mikroamper) R qarshilikda hosil qiladigan kuchlanish tushuvi dioddagi kuchlanish tushuvidan kichik bo'lishi kerak, (b) R resistoridagi kuchlanish tushuvi diod tushuviga teng bo'lganida, undan oqib o'tadigan Q_2 transistor baza tokining katta qismini o'zidan o'tkazmasligi kerak. Odatda R resistorining qarshiligi katta quvvatli Darlington transistorlarda bir necha yuz om, kichik signalli Darlington transistorlarda bir necha ming om bo'ladi. Darlington transistorlarining, ko'rpusiga kiritilgan baza-emitter resistor bilan ishlab chiqariladigan, namunalari ham bor. Darlington transistorining tipik namunasi sifatida katta quvvatli npn MJH6284 (va pnp MJH6287) transistorlarni ko'rsatsa bo'ladi. Ularning tipik kuchaytirish koeffitsienti 1000 bo'ladi (10 amper kollektor tokida). Boshqa keng qo'llaniladigan arzon, katta quvvatli Darlington transistori npn TIP142 (va pnp TIP147): ularning narhi \$1 va tipik $\beta = 4000$ ($I_C = 5A$ bo'lganida). Kichik signalli transistorlardan biz yaxshi ko'rib ishlatadigan MPSA14 yoki MMBTA14 (muvofig TO-92 va SOT23 korpuslarida, ularning tipik bettasi 10,000 : 10 mA tokda va 20,000 : 100 mA tokda. Bu 30 voltli transistorlarda ichki baza-emitter resistor o'rnatilmagan (shu sababli siz bu transistorlarni juda kichik toklarda ishlatishingiz kerak bo'ladi); ularning narhi \$0.1 dan past. 2.76-rasmda bu tranzistorlarning bettasi kollektor tokiga bog'liqligi grafiklari keltirilgan; bettasi juda katta qiymatlarga ega ekanligiga ahamiyat bering, ammo temperatura va kollektor toki qiymatlariga anchagina bog'liq ekanligini ham ko'rishingiz mumkin.



2.75-rasm. Darlington transistorining yopilish jarayoni tezlashtirilgan sxemasi. (Betta formulasi R resistor Q_2 transistori baza tokining katta qismini o'ziga taqsimlab olmagan sharoit uchun to'g'ri bo'ladi).

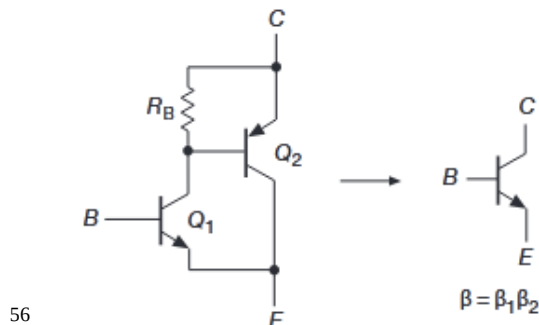
⁵⁵ Va Q_1 transistorining kollektor tokini stabilizatsiya qilish bilan amalga oshiriladi. Bu amal Darlington transistorining V_{BE} kuchlanish tushuvi qiymatini avvaldan baholash imkonini beradi.



2.76-rasm. Mashhur MPSA14 npn Darlington transistori bettasining kolektor tokiga bog‘liqligi (datasheetdan olingan).

A. Sziklai sxemasi

Bettasi kuchaytirilgan transistorlardan yana bir namunasi Sziklai sxemasi⁵⁶ bo‘ladi. Uni komplementar Darlington deb ham atashadi (2.77-rasm). Transistorlarning bu kompozitsiyasi npn transistorga o‘xshagan va katta bettaga ega bo‘lgan. Uni siljitish uchun yagona baza-emitter kuchlanish tushuvi kifoya qiladi, ammo (Darlingtonga o‘xshab) diod tushuvidan past kuchlanishlarda to‘yingan holatga o‘ta olmaydi.



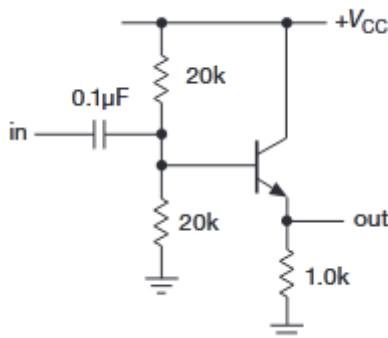
2.77-rasm. Sziklai sxemasi (“komplementar Darlington”)

Darlingtonga o‘xshab Q_2 transistorining bazasi emitteri bilan resistor vositasida ulangan va u transistdagi vazifani bajaradi (ihroj toklari; kommutatsiya tezligi va V_{BE} kuchlanishining stabiligi). Loyihachi faqat bir turdagi katta tokli tranzistorlarni ishlatib, ikki taktli quvvat kuchaytirgichi yaratmoqchi bo‘lsa transistorlarning shunday ulanishini qo‘llaydi. Ammo, bunday kuchaytirgich va chiziqli kaskadlarda komplementar juft transistorlari ishlatilganida ham Darlingtondan bu transistor

⁵⁶ George C. Sziklai, “Symmetrical properties of transistors and their applications”. Proc. IRE 41,717-24 (1953) and US Patents 2,762,870 and 2,791,644. Uning yangi komplementar konfiguratsiyasi 8-rasmida ko‘rsatilgan joyda ko‘milgan, unda quyidagi yozuvni o‘qish mumkin “Komplementar simmetrik transistorlar ikki taktli kuchaytirgich kaskadida ishlatilsa qiziqarli natijaga erishish mumkin”. Bu sxema Sziklai, Lohman va Herzog tomonida, RCA da transistorli TV ni namoyish etish uchun, ixtiro qilingan bo‘lsa kerak; to‘g‘risini aytganda, bu transistorlar qo‘yilgan masalani echish uchun yetarli darajada yaxshi bo‘lmagan. Birinchi integral sxemalarda ishlatilgan pnp transistorlar yaxshi bo‘lmagan va ularning kuchaytirish koeffitsientini oshirish maqsadida Sziklai npn transistorni qo‘shgan; bu konfiguratsiyaning nomi “composite lateral pnp” kompozit gorizontall pnp bo‘lgan.

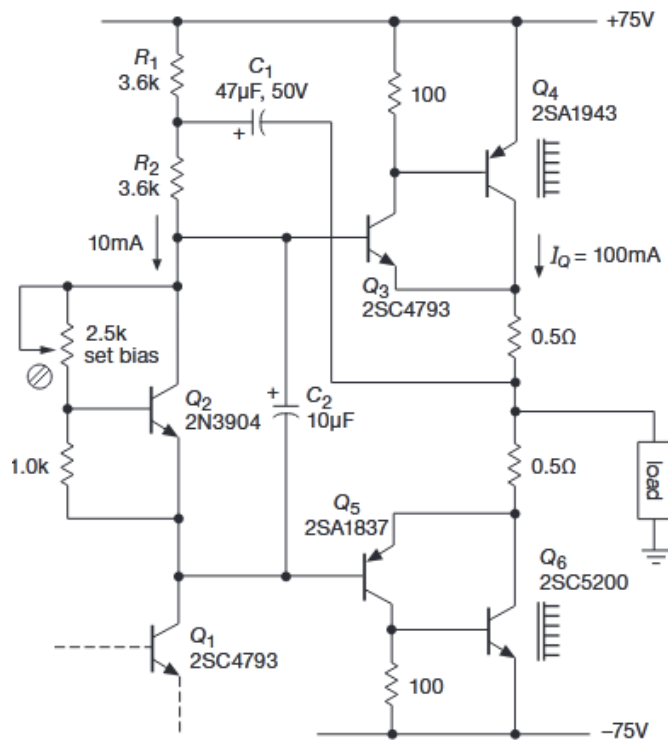
konfiguratsiyasini ishlatish yaxshiroq natija beradi, chunki uni siljitish uchun faqat bitta V_{BE} kuchlanish tushuvi kifoya (Darlingtonda ikkita) va shu kuchlanish tushuvi chiqish transistorining baza-emitter resistori bilan stabilizatsiya qilinadi. Misol uchun, agar R_B resistorining tanlangan qiymati undagi tok (undagi kuchlanish tushuvi V_{BE} nominal qiymatiga teng bo‘lganida) chiqish transistori baza tokining 25%ni tashkil qiladi (chiqishi cho‘qqi qiymatida bo‘lganida). Shunda Q_1 transistorining kollektor toki baza tokidan faqat 5 barobar katta; demak uning V_{BE} kuchlanishi (Sziklai V_{BE} kuchlanishi bo‘lib), chiqish tokini to‘liq ko‘lamdagi o‘zgarishlarini qamrab olish uchun faqat 40 mV ko‘lamda o‘zgaradi ($V_T \ln 5$). Sziklai konfiguratsiyasi bo‘yicha bahsni batafsil 2x-bobda ko‘rib chiqiladi (§2x.10); siz uning “Bipolyar transistorlardagi signal buzulishlari: SPICE izlanishlari” bo‘limida yaxshi, Sziklai tranzistorlarini noyob sifatlariga asoslangan, sxemalar misollarini topasiz. 2.78-rasmda ikki taktli Sziklai chiqish kaskadining ajoyib misolini ko‘rishingiz mumkin. Darlington transistorlaridagi ikki taktli quvvat kuchaytirgichiga nisbatan bu sxemaning afzalliklari bor: unda Q_3 Q_5 transistorlari AB-klassda (signal buzulishlarini kamaytirish uchun) siljilishi uchun to‘rtta baza-emitter kuchlanish tushuvining o‘rniga ikkita ishlatiladi; va undan ham muhimi, Q_3 va Q_5 transistorlari og‘ir rejimda bo‘lmasdan “sovuq” holida ishlaydi (chiqishdagi, qiziydigan Q_4 va Q_6 transistorlariga nisbatan) va shu tufayli ular stabil baza-emitter kuchlanish tushuvida ishlashi mumkin. Bunda Darlington transistorlariga nisbatan kattaroq toklarda ishlashga imkon bor. Darlington transistorlarida katta tokda ishlash uchun muvofiq himoya vositalaridan foydalanishingiz kerak bo‘ladi⁵⁷.

Bu sxemada Q_2 transistori keyingi kaskaddagi transistorlarni siljitish uchun ” boshqariladigan V_{BE} ko‘paytiruvchisi” sifatida ishlatiladi; unda siljitish kuchlanishini 1 – 3.5 V_{BE} qiymatlarda o‘rnatsa bo‘ladi; zanjir signal chastotalari uchun shuntlangan. Yana qo‘shimcha yordamchi zanjir Q_1 transistorining kollektor resistori C_1 kondensatori vositasida “teskari bog‘langan” (§2.4.3ni ko‘ring) va signal chastotalarida uning effektiv qarshiligini oshiradi hamda signal shakli buzulishlarini kamaytirish uchun kuchaytirgichni xalqa bo‘yicha kuchaytirish koeffitsientini oshiradi.



2.78-rasm. Bazadagi zanjir kirish impedansini kamaytiradi

⁵⁷ Kattaroq quvvat olish uchun amaliyotda bir necha Q_3Q_4 transistorli kaskadlar o‘zaro parallel ulanadi (har birining emitter qarshiligi 0.5Ω bo‘ladi) va shunday amal Q_5Q_6 transistorlari bilan ham bajariladi. §2.4.4ga qarang.



2.79-rasm. Chiqish kaskadi Sziklai juftida yig'ilgan ikki taktli quvvat kuchaytirgichi. Chiqishidagi kuchlanish $\pm 70V$ va chiqish toki $\pm 2A$ ko'lamida o'zgarishi mumkin.

B. Superbetta transistor

Darlington konfiguratsiyasi va uning yaqin qarindoshlari bilan superbetta transistorlarini adash-tirib yubormang. Superbetta transistorlarining tokni juda katta koeffitsient bilan kuchaytirishi uning ishlab chiqarish jarayonida erishilgan. 2N5962 superbetta transistorining tipik namoyondonasi bo'ladi. Uning tokni kuchaytirish koeffitsienti 450, kollektor toki $10 \mu A$ bo'lganida kafolatlangan. Kelishtirilgan superbetta jufti, xarakteristikalarini kelishtirilgan bo'lishi talab etilgan kichik signalli kuchaytirgichlar, misol uchun differensial kuchaytirgichlarda ishlatiladi (§2.3.8). Ularning afsonaviy namunalarini LM394 va MAT-01 seriyalari bo'ladi; ular kuchaytirish koeffitsienti katta bo'lgan npn transistorlar jufti bo'lib, baza-emitter V_{BE} kuchlanishlari $50 \mu V$ dan ham kichik kuchlanishlargacha kelishtirilgan va ularning bettalari faqat 1%ga farqlanadi xolos. MAT-03 kelishtirilgan pnp juft bo'ladi (8.1b-jadvalga qarang). Op-amplarning ba'zi birlarining kirishida superbetta differensial kuchaytirgich ishlatilgan, ularning kirish toklari (bazani siljituvchi tok) 50 pikoamperdan ham kam bo'lishi mumkin; LT1008 va LT1012 ularga misol bo'lishi mumkin.

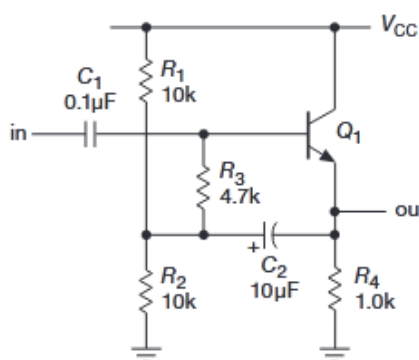
2.4.3 Bootstrapping usuli

Emitter qaytargichini siljitish uchun transistor bazasida kuchlanish bo'luvchisi o'rnatiladi va shu zanjir bazadagi kuchlanish qiymatini aniq ushlab turadi. Bo'luvchining parallel impedansi bazaga qaragan impedansdan ancha kichik bo'ladi. Shu sababli sxemaning kirish impedansini shakllantirishda kuchlanish bo'luvchisi asosiy ulushni qo'shadi va kirishdagi signal uchun kerakli katta kirish impe-dansining o'rniga ancha kichik imedansga tushadi. 2.79-rasmda bunga misol keltirilgan. Sxemaning kirish qarshiligi asosan bo'luvchining $10 k$ ($20 k \parallel 20 k$) qarshiligi hisobigan $9.1 k$ bo'ladi. Loyihachi uchun sxemaning kirish impedansi iloji boricha katta bo'lishi kerak, va kirishdagi signal uchun kuch-lanish bo'luvchisining yuklama bo'lishi yaxshi emas, u faqat transistorni siljitish uchun ishlatiladiku. "Bootstrapping" deb rangdor nomlangan usul shu muammoni aylanib o'tishga imkon beradi (2.80-rasm).

Transistorning bazasi R_1 R_2 kuchlanish bo'luvchisi bilan R_3 resistor orqali siljiladi. C_2 kondensatorining sig'imi, signal chastotalari uchun kuchlanish bo'luvchisining qarshiligiga nisbatan kichik impedansni, ta'minlab berish sharti bilan tanlanadi. Transistor bazasi tomonidan qaraganda stabil siljitish kuchlanishini ta'minlab beruvchi zanjirning qarshiligi (bizning sxemada $10\text{ k} \parallel 10\text{ k} + 4.7\text{ k} = 9.7\text{ k}$) bazaning dcdagi kirish impedansidan (bizning sxemada 100 k atrofida) ancha kichik bo'ladi. Endi sxemaning signal chastotalari uchun kirish impedansi dc impedansiga teng emas. Qarang: kirishdagi tebranish v_{in} emitterda $v_E \approx v_{in}$ tebranishni yaratadi. R_3 resistor orqali oqqan tok $i = (v_{in} - v_E)/R_3 \approx 0$, ya'ni $Z_{in}(\text{baza yo'lida}) = v_{in}/i_{in} \approx \infty$. Baza zanjirining shuntlovchi impedansini signal chastotalari uchun juda katta qilib oldik. Bu sxemaga boshqacha nazar bilan qaraganda R_3 resistoridagi kuchlanish signal chastotalarida o'zgarmaydi (chunki resistorning ikki uchidagi kuchlanish o'zaro teng), ya'ni bu tok manbai ekan. Bilamizki, tok manbaining impedansi cheksiz bo'ladi. Amalda, effektiv impedans, qaytargichning kuchaytirish koeffitsienti birdan biroz kichik bo'lgani sababli, cheksiz bo'lmaydi. Transistorning baza-emitter kuchlanish tushuvi, signalga qarab o'zgarib turadigan, kollektor toki qiymatiga bog'liq bo'ladi. Ana shu natijaga siz emitter tomonidan ham kelishingiz mumkin. Emitter resistorining ichki qarshiligi $[r_e = 25/I_c(\text{mA})\text{om}]$ bilan kuchlanish bo'luvchisini tashkil qiladi. Agar qaytargichning kuchaytirish koeffitsienti A bo'lsa (birdan biroz kichik), R_3 resistor qarshiligining, signal chastotalaridagi, effektiv qiymatini quyidagicha ifodalasa bo'ladi

$$R_3/(1 - A).$$

Qaytargichning kuchlanishni kuchaytirish koeffitsientini quyidagicha ifodalasa bo'ladi $A = R_L/(R_L + r_e)$, R_L - emitter tomonidan qaraganda umumiy yuklama qarshiligi bunda $(R_1 \parallel R_2 \parallel R_4)$ bo'lgani uchun R_3 rezistorining signal chastotalaridagi effektiv qarshiligi quyidagicha ifodalansa bo'ladi $R_3 \rightarrow R_3(1 + R_L/r_e)$. Amalda R_3 resistorining effektiv qarshiligi yuzga kattalashadi va qaytargichning kirish impedansi transistor bazasining impedansidan ancha katta bo'ladi. Umumiy emitterli kuchaytirgich sxemasi ham ana shu usulda bootstrapping qilinishi mumkin, chunki unda ham bazaga kelgan signal emitterda qaytariladi. Signal chastotalarida bazadagi kuchlanish bo'luvchisi, kirish signalini bu muammodan izolyasiya qiladigan, kichik impedansli emitter chiqishidan driverlanadi va sxemaning kirish impedansini anchaga oshirishga imkon beradi.



2.80-rasm. Emitter qaytargichining kirish impedansini signal chastotalarda, bazaning siljituvchi bo'luvchisini bootstrapping qilish hisobiga, kattalashtirish.

A. Kollektorning yuklama qarshiligini bootstrappinglash

Bootstrapping usulini transistor kollektori yuklama resistorining effektiv qarshiligini oshirish uchun ham ishlatasa bo'ladi. Bu kaskad emitter qaytargichning oldidagi kaskad bo'lishi shart. Bu kaskadning kuchlanish bo'yicha kuchaytirish koeffitsientini anchaga oshirishi mumkin –eslaylik $G_V = -g_m R_C$,

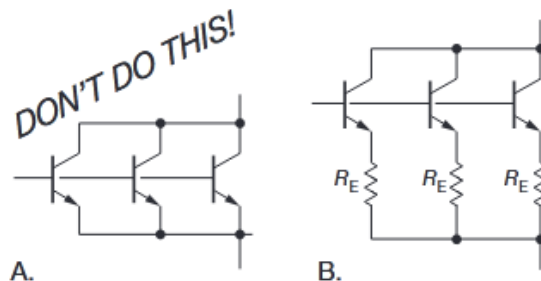
bunda $g_m = 1/(R_E + r_e)$. Bu usul 2.78 –rasmdagi sxemada qo‘llanilgan, unda biz Q_1 transistorining kollektor yuklamasi (R_2) bootstrapping qilindi va shu bilan tok manbai sifatida bo‘lgan yuklamani hosil qildi. Bu amal quyidagi ikki foydali ishni bajardi: (a) Q_1 transistorining kuchaytirish koeffitsientini oshirdi va (b) Q_3 Q_4 transistorlarini baza toki bilan ta‘minladi va uning qiymati signal cho‘qqisida bo‘lganda ham tushib ketmaydi (sizga kerak bo‘lgan resistiv yuklamaga o‘xshab).

2.4.4 Parallel ulangan bipolar transistorlarda tokning taqsimlanishi

Katta quvvatli elektronika loyihalarida uchraydigan hol: siz tanlagan transistor talab etilgan quvvatni dissipatsiya qila olmaydi va siz qo‘shimcha transistor ishlatishga majbur bo‘lasiz. Bu juda yaxshi fikr, ammo endi siz shu dissipatsiya bo‘lishi kerak bo‘lgan quvvatni transistorlarga bir xilda taqsimlab berishingiz kerak bo‘ladi. §9.13.5 bo‘limda biz *ketma-ket* ulangan transistorlarni ishlatishni ko‘rib chiqamiz. Bu amal muammoni xal qilib berishi mumkin, chunki transistorlar orqali yagona tok oqadi. Ammo, ko‘p hollarda bizni, transistorlarni parallel ulash usuli bilan, tokni taqsimlash masalasi qiziqtirishi mumkin (2.81-rasm). Bunday sxematik yechimning ikkita muammosi bor. Birinchidan bilamizki, bipolar transistor transconductance qurilmasi bo‘lgani sababli uning kollektor toki V_{BE} baza-emitter kuchlanishi bilan, 2.8 va 2.9 Ebers-Moll tenglamalariga muvofiq, aniq o‘rnatiladi. §2.3.2 da aytganimizdek V_{BE} kuchlanish tushuvining temperatura koeffitsienti (kollektor toki konstanta bo‘lganida) – $2.1\text{mV}/^\circ\text{C}$ ga teng; yoki shunga ekvivalent bo‘lgan I_C kollektor toki, V_{BE} kuchlanishining belgilangan qiymatida, temperatura ko‘tarilsa o‘sadi⁵⁸. Bu hol xatarli, chunki transistorlardan birining pn kontakt ko‘proq qizisa, undagi kollektor toki ham ko‘proq bo‘ladi va transistorni yanada qizita boshlaydi. Bu isib ketish jarayoni transistorni temperaturadan ishdan chiqishi hafini yaratadi. Ikkinchi muammo bir turdagi va nominaldagi transistorlar mutlaqo bir xil bo‘lmaydi. Belgilangan V_{BE} kuchlanishiga ularning I_C kollektor toklari bir qiymatda bo‘lmaydi. Bu natija, bir vaqtda, bir texnologik jarayonda va yagona silikon asosida ishlab chiqarilgan transistorlar uchun ham haqli. Transistorlarda mavjud variatsiyalarni tekshirish maqsadida, biz 100 ta ZTX851 transistorini 17 mV ko‘lam uchun o‘lchab chiqdik; natijalar 8.44-rasmda keltirilgan. Bu sinashlar “eng yaxshi” transistorlarda o‘tkazildi, chunki bir turdagi transistorlar partiyasidagi namunalari yagona silikon plastinasida yaratilgan transistorlardan yaxshi bo‘lmasligi aniq. Siz yaratgan sxemada ishlatilgan “bir xil” transistorlarning V_{BE} baza-emitter kuchlanishi biri biridan 20 – 50 mVga farq qilishi mumkin, ammo ulardan birini almashtirishga to‘g‘ri kelsa muvofiqlik yo‘qoladi. Shuni oldini olish uchun baza-emitter kuchlanishi 100 mVga farq qilishi mumkinligini hisobga olish kerak. Baza-emitter kuchlanishining $\Delta V_{BE} = 60\text{mV}$ o‘zgarishi tok qiymatini o‘n barobar o‘zgarishiga olib kelishini bilgan holda, transistorlarni shunchaki, 2.81A-rasmdagidek, o‘zaro parallel ulab qo‘yish yaxshi natija bermas ekanligini tushunasiz. Bu muammoni odatdagi yechimi 2.81B-rasmda ko‘rsatilganidek, transistorlarning emitterlariga qarshiligi kichik bo‘lgan resistorlar ulashdan iborat. Bularni *emitterdagi ballast* resistorlar deb atashadi. Bu resistorlarning qarshiligi, ular orqali oqishi mumkin bo‘lgan, eng katta tok bir voltning bir necha bo‘lagiga teng kuchlanish tushuvi hosil qilishi kerak degan talabga asoslanib, tanlanadi. Ballast resistorlaridagi kuchlanish tushuvi har bir ishlatilgan transistor baza-emitter kuchlanishini farqlanish ko‘lamiga ham muvofiq bo‘lishi kerak va odatda 300 -500 mV ko‘lamida tanlanadi. Katta toklarda ballast resistorlari katta quvvat dissipatsiya qiladi. 2.82-rasmda keltirilgan sxema bu muammoni xal qilishi mumkin. Sxemadagi, tokni sezish uchun o‘rnatilgan Q_4 – Q_6 transistorlar, parallel ulangan Q_1 – Q_3 transistorlarning baza-emitter kuchlanishini boshqaradi va katta quvvatli transistorlar toklarini o‘zaro tenglashtiradi (Q_4 – Q_6 transistorlarni uch kirishli va kuchaytirish koeffitsienti katta bo‘lgan differensial

⁵⁸ Bu natija bevosita $\partial I_C / \partial T = g_m \partial V_{BE} / \partial T$ tenglamadan kelib chiqadi, unda $g_m = I_C / V_T$ kattaligining ifodasini almashtirsak, kollektor toki o‘zgarishlarining nisbiy ko‘rsatgichini quyidagicha ifodalasa bo‘ladi $\partial I_C / \partial T / I_C = (\partial V_{BE} / \partial T) / V_T$. Demak, kollektor tokining nisbiy o‘zgarishi $2.1\text{ mV} / 25\text{mV}$ (yoki 8%) $^\circ\text{C}$ -deyarli katta qiymat!

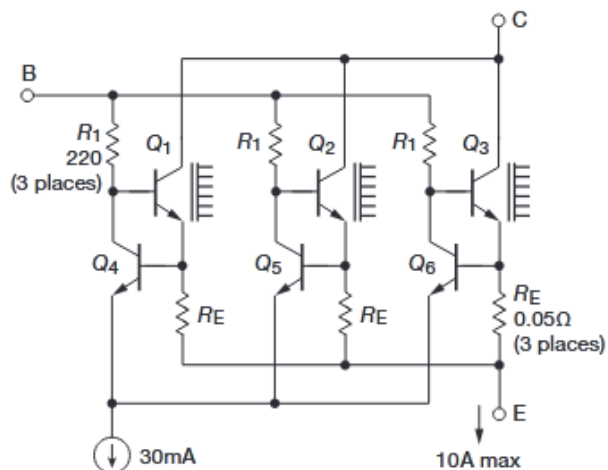
kuchaytirgichdek qabul qilishingiz mumkin). Bunday “aktiv ballast” usuli katta quvvatli Darlington transistorlari bilan juda yaxshi ishlaydi, MOSFET transistorlari bilan ayniqsa yaxshi ishlaydi (3.117-rasmdagi sxemaga qarang). Arzimagan kichik kirish toklari tufayli MOSFETlarni katta quvvat dissipatsiyasi bilan ishlaydigan sxemalarda qo‘llash yaxshi natija beradi⁵⁹.



2.81-rasm. O‘zaro parallel ulangan transistorlarning toklarini teng taqsimlash uchun emitterlarni balanslovchi R_E rezistorlar ishlatiladi (B-rasm)

2.4.5 Sig‘im va Miller effekti

Transistorlar to‘g‘risida gapirganlarimizda ularning o‘zgarmas tok va past chastotalarda ishlatiladigan modeli nazarda tutilgan edi. Oddiy tok kuchaytirgichi modeli yoki murakabroq Ebers-Moll transconductance modelida biz kuchaytirgichning turli terminallarida mavjud bo‘lgan kuchlanish, oqqan tok va qarshiliklarni ko‘rib chiqdik. Mana shu oddiy modellar vositasida biz kuchaytirgichlarni o‘rganishda ancha chuqurlashdik va olgan bilimimiz transistorli sxemani loyihalashga deyarli yetarli desa bo‘ladi. Ammo, sxemotexnikaning yana bir muhim, yuqori chastotada va katta tezlikda ishlaydigan sxemalar ishlashiga sezilarli ta‘sir ko‘rsatuvchi, aspekti nazardan chetda qoldi: bu sxemalardagi kondensatorlar va transistor kontaktlaridagi ichki sig‘imlar mavjudligi. Haqiqatdan ham, yuqori chastotalarda sig‘imlarning sxemalar ishlashiga ko‘rsatgan ta‘siri uning xarakteristikalarini belgilovchi omil bo‘lib ishtirok etadi; 100 MHz chastotada transistorning, qiymati 5 pF bo‘lgan pn- kontakt sig‘imi 320 Ω impedans beradi!



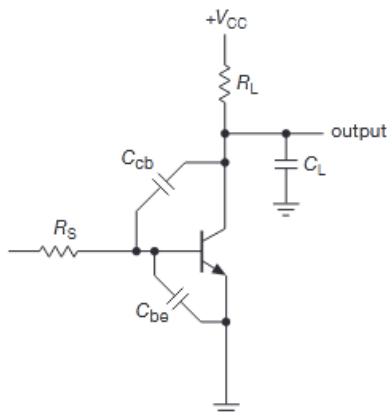
2.82-rasm. O‘zaro parallel ulangan $Q1 - Q3$ transistorlarni, tokni sezish uchun o‘rnatilgan $Q4 - Q6$ transistorlar vositasida yaratilgan feedback, aktiv ballastlash bo‘lib, katta quvvatli transistorlarning emitterlarida juda kichik kuchlanish tushuviga erishish imkonini beradi.

⁵⁹ MOSFETlarning yana bir ajoyib hususiyati ularning ikkilamchi shikastlanish tabiati bo‘ladi. U tufayli quvvatlarning keng ko‘lamida MOSFETlar shikastlanmasdan ishlaydi; §3.6.4ga qarang.

Yuqori chastotali sxemalar bilan tanishilganda bu sxemotexnik muammo batafsil ko‘rib chiqiladi. Bu erda biz bu muammoning mohiyati, ba’zi bir sxemalarda vujudga kelishi va sxemotexnik usullar vositasida uni yechish yo‘llarini ko‘rib chiqamiz xolos. Bu muammoning tabiati va kelib chiqishini ko‘rib chiqmaslik xato bo‘lsa kerak. Qisqa mulohazada biz mashxur Miller effekti bilan to‘qnashishimizga to‘g‘ri keladi va kaskod sxemasi yordamida uning ta’sirini kamaytirish usuli bilan tanishamiz.

A. pn- kontakt va sxemadagi sig‘imlar

Sxemalardagi sig‘imlar, undagi impedans va tok cheklangan qiymatga ega bo‘lgani sababli, kuchlanishning o‘zgarish tezligini -“yuksalish tezligi”ni chegaralaydi. Kondensator, ichki impedansi chegaralangan, manbadan zaryadlanganda, jarayon RC eksponentasi bo‘yicha o‘tayotganini ko‘rasiz, ichki qarshiligi cheksiz bo‘lgan tok manbaidan zaryadlansa, jarayon chiziqli qonun bo‘yicha amalga oshadi. Sxemadagi manba impedansi va yuklama sig‘imini kamaytirish hamda uning zaryadlovchi tokini oshirish bilan jarayonni tezlashtirish amali bunda umumiy qo‘llanma bo‘ladi. Ammo, feedback sig‘imi va kirish sig‘imi kabi nozik aspektlar ham mavjud. Keling, shularga qisqacha to‘xtalib o‘taylik.



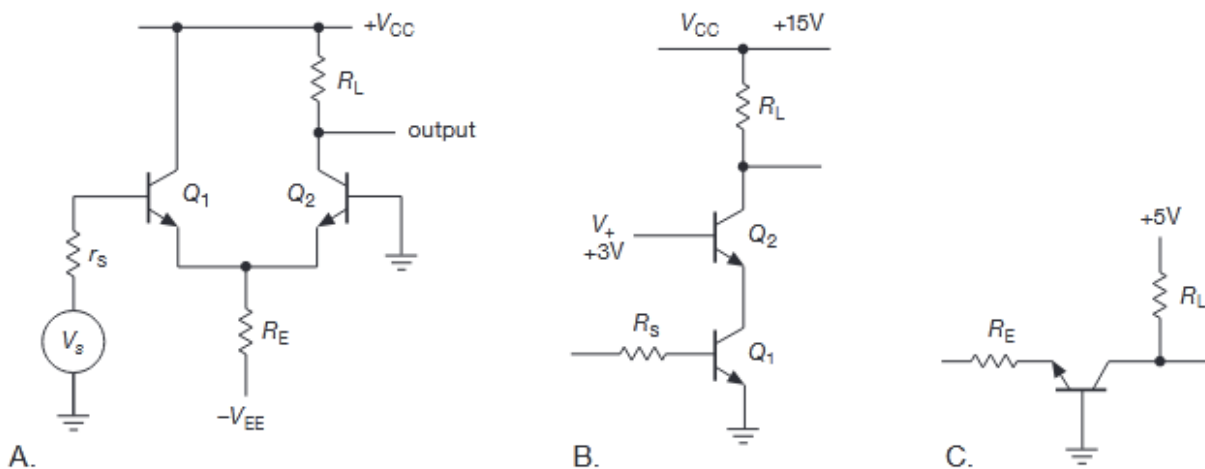
2.83-rasm. Transistorli kuchaytirgichda pn-kontakt va yuklama sig‘imlari.

2.83-rasmdagi sxemada transistordagi pn- kontakt sig‘imlari bilan bog‘liq bo‘lgan muammolarning ko‘pi ko‘rsatilgan. Kuchaytirgichning C_L chiqish sig‘imi R_L chiqish qarshiligi bilan vaqt konstantasini hosil qiladi (R_L qarshiligi kollektor va yuklama qarshiliklarining yig‘indisiga teng, C_L sig‘imi pn- kontakt va yuklama kondensatori sig‘imining yig‘indisidan iborat). Bu vaqt konstantasi $f = 1/2\pi R_L C_L$ chastotasidan boshlab kuchaytirgichning amplituda xarakteristikasi pasaya boshlaydi. Ana shunday holat kuchaytirgichning kirish sig‘imi C_{be} bilan R_S tashkil qilgan vaqt konstantasi sababli belgilagan chastotada xarakteristikaning pasayishi kuzatiladi.

B. Miller effekti

Feedback C_{cb} sig‘imi boshqa gap. Kuchaytirgich umumiy G_V kuchaytirish koeffitsientiga ega va kirishdagi kuchlanish tebranishlari chiqishda G_V barobar katta bo‘lgan tebrashishlarni keltiradi (kollektorda, inversiyalangan holda). Bu nimani bildiradi? Signal manbai tomonidan tok C_{cb} sig‘imi orqali oqadi, kollektor – baza sig‘imi, baza va yer oralig‘ida ulanganidek, $(G_V + 1)$ barobar katta bo‘lib ko‘rinadi; ya’ni, kirishdagi signallar kesila boshlangan chastotani hisoblash maqsadida ishlatilgan, feedback sig‘imi, qiymati $C_{cb}(G_V + 1)$ bo‘lgandek bo‘lib o‘zini ko‘rsatadi. Kollektor-baza C_{cb} sig‘imining qiymati bunday salmoqli ortib ketishi Miller effekti nomi bilan mashhur. Bu effekt kuchaytirgichning amplituda – chastota xarakteristikacini belgilovchi asosiy faktor bo‘lib qoladi, chunki transistorning kollektor – baza pn- kontaktining odatdagi 4pF sig‘imi yerga nisbatan bir necha yuz pikofarad bo‘lib ko‘rinishi

mumkin. Miller effekti bilan kurashishning bir necha usullari mavjud. Transistorning bazasi yerga ulangan sxemalarda bu effekt to'liqligicha namoyon bo'lmaydi. Emitteri yerga ulangan kuchaytirgich kaskadiga signal berayotgan manbaning impedansini, emitter qaytargichini ishlatib, kamaytirishingiz mumkin. 2.84-rasmda boshqa imkoniyatlar keltirilgan. Q_1 transistorining kollektor resistori bo'lmagan differensial kuchaytirgichda Miller effekti bo'lmaydi; bunday sxemani, yuklamasi, bazasi yerga ulangan kuchaytirgich bo'lgan, emitter qaytargichi sifatida ko'rishingiz mumkin (quyida ko'rasiz). Ikkinchi sxema mashhur kaskod konfiguratsiyadagi kuchaytirgich bo'ladi. Bunda, Q_1 transistorida, kollektor resistori R_L bo'lgan, emitteri yerga ulangan kuchaytirgich yig'ilgan. Q_2 transistori birinchi transistorning kollektor zanjiriga ulanib, uning kollektorida kuchlanish tebranishlari hosil bo'lishidan saqlaydi (shu bilan Miller effektini yo'q qiladi) va yuklama resistori orqali oqib o'tgan kollektor toki o'zgarmaydi. V_+ qiymati o'rnatilgan siljitish kuchlanishi bo'lib, qiymati Q_1 transistorning emitter kuchlanishidan bir necha volt katta bo'ladi, va shu bilan Q_1 transistorining kollektorini bir joyga sanchib qo'yib (sokinlik nuqtasi nazarda tutilmoqda), aktiv rejimda ushlab turadi. Keltirilgan sxema, bazani siljituvchi zanjir ko'rsatilmagani uchun, to'liq emas; siz unga, shuntlangan emitter resistori bilan siljitish kuchlanishini ta'minlab beruvchi, (avval qilganimizdek) kuchlanish bo'luvchisini o'rnatishingiz mumkin yoki uni tashqi dc feedback zanjiriga kiritsangiz bo'ladi. V_+ siljitish kuchlanishi kuchlanish bo'luvchisi yoki zenerdan ta'minlanadi. Shunda siljitish zanjiri, undagi o'zgarmas kuchlanishni yuqori chastotali signallar ta'sirida o'zgarmasligini ta'minlash uchun, kondensator bilan shuntlangan bo'lishi kerak. Yana, 2.84C-rasmda ko'rsatilganidek, bazasi yerga ulangan kuchaytirgichning o'zini ishlatib bo'ladi. Baza yerga ulangani (ya'ni signal manbaining impedansi nol bo'lgani) tufayli va kuchaytirgich signalni inversiya qilmagani uchun, unda Miller effekti bo'lmaydi.



2.84-rasm. Miller effektini olib tashlash uchun ishlatiladigan sxemalar. A – invertlovchi kirishi yerga ulangan differensial kuchaytirgich sxemasi, B – kaskod sxemasi, C – bazasi yerga ulangan kuchaytirgich

2.19-masala. Differensial va kaskod kuchaytirgichlarining transistorlarida Miller effekti bo'lmagani sabablarini ko'rsating.

Sig'irlar bilan bog'liq bo'lgan muammolar, yuqorida qisqacha ko'rib chiqilganidan, murakkabroq bo'lishi mumkin. Bular: (a) feedback va chiqish sig'imi sababli sodir bo'lgan kuchaytirgich amplituda- chastota xarakteristikasining kesilishi to'liqligicha mustaqil emas; savdo terminologiyasida bu yerda qutblar bo'linishi mavjud; (b) kirish signali manbai aniq o'rnatilgan qiymatga ega bo'lsa ham kirish sig'imining ta'siri qolgan bo'ladi. C_{be} baza-emitter sig'imi orqali oqib o'tgan tok transistorda kuchaytirilmaydi. Bu baza tokini transistorning kirish sig'imi "o'g'irlab" qo'yadi va shu sabab yuqori chastotalarda transistorning tok bo'yicha kichik signallarni kuchaytirish ko'effitsienti h_{fe} keskin tushib

ketadi va, signalning f_T bilan nomlangan chastotasida, birga tushib qoladi (shu chastotada kuchaytirgichning kuchaytirish koeffitsienti birga teng bo'ladi); (c) buning ustiga transistorlardagi pn-kontaktlarlar sig'imi kuchlanishga bog'liq bo'ladi. C_{be} baza-emitter sig'imi, baza toki ta'sirida, shunchalik tez o'zgaradiki, parametr sifatida transistor spetsifikatsiyasida mutlaqo keltirilmaydi; uning o'rniga f_T beriladi⁶⁰. (d) Tranzistor kommutator rejimida ishlaganida uning bazasida zaryadlar to'planib qoladi va ularni yo'qotib yuborish uchun ma'lum vaqt kerak bo'ladi, natijada transistorning holat o'zgartirish tezligi pasayadi. Miller effekti o'zining ta'sirini katta tezlikda ishlaydigan va chastotasi keng ko'lamlı bo'lgan sxemalarda ko'rsatadi, buni biz keyingi boblarda qayta va qayta ko'rish imkonimiz bor.

2.4.6 Maydon effektli transistorlar

Bu bobda biz Ebers –Moll tenglamasi bilan bog'liq bo'lgan mavzularni faqat bipolyar transistorlar namunalarida ko'rib chiqdik. Bipolyar transistorlar birinchi bo'lib yaratilganligi sababli ular analogli sxemalarda juda keng ishlatilib kelingan. Ammo, shu joyda, transistorlarning boshqa turi bo'lgan FETlar to'g'risida bir ikki og'iz to'xtalmasak, xato qilgan bo'lamiz. Ularni batafsil 3-bobda ko'rib chiqamiz. FETlar oddiy bipolyar transistorlarga o'xshab ketadi. U, uch terminalli kuchaytirgich bo'lib, qutbligi bo'yicha ikki turga bo'linadi. Uning gate terminali bilan qolgan ikki terminali (source va drain) oralig'ida oqadigan tok qiymati boshqariladi. Gate, ihroj toklardan tashqari, boshqa dc tokni o'tkazmaydi. FETning bu ajoyib xususiyati tufayli unda, faqat sig'imler va ixroj toklari bilan chegaralangan, juda katta kirish impedansi bo'lishi imkoni bor. FETlarda, bipolyar transistorlarda bo'lgani kabi, kerakli qiymatdagi baza tokini o'rnatish muammolari yo'q. FETlar yana qo'pol va funksional qurilma sifatida, kuchlanish va toklari ko'lamlari bipolyar transistorlarnikiga o'xshash. Bipolyar transistor asosida yaratilib, ishlab chiqariladigan (kelishtirilgan juft transistorlar, differensial va operatsion kuchaytirgichlar, komparatorlar, katta tok kommutatorlari va kuchaytirgichlari, yuqori chastotali kuchaytirgichlar kabi) qurilmalar FETlar asosida ham yaratilgan va, ko'p hollarda, ishchi xarakteristikalari yaxshiroq. Raqamli logika, mikroprotsessorlar, xotira, va turli murakkab va ajoyib raqamli chiplar to'likligicha FETlarda yaratilgan. Va nihoyat, mikroquvvatli qurilmalar asosan FETli sxemalardan iborat. Demografik nazarida barcha transistorlar FET bo'ladi desak mubolag'a bo'lmaydi⁶¹. FETlar shunchalik muhimki, biz ular asosida yaratilgan elektron qurilmalarni keyingi bobda, 4-bobdagi operatsion kuchaytirgichlar va feedback o'rganishdan oldin, ko'rib chiqamiz. Shu uchta murakkab bobni o'rganishda o'quvchidan chidamli bo'lishini so'raymiz, chunki bu boblarda biz asoslarni taqdim etamiz; keyingi boblarda, operatsion kuchaytirgich va raqamli integral sxemalarda yaratiladigan ajoyib elektron qurilmalarga bag'ishlangan mavzularni o'rganganimizda chidaganingizning mevasini ko'rasiz deb o'ylaymiz.

2.5 Manfiy (negative) feedback

Emitteri yerga ulangan kuchaytirgichni siljitish (§2.3.4 va §2.3.5), aktiv yuklamasi tok manbai bo'lgan differensial kuchaytirgichni siljitish (§2.3.8S) va ikki taktli qaytargichdagi signalning buzilishlarini kamaytirish (§2.4.1A) kabi muammolarni feedback usuli bilan xal qilish to'g'risida yuqorida ishora qilib o'tgan edik. *Manfiy feedback* ulardan ham yaxshi usul bo'lib, signal buzilishlari va

⁶⁰ 2x-bobdagi "BJT Bandwidth and f_T " jadvalda 25ta transistorning kollektor toki bog'liq f_T qiymatlarini grafik va jadvalda ko'rishingiz mumkin

⁶¹ Bunday entuziazm bilan aytilgan gaplar soxta tasavvur qoldirmasligi uchun bipolyar transistorlar xali xayot va o'zining, aniqlik va kam shovqinlik kabi, noyob xarakteristikalari tufayli o'zining ishlatish sohalariga ega bo'lib kelmoqda (5 va 8-boblar mavzulari). Kuchaytirish koeffitsienti va transconductance bo'yicha ham bipolyar transistorlarga etadigani yo'q. Katta quvvatli FETlarning kasali bo'lgan katta kirish sig'imi sababli kichik signalli MOSFET diskret element sifatida yaratib bo'lmaydi, faqat katta quvvatli MOSFETlar bo'lishi mumkin.

nochiziqlik, kuchaytirgichning kuchaytirish ko'effitsientining chastotaga bog'liqligi, kuchlanish va tok manbalarining ideal ishlashidan chekinishlari va anchagina boshqa kasalliklarni tuzatish imkonini beradi. Manfiy feedback usuli imkoniyatlarini biz 4-bobda, universal *operatsion kuchaytirgichlar (op-amp)* deb nomlangan analogli komponentlarni o'rganishga kirishganimizda, ko'ramiz. Ammo undan avval feedbackning o'zini ko'rib chiqish foydali bo'ladi deb o'ylaymiz, chunki uning tranzistorli diskret elementlardan tashkil topgan sxemalarda keng ishlatilishi hamda, biz ko'rib chiqqan, umumiy emitterli kuchaytirgichda (emitteri yerga ulangan kuchaytirgichga nisbatan) chiziqlilikni yaxshilash uchun ishlatilishini ko'rdik.

2.5.1 Feedbackga kirish

Feedback iborasi shunchalik yaxshi tanish tushuncha bo'ldiki, ommaviy lug'atlarda o'z o'rnini egallab oldi. Boshqarish tizimlarida feedback tizimning chiqishiga bevosita aloqador bo'lib, chiqish-ni talab etilgan chiqish bilan solishtirish hamda muvofiq to'g'rilashlar kiritishdan iborat. "Tizim" o'rnida har narsa bo'lishi mumkin: misol uchun, avtomobilni ko'cha bo'ylab harakatlantirish jarayonini olsak, unda chiqish (mashinaning ko'chadagi pozitsiyasi va tezligi) haydovchi tomonidan nazorat qilib, kutilgan holat bilan solishtirib turadi va kirishga (rul, drossel, tormoz) kerakli to'g'rilashlar kiritib turadi. Kuchaytirgich sxemalarida chiqish kirishning ko'paytirilgani bo'lishi kerak ammo feedbackli kuchaytirgichda bo'lsa kirish so'ndirilgan chiqish bilan solishtiriladi. Manfiy feedback jarayonida kuchaytirgichning chiqishidan olingan signalning bir qismi kirishiga qaytib beriladi va kirishdagi signaldan ayirilib, kuchaytirgich kirishi kamaytiriladi. Buni eshitib, siz feedback faqat kuchaytirgichning kuchaytirish ko'effitsientini kamaytirish uchun ishlatilar ekan va mantiqan ahmoqona ixtiro ekan deb o'ylashingiz mumkin. 1928 yilda Harold S. Black shu ixtiroga patent olmoqchi bo'lganida patent byuro ekspertlari tomonidan ana shunday qabul qilingan edi. Unga: "Shu patentimizning qo'llanilishini abadiy harakatlanuvchi qurilma ishlashi bilan bir hil" deb aytilgan so'zlar o'sha vaqtdagi holatni aniq ko'rsata oladi⁶². Aslida bo'lsa, manfiy feedback kuchaytirish ko'effitsientini haqiqatan ham kamaytiradi, ammo shu bilan birga kuchaytirgichning barcha xarakteristikalarini, birinchi navbatda signal shaklini buzilishlari va nochiziqlilikdan holi qilib, amplituda-chastota xarakteristikasining tekisligini (yoki kerakli chastota xarakteristikasini) ta'minlab, yuksaltiradi va kuchaytirgichning ishlash ko'rsatgichlarini avvaldan bilishga imkon beradi. Manfiy feedback qancha chuqur bo'lsa, kuchaytirgichning xarakteristikalari, feedbackdan xoli bo'lgan, kuchaytirgichga tobe bo'lmaydi va faqat shu feedback ko'rsatgichlariga bog'liq bo'lib qoladi. Ochiq feedback zanjiri bilan operatsion kuchaytirgichlarning kuchaytirish ko'effitsienti millionlargacha bo'lsa ham, ular faqat manfiy feedback zanjiri bilan ishlatiladi. Feedback zanjiri chastotaga bog'liq bo'lishi mumkin (kuchaytirgich belgilangan amplituda- chastota xarakteristikasi ega bo'ladi, misol uchun, tovush yozish kuchaytirgichlarining xarakteristikalari) yoki signal amplitudasiga bog'liq bo'lib, nochiziqli xarakteristikaga ega kuchaytirgich yaratilishi mumkin (misol uchun, mashhur logarifmik kuchaytirgichlar: ularning feedback zanjirida diod yoki transistorning logarifmik $I_C = f(V_{BE})$ xarakteristikasi ishlatiladi). Manfiy feedback bilan tok manbai (cheksiz ichki impedansiga ega qurilma), kuchlanish manbai (chiqish impedansi deyarli nol bo'lgan qurilma) yoki kirish qarshiligi juda katta va juda kichik bo'lgan qurilmalar yaratish mumkin. Boshqa so'zlar bilan, feedback umuman kuchaytirgichning barcha parametrini mukammallashtiradi. Demak, agar kuchaytirgichning kirishiga, uning chiqishidagi tokka proporsional bo'lgan signal bersangiz, juda yaxshi tok manbaini yaratgan bo'lasiz. Umuman olganda, feedback vositasida yaratilgan yangi sifatlar sxemaning sifatini yaxshilash uchun ishlatiladi. Demak, sxema

⁶² IEEE *Spectrum*, December 1977 jurnalida berilgan ajoyib maqolani o'qing. Uning manfiy feedbackka olgan patenti (№.2.102.671 "Wave translation system" deb oddiygina nomlangan), 1937 yilda, ariza berilganidan to'qqiz yil keyin egasiga taqdim etilgan.

chiqish tokiga proporsional signal olib, kirishiga bersangiz yaxshi tok manbai yaratgan bo'lasiz⁶³. Endi feedbackning ishlashi, kuchaytirgichga qanday ta'sir ko'rsatishini ko'rib chiqaylik. Kuchli feedbackga ega bo'lgan kuchaytirgichning kirish qarshiligi, chiqish qarshiligi va kuchaytirish koefitsientini ko'rsatuvchi oddiy ifodalarni aniqlaymiz.

2.5.2 Kuchaytirish koefitsientining tenglamasi

2.85-rasmga qarang. Boshlanishda emitteri degeneratsiyalangan umumiy emitterli kuchaytirgich sxemasini chizamiz. Transistorga Ebers-Moll modeli sifatida qaraganimizda, unda baza –emitter kuchlanishi (ΔV_{BE}) kollektor tokini programmaydi. Ammo ΔV_{BE} kuchlanishi V_{in} kuchlanishidan, emitter qarshiligidagi R_E kuchlanish tushuvi hisobiga, kichik bo'ladi. Agar kuchaytirgich yuklanmagan bo'lsa tenglamani ifodalash oson. Boshqacha qilib aytganda, emitteri degeneratsiya qilingan umumiy emitterli kuchaytirgichni manfiy feedbackli emitteri yerga ulangan kuchaytirgich desa bo'ladi. Bu sxemada mavjud bo'lgan nozik jihatlarni bu yerda chetga surib turamizda, o'rniga 2.85B –rasmga keltirilgan oddiy sxemani ko'rib chiqamiz. Bu yerda biz differensial kuchaytirgich sxemasini chizdik (uning differensial kuchaytirish koefitsienti A) va uning chiqish signali qiymatining bir qismini kirish signali v_{in} qiymatidan ayirdik. Chiqish signalining bir qismini, ko'rsatilganidek, kuchlanish bo'luvchisi tenglamasida ifodalab olsak bo'ladi. Bu umumiy sxema konfiguratsiyasi op-amplarda keng qo'llaniladi va "noinvertlovchi kuchaytirgich" ("noninverting amplifier") deb ataladi (4-bob). Feedback to'g'risida gapirganimizda odatda 2.85C-rasmga ko'rsatilgan diagramma chizamiz, unda feedbackning taqsimlash koefitsienti B harfi bilan belgilangan. Bunday belgilash, kuchlanish bo'luvchisiga nisbatan qulay va foydali, chunki u feedbackni umumlashtirilgan ko'rinishda beradi va tenglamani soddalashtiradi (feedback zanjirida, kondensator yoki diodga o'xshagan nochiziqli, chastotaga bog'liq bo'lgan komponentlar ham bo'lishi mumkin). Kuchlanish bo'luvchisi uchun B koefitsienti $R_2/(R_1 + R_2)$ ifodasiga teng bo'ladi. Keling kuchlanish koefitsientini ifodalaylik. Kuchaytirgichning kuchlanishni ochiq halqali kuchaytirish koefitsientini A bo'lsa, feedback zanjiri chiqish kuchlanishini B qismini ajratib olib, kirish signalidan ayiradi. (Keyinroq kattaliklarni biz umumlashtirib olamiz, shunda kirish va chiqish kuchlanish yoki tok bo'lishi mumkin). Shunda kuchaytiruvchi blokning kirishi $V_{in} - BV_{out}$ bo'ladi. Ammo, chiqish kirishdan A barobar katta:

$$A(V_{in} - BV_{out}) = V_{out},$$

boshqacha ifodalaganimizda,

$$V_{out} = \frac{A}{1+AB} V_{in},$$

va yopiq halqa bo'yicha kuchaytirish koefitsientini, V_{out}/V_{in} quyidagicha ifodalasak bo'ladi:

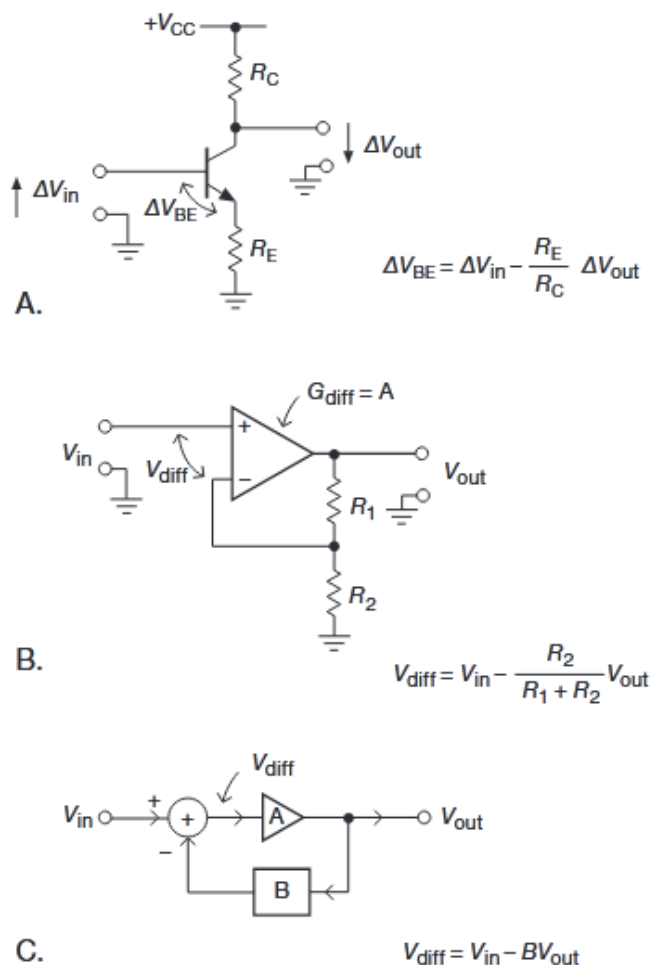
$$G = \frac{A}{1+AB} \quad (2.16)$$

⁶³ Feedback tabiyati *musbat* bo'lishi ham mumkin; bunda siz, misol uchun, ossilyator yaratgan bo'lasiz. 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 surib, 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-bobda ko'rib chiqamiz.

Terminlar: kattaliklar quyidagicha shartli belgilanadi: G –yopiq halqa kuchaytirish koefitsienti, AV –halqa kuchaytirish koefitsienti, $1 + AV$ – qaytgan farq yoki sezgirsizlik. Feedback zanjiri ba’zi hollarda betta zanjir deb ham ataladi (transistorning bettasiga, h_{fe} ga aloqasi yo‘q)⁶⁴.

2.5.3 Feedbackning kuchaytirgich sxemalariga ta’siri

Keling feedback ko‘rsatgan effektlarini ko‘rib chiqaylik. Ulardan eng salmoqliklari: kuchaytirish koefitsientini avvaldan o‘rnatish (va signal shaklini buzilishlarini kamaytirish) imkoni borligi, kirish impedansini o‘zgartirish mumkinligi hamda chiqish impedansini o‘zgartirish bo‘ladi.



2.85-rasm. Feedback chiqishning bir qismini ayirib oladi: A. Umumiy emitterli kuchaytirgich. B. Noinvertlovchi sxemadagi differensial kuchaytirgich. C. Soddashtirilgan blok diagramma.

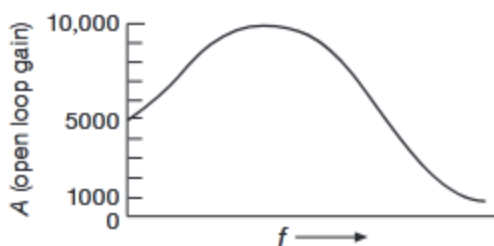
A. Kuchaytirish koefitsientini o‘rnatish

Kuchaytirish koefitsienti $G = A/(1 + AB)$ bo‘ladi. Ochiq halqa chegarasida cheksiz⁶⁵ kuchaytirish koefitsienti A bo‘lsa, $G = 1/B$ bo‘ladi. A koefitsienti chekli bo‘lgan holda, feedback zanjiri A

⁶⁴ Feedback zanjiri bo‘lgan kuchaytirgichlarda kirish va chiqish signallari oralig‘idagi fazaning surilishi ancha katta bo‘lishini keyinroq ko‘rib chiqamiz. Demak kuchaytirgichning ochiq halqa bo‘yicha kuchaytirish koefitsientini muvofiq kompleks sonlar bilan ifodalash to‘g‘ri bo‘lar ekan. Bu mavzuni §2.5.4 da ko‘rib chiqamiz; ammo shu joyda biz ifodani soddashtirib, kuchaytirgichning chiqish kuchlanishi kirishidagi kuchlanishga proporsional deb qabul qilamiz.

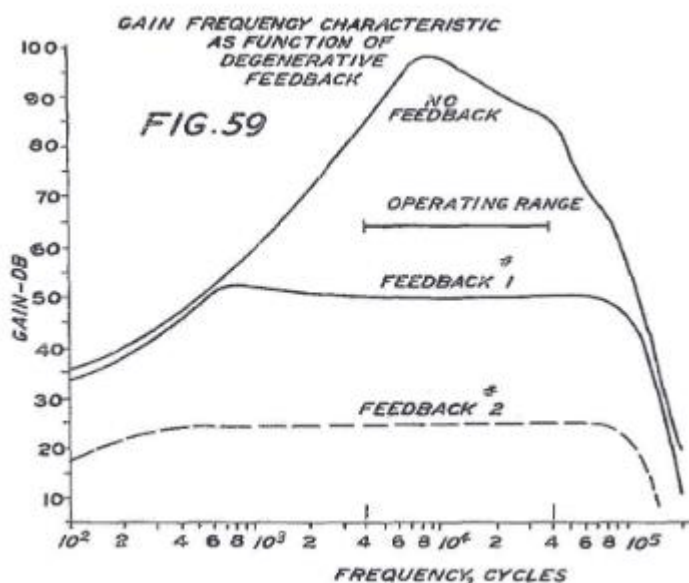
⁶⁵ Op-ampllar uchun bu yomon approksimatsiya emas, ularning tipik ochiq halqa kuchaytirish koefitsienti $A_{OL} \approx 10^6$ atrofida bo‘ladi

koeffitsientining (temperatura, chastota, amplituda va h.k.) dan o'zgarishlarini kamaytiradi. Misol uchun, A koeffitsienti 2.86 –rasmda ko'rsatilganidek, chastotaga bog'liq deb olaylik. Bunday kuchaytirgichni hamma yomon sxema deb nomlaydi (kuchaytirish koeffitsienti chastota o'zgarishiga qarab 10 barobar tez o'zgaradm). Endi shu kuchaytirgichni feedback bilan o'rab qo'yaylik, $B = 0.1$ (oddiy kuchlanish bo'luvchisi shuni bajaradi). Shunda yopiq halqa bo'yicha kuchlanishni kuchaytirish koeffitsienti $1000/[1+(1000 \times 0.1)]$, yoki 9.90dan $10,000/[1 + (10,000 \times 0.1)]$, yoki 9.99gacha o'zgaradi, demak, bir xil chastota ko'lamida faqat 1%ga o'zgarar ekan! Bu holni audiosignallar terminologiyasida ifodalasak, kuchaytirgichning koeffitsienti $\pm 10\text{dB}$ o'zgargan bo'lsa, feedback bilan $\pm 0.04\text{dB}$ kuchaytirgichning chastota xarakteristikasi tekis bo'lib qolar ekan. Shunday uchta kuchaytirgichni kaskadlab ketma-ket ulasak umumiy kuchaytirish koeffitsientini 1000 ($10 \times 10 \times 10$) qilib, chiziqlilikni ta'minlashimiz mumkin.



2.86-rasm. Ochiq halqali kuchaytirgichda kuchaytirish koeffitsienti A chastotaga qarab o'zgarishlari

Elektronikaga feedback faqat kuchaytirgichning chastota xarakteristikasini tekislash uchun kiritilmagan albatta (telefon kuchaytirgichlariga ana shunday chastota xarakteristikaga ega kuchaytirgichlar kerak bo'ladi). Bu usulning ixtirochisi, Harold Black o'zining ixtirosi to'g'risida ochiq nashrda [Elec. Eng., 53, 114, (1934)] chop etilgan birinchi maqolasida, "yaratgan kuchaytirgichingizning kuchaytirish koeffitsientini ataylab kerakli qiymatidan 40 detsibelga katta qilib olib (energiya hisobida 10,000), so'ng chiqishdagi signalni kirishiga qayta berib, ortiqcha kuchaytirish koeffitsienti olib tashlansa, kuchaytirgichning kuchaytirish koeffitsientini stabilashtirib, chiziqliligini erkin suratda ancha yaxshilash imkonini paydo bo'lar ekan" deb yozgan edi. Blackning patenti effektiv va jozibali bo'lgani tufayli, biz uning chop etilgan maqolasidan tasviriy misol keltiramiz (2.87 –rasm).



2.87-rasm. Harold Black o'zining tarixiy patentida "Wave translation system" deb nomlangan izohdan namuna

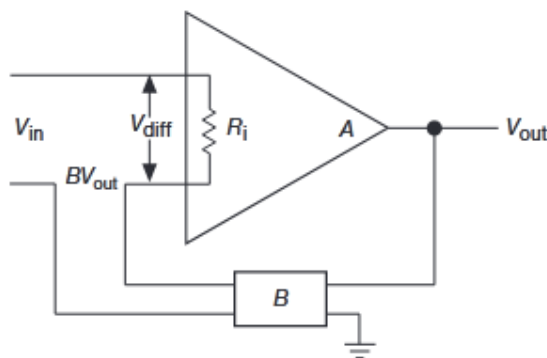
G ifodasidan A bo'yicha hosila olsak (ya'ni $\partial G/\partial A$), uning nisbiy o'zgarishlari sezgirsizlik hisobiga kamayishini osonlicha ko'rsatsa bo'ladi:

$$\frac{\Delta G}{G} = \frac{1}{1+AB} \frac{\Delta A}{A} \quad (2.17)$$

Demak, yaxshi ishlashi uchun kuchaytirgichning halqa bo'yicha kuchaytirish koefitsienti AV bir-dan ancha katta bo'lishi kerak. Boshqacha qilib aytganda, ochiq halqa bo'yicha kuchaytirish koefitsienti yopiq halqa bo'yicha koefitsientdan ancha katta bo'lishi kerak ekan. Bundan kelib chiqqan juda muhim xulosa: signal qiymatiga qarab kuchaytirish koefitsientining o'zgarishlari kuchaytirgichning nohiziqqligi bo'lib, manfiy feedback vositasida kamaytirish imkoni ham bor ekan.

B. Kirish impedansi

Feedback yordamida kuchaytirgichning kirishidan kuchlanish yoki tokni ayirib olish imkoni bor (buni ba'zan muvofiq *ketma-ket feedback* va *shunt feedback* deb atashadi). Bizning e'tiborimizda bo'lgan noinvertlovchi kuchaytirgich konfiguratsiyasida, misol uchun, chiqishdan olingan kuchlanishning qismi kirishdagi differensial kuchlanish qiymatidan ayiriladi, 2.53 –rasmdagi sxemada bo'lsa, kirishdagi tokdan ayiradi. Bu ikki usulda, kirish impedansiga ko'rsatilgan ta'sir qarama qarshi bo'ladi: kuchlanishli feedback ochiq halqali kirish impedansni $(1 + AV)$ ga ko'paytirsam, tokli feedback ana shu faktorga kamaytiradi. Cheksiz ochiq halqa bo'yicha kuchaytirish koefitsienti bo'lganida kirish impedansi (kuchaytirgichning kirish terminallarida) muvofiq cheksiz va nolga intiladi. Buni tushunish oson, chunki kuchlanishli feedback kirishdagi signal kuchlanishidan ayirsa (natijada kuchaytirgichning kirish terminallari oralig'idagi impedansda signal o'zgarishlari kichiklashadi (AV faktorga proporsional); bu bootstrappingning bir turi bo'ladi. Tokli feedback kirish signalini, unga teng signal tokining ayirishi (teskari oqishi) hisobiga kirish signalini kamaytiradi.



2.88-rasm. Ketma-ket feedbackli kuchaytirgichning kirish impedansi

Ketma-ket(kuchlanish)feedback.

Keling, feedback kuchaytirgichning effektiv kirish impedansiga ko'rsatgan ta'sirini chuqurroq tahlil qilaylik. Biz faqat kuchlanishli feedbackning ta'sirini ko'rib chiqamiz, chunki ikki turdagi feedback uchun natija bir xil bo'ladi. Biz, 2.88-rasmda keltirilgan, kirish qarshiligi cheklangan, differensial kuchaytirgichdan boshlaymiz. Kirishdagi V_{in} kuchlanish BV_{out} kuchlanishiga kamaytiriladi va $V_{diff} = V_{in} - BV_{out}$ kuchlanishni kuchaytirgich kirishiga beradi. Shunda kuchaytirgichning kirish toki quyidagi qiymatda bo'ladi:

$$I_{in} = \frac{V_{in} - BV_{out}}{R_i} = \frac{V_{in} \left(1 - B \frac{A}{1+AB}\right)}{R_i} = \frac{V_{in}}{(1+AB)R_i},$$

Tok qiymatidan effektiv kirish impedansini ifodalaymiz:

$$Z_{in} = V_{in}/I_{in} = (1 + AB)R_i$$

Boshqacha qilib aytganda, kirish impedansi halqa koeffitsienti +1 ga kattalashtirilgan ekan. Agar siz 2.85 B-rasmda keltirilgan sxemani, asli kirish impedansi 100 kΩ va differensial signalni kuchaytirish koeffitsienti 10^4 bo'lgan, kerakli kuchaytirish koeffitsientini 100 bo'lishini maqsad qilib, qarshiliklar nisbatini (99:1) qiymatida tanlab, differensial kuchaytirgichni feedback halqasi bilan o'rab olmoqchi bo'lsangiz, signal manbai tomonidan ko'ringan kirish impedansi taxminan 10 MΩ bo'ladi va yopiq halqa bo'yicha kuchaytirish koeffitsienti 99 bo'ladi⁶⁶.

Shuntli(tokli)feedback

2.89A-rasmga nazar soling. Tokli feedback halqasi bilan o'ralgan, kuchlanish kuchaytirgichining, kirishiga qaraganda, ko'ringan kirish impedansi feedback zanjirining, kirishdagi kuchlanish o'zgarishlariga qarshi bo'lgan, toki bilan kamaytiriladi⁶⁷. Kirishdagi kuchlanishning o'zgarishlari yaratgan tok o'zgarishlarini hisobga olsangiz, kirishdagi signal uchun kuchaytirgichning kirishi quyidagi parallel kombinatsiya bo'lib ko'rinadi (a) kuchaytirgichning asli kirish impedansi R_i va (b) $1+A$ faktoriga bo'lingan R_f feedback resistorining qarshiligi. Shunda, kirish qarshiligining ifodasi quyidagicha bo'ladi

$$Z_{in} = R_i \parallel \frac{R_f}{1+A} \quad (\text{balki buni isbotlashni istarsiz}).$$

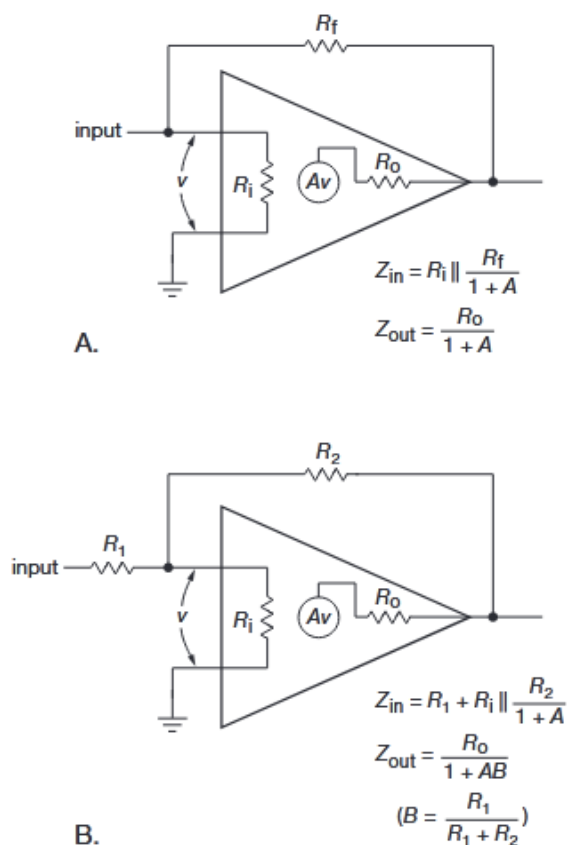
Kuchaytirish koeffitsienti juda katta bo'lgan hollarda (misol uchun, op-amplarda) kirish impedansi omning bo'lagi qiymatigacha kamayadi va bu hol yomon bo'lib ko'rinishi mumkin. Shunday bo'lsa ham, bu konfiguratsiya kirish tokini chiqish kuchlanishiga o'zgartirish ("transconductance kuchaytirgichi") uchun ishlatiladi. Bunday kuchaytirgich uchun kichik kirish impedansi yaxshi xarakteristika bo'ladi. Bunga misollarni 4 va 4x-boblarda ko'ramiz. Kirishiga resistor qo'shilsa (2.89B-rasm), sxema "invertlovchi kuchaytirgich" bo'lib qoladi. Bu sxemada resistor tokni kuchlanishga o'zgartirib beradigan kuchaytirgichni hosil qildi deb o'ylashingiz mumkin (ayniqsa feedback halqasi bo'yicha kuchaytirish koeffitsienti juda katta bo'lganida). Bunda R_i qarshiligi R_1 qarshiligiga teng bo'ladi (va yopiq halqali kuchaytirgichning kuchaytirish koeffitsienti – R_2/R_1 qiymatiga teng bo'ladi). Bu oddiy misolga asosanib invertlovchi kuchaytirgichning kuchaytirish koeffitsientini ifodalovchi tenglamaga kelish mumkin. Shunda,

$$G = -A(1-B)/(1 + AB),$$

bunda V avvalgidек, $B = R_1/(R_1 + R_2)$. Katta ochiq halqa A kuchaytirish koeffitsienti uchun $G = 1 - 1/B$ (ya'ni $G = -R_2/R_1$).

⁶⁶ Ochiq halqa bo'yicha kuchaytirish koeffitsienti 10^4 bo'lishini bilgan holda kompensatsiya uchun resistorlarning nisbatini 100:1 qilib olishingiz mumkin, albatta. Op-amplarda bunga xojat yo'q: ularning tipik ochiq halqa kuchaytirish koeffitsienti $\sim 10^6$ bo'lganida, yopiq halqa bo'yicha kuchaytirish koeffitsienti $G_{CL} = 99.99$ bo'ladi.

⁶⁷ §2.3.5S, 2.53-rasmda keltirilgan sxemadagidek

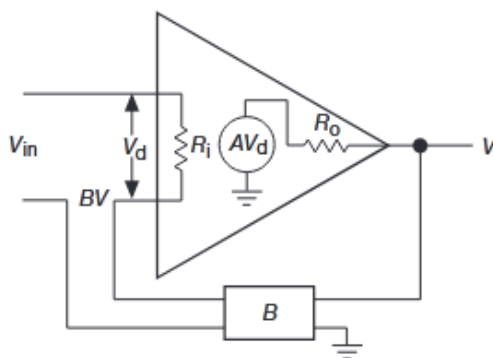


2.89-rasm. (A) Transconductance kuchaytirgichi va (B) invertlovchi kuchaytirgichning kirish va chiqish impedanslari.

2.20-masala. Invertlovchi kuchaytirgichning kirish impedansi va kuchaytirish koeffitsienti uchun muvofiq formulalarni aniqlang.

C. Chiqish impedansi

Yana qaytaramiz, feedback zanjiri chiqish kuchlanishi yoki tokining bir qismini ajratib oladi. Birinchi holda kuchaytirgichning ochiq halqali chiqish impedansi $(1 + AV)$ faktoriga kamayadi, ikkinchi holda bo'lsa ana shu faktorga ko'payadi. Bu effektini biz kuchlanish kuchaytirgichi uchun qanday bo'lishini ko'rsatamiz. 2.90-rasmda keltirilgan modeldan boshlaymiz. Bunda biz chiqish impedansini aniq qilib ko'rsatdik.



2.90-rasm. Chiqish impedansi

Hisoblashlarni quyidagi soddalashtirish bilan osonlashtirdik: kirishni qisqa tutashtirib chiqishga V kuchlanishini berdik; chiqish tokini I aniqlab, chiqish impedansini ifodaladik $R_0 = V/I$. Chiqishdagi V kuchlanishi kuchaytirgich kirishiga – BV shaklida berilsa, kuchaytirgichning ichki generatorida – ABV kuchlanishi yaratiladi. Shunda chiqish tokini quyidagicha ifodalasak bo‘ladi.

$$I = \frac{V - (-ABV)}{R_0} = \frac{V(1+AB)}{R_0}$$

va chiqish impedansining effektiv qiymatini⁶⁸ beradi:

$$Z_{out} = V/I = R_0/(1 + AB).$$

D. Chiqish tokini sezish

Feedback zanjiri chiqish tokining bir qismini ajratib olish uchun ham ulanishi mumkin. Shunda chiqish impedansini ifodalovchi formulani quyidagicha yozish mumkin:

$$Z_{out} = R_0(1 + AB).$$

Aslida, kuchlanish va tok qismlarini ajratib oluvchi feedback yo‘llarini o‘zaro ko‘paytirilgan holda ham ifodalash mumkin. Umumiy holda chiqish impedansi Blackmanning impedanslar nisbati bilan ifodalansa bo‘ladi⁶⁹:

$$Z_{out} = R_0 \frac{1+(AB)_{SC}}{1+(AB)_{OC}},$$

bunda $(AB)_{SC}$ kuchaytirgich chiqishi yerga ulangan holdagi halqa kuchaytirish koeffitsienti va $(AB)_{OC}$ yuklama ulangandagi halqa kuchaytirish koeffitsienti bo‘ladi. Demak, feedback vositasida chiqish impedansining kerakli qiymatini o‘rnatish imkoni bor ekan. Feedback zanjiri chiqish kuchlanishi yoki chiqish tokining bir qismini ajratib olgan hollari uchun tenglama ishlatilsa muvofiq natijalarni beradi. Bu to‘g‘risida 2x-bobda kengroq manba olishingiz mumkin.

2.5.4 Ikkita muhim detal

Feedback mavzusi juda boy bo‘lishiga qaramay, bu qisqa kirishda biz uni soddalashtirilgan shaklda ko‘rib chiqdik. Mavzuda mavjud ikkita detalni e‘tibordan tushirib qoldirib bo‘lmaydi.

A.Kuchaytirgich feedback zanjiri bilan yuklanishi

Feedback parametrlarini aniqlaganingizda odatda bu betta zanjir kuchaytirgich chiqishini yuklamaydi deb taxmin qilasiz. Agar yuklaydigan bo‘lsa, ochiq halqa kuchaytirish koeffitsientini hisobga olish kerak bo‘ladi. Va aksincha, betta zanjirni kuchaytirgichning kirishiga ulanishi ochiq halqa kuchaytirish koeffitsientiga ta’sir ko‘rsatadi (feedback olib tashlanib, zanjir ulangan holatda qoladi), shunda siz moslashtirilgan ochiq halqa kuchaytirish koeffitsientini ishlatishingiz kerak bo‘ladi. Va nihoyat, keltirilgan ifodalarda feedback zanjiri signalni bir tomonga o‘tkazadi deb taxmin qilingan, ya’ni bu zanjir orqali signal kirishdan chiqishga o‘tmaydi.

B. Faza surilishi, stabillik va “kompensatsiya”

⁶⁸ Ochiq halqa kuchaytirish koeffitsienti A real bo‘ladigan bo‘lsa (ya’ni faza surilishi bo‘lmasa) chiqish impedansi Z_{out} ham real bo‘ladi (ya’ni resistiv: R_{out} , ammo A kompleks son bo‘lishi ham mumkin va signal fazasi kechikishi nazorat qilinadi. Op-ampda faza surilishi, to‘liq chastota ko‘lamida, 90° bo‘ladi. Natijada yopiq halqali kuchaytirgichning chiqish impedansi induktiv tabiatga ega bo‘ladi. Misollarni 4-bob 4.53-rasmda ko‘ring.

⁶⁹ R.B.Blackman. “Effect of feedback on impedance” Bell. Sys. Tech.J.22,269 (1943).

Kuchaytirgichning yopiq halqa kuchaytirish koeffitsienti, kirish va chiqish impedanslarini ifodalovchi formulalarni aniqlaganimizda kuchaytirgichning ochiq halqa kuchaytirish koeffitsienti A asosiy ko'rsatgich qilib olingan edi. Bunda A koeffitsienti real son deb qabul qilingan, Shunda chiqish kirish bilan bir fazada bo'lishi kerak. Real hayotda bu ko'rsatgich murakkabroq bo'ladi⁷⁰, chunki aktiv komponentlarning o'zida mavjud bo'lgan sig'irlar (va Miller effekti, §2.4.5) hamda chastota ko'lamining cheklanganligi (f_T) o'zini ta'sirini ko'rsatmay qolmaydi. Natijada ochiq halqa kuchaytirgichi fazani kechiktiradi va bu hodisa chastota bilan o'sib boradi. Buning ta'siri yopiq halqali kuchaytirgichdagi bir necha o'zgarishlarda aks etadi.

Stabillik

Ochiq halqali kuchaytirgichda fazaning kechikishi 180° ga yetsa, manfiy feedback *musbatga* o'zgaradi va ossillyasiya paydo bo'lishiga imkon yaratadi. Buni siz istamaysiz albatta! (Ossillyasiyalar paydo bo'lishining kriteriyasi: faza 180° ga kechikkan chastotada halqa kuchaytirish koeffitsienti birga teng bo'lishi kerak). Bu juda jiddiy muammo, ayniqsa kuchaytirish koeffitsienti katta bo'lgan kuchaytirgichlarda (op-amlarga o'xshagan). Agar feedback zanjiri qo'shimcha faza surilishi yaratadigan bo'lsa muammo murakkablashadi (odatda shunday bo'ladi ham). *Chastotali kompensatsiya* mavzusi feedbackli kuchaytirgichlarda katta masala hisoblanadi; buni siz §4.9da ko'rishingiz mumkin.

Kuchaytirish koeffitsienti va faza surilishi

Yopiq halqa kuchaytirish koeffitsienti, kirish va chiqish impedanslarni ifodalovchi formula-larni yozganimizda ochiq halqa kuchaytirish koeffitsienti A ishlatilgan edi. Misol uchun, ketma-ket feedbackli kuchlanish kuchaytirgichida (2.85 B va C, 2.88 va 2.90-rasmlar) yopiq halqa kuchaytirish koeffitsienti $G_{CL} = A/(1 + AB)$, bunda $A = G_{OL}$, kuchaytirgichni ochiq halqa kuchaytirish koeffitsienti bo'ladi. $A = 100$ va $V = 0.1$ qiymatlarni tanlab oldik deylik va bizga kerak bo'lgan yopiq halqa kuchaytirish koeffitsienti $G_{SL} \approx 10$. Endi, agar ochiq halqali kuchaytirgichda fazaning surilishi mavjud bo'lsa, unda $G_{SL} \approx 9.09$ bo'ladi va faza surilishi bo'lmaydi. Aksincha, kuchaytirgich signalni 90° ga suradigan bo'lsa, A to'liq mavhum bo'ladi ($A = -100j$) va yopiq halqa kuchaytirish koeffitsienti $G_{CL} = 9.90 - 0.99j$ bo'ladi. Buning kattaligi $|G_{CL}| = 9.95$ va fazaning surilishi 6° bo'ladi. Boshqacha aytganda, ochiq halqa faza surilishi salmoqli qiymatga ega bo'ldi (ossillyasiyaga yarim yo'l) va aslida buni qabul qilsa bo'ladi: yopiq halqa kuchaytirish koeffitsienti kerakligidan faqat 0.5% ga kamaydi, faza surilishi bo'lmagan holda 9%ga kam chiqqan edi. Siz to'laydigan xaq bir muncha qolgan faza surilishi va nostabillikka yaqinlashish bo'ladi, albatta. Bu misolimiz juda sun'iy bo'lib ko'rinsa ham aslida op-amlarda bu effektlar o'zini ko'rsatadi, ularda, o'zining chastota ko'lamida (1MHz dan 10 MHzgacha) fazaning kechikishi $\sim 90^\circ$ bo'ladi. O'zining juda katta ochiq halqa kuchaytirish koeffitsienti hisobiga feedback juda kichik faza surilishini yaratadi va ularda feedback bilan, avvaldan o'rnatilgan kuchaytirish koeffitsientini, aniq qiymatda ushlab turish mumkin. Buni 4-bob va §4.9da ko'rasiz.

2.21-masala. G_{CL} uchun yozilgan tenglama to'g'ri ekanligini tekshiring.

5.5.5 Feedbackli kuchaytirgichlarga ikkita misol

Feedback zanjirining kuchaytirgich ishlashiga ko'rsatgan ta'sirini ikkita transistorli kuchaytirgich misollarida ko'rib chiqaylik. Bunday tahlil murakkabroq bo'lsa ham... cho'chimang!⁷¹

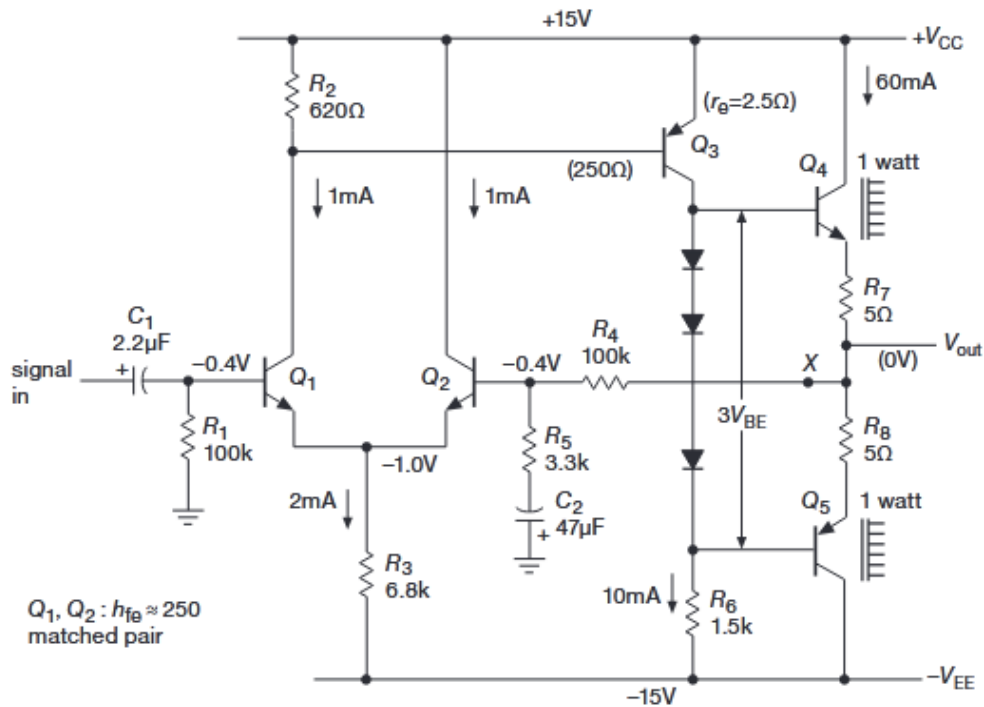
A. Sxemaning ishlashi

⁷⁰ Bu qofiya, tushundingizmi?

⁷¹ Agar tahlil qiyin bo'lib ko'rinsa, birinchi o'qishda uni tashlab ketsangiz bo'ladi

Bu murakkab bo‘lib ko‘rinishi mumkin, ammo bu sxemani loyihalash juda oson va tahlil qilish nisbatan qiyin emas. Q_1 va Q_2 transistorlari differensial juftni tashkil qiladi, Q_3 transistorda yig‘ilgan umumiy emitterli sxema ularning chiqishidagi signalni kuchaytiradi. R_6 rezistori Q_3 transistorining kollektor yuklamasi, Q_4 va Q_5 transistorlarida ikki taktli chiqish emitter qaytargichi yig‘ilgan. R_4 va R_5 rezistorlaridagi kuchlanish bo‘luvchisi C_2 kondensatori bilan feedback zanjirini tashkil qiladi va chiqishdagi kulanishning bir qismini kirishga beradi. Feedback zanjiri kuchaytirish koeffitsientini dcda birga tushiradi va transistorlar siljilishini stabillashtiradi. R_3 rezistori differensial juftning sokinlik tokini ta‘minlab beradi va yaratgan to‘liq feedback hisobiga sokinlik holatidagi chiqish kuchlanishini yer potensialida bo‘lishini ta‘minlaydi. Q_3 transistorining sokinlik toki 10 mA bo‘lishini osonlikcha ko‘rish mumkin (R_6 qarshiligidagi V_{CC} kuchlanishi tushganidan). Avval ko‘rib chiqqanimizdek (§2.4.1B), diodlar ikki taktli kaskadli kuchaytirgich transistorlarini siljitib, o‘tkazuvchanlik holatiga kiritadi (ketma-ket R_7 va R_8 rezistorlarida bir diod tushuvi bo‘ladi), shunda rezistorlar orqali 60 mA sokinlik toki oqadi. Bu ish rejimi AB-klassga xos bo‘lib, signal shakli kaskad orqali o‘tishidagi buzilishlari minimizatsiya qilinadi va har bir chiqish transistorida 1 vatt quvvat dissipatsiya bo‘ladi.

Yuqorida ko‘rib chiqilgan kuchaytirgich sxemalar tomonidan nazar solganda, yagona tushunarsiz bo‘lgan hususiyati Q_1 transistorining sokinlik kollektor kuchlanishi V_{CC} kuchlanishidan bir diod tushuviga kam bo‘lganidir. Buning sababi, bu transistor Q_3 transistorini o‘tkazuvchan holatda ushlab turishiga bog‘liq bo‘lib, feedback zanjiri buni ta‘minlab beradi. (Misol uchun, agar Q_1 transistori kollektorini yerga yaqin tushirganida Q_3 to‘liq ochilib ketadi, natijada uning chiqishidagi kuchlanish kattalashib, Q_2 transistorini yanada ochilishini ta‘minlaydi, shunda uning kollektor toki ortgani hisobiga Q_1 transistorining kollektor toki kamayadi va muvozanat holati qayta tiklanadi.) R_2 rezistorining qarshiligidagi, bir diod tushuviga teng kuchlanish tushuvi Q_1 transistorining kollektor toki sokinlik tokiga teng bo‘lganida differensial juft transistorlar toklarini o‘zaro teng bo‘lishini ta‘minlaydi. Bu transistorli sxemada kirishidagi siljish toklari juda kichik bo‘ladi (4 μ A) va natijada 100 k kirish rezistorida 0.4 V kuchlanish tushuvi hosil qiladi. Bunga o‘xshash transistorli kuchaytirgich sxemalarida, op-ampga nisbatan kirish toklari katta bo‘lishini hisobga olib, kirish qarshiliklarini dc bo‘yicha o‘zaro teng bo‘lishi kerak (bu yerda Darlingtonli kirish kaskadi bo‘lgani yaxshiroq bo‘lsa kerak).



2.91-rasm. Transistorli quvvat kuchaytirgichi manfiy feedbacki bilan

A. Tahlil

Keling bu sxemani tahlil qilib, uning kuchaytirish koeffitsienti, kirish va chiqish impedanslari hamda signal shaklining buzilishlarini aniqlaylik. Feedback qanchalik foydali ekanligini aniqlash uchun, kuchaytirgichning parametrlarini uning ochiq va yopiq halqa holatlarini alohida ko‘rib chiqamiz (shunda ochiq halqali sxemalarda transistorlarni siljitish mutlaqo befoyda ekanligini aniqlaymiz). Feedback zanjiri kuchaytirgich chiziqliligini oshirish effektini ko‘rsatish uchun kuchaytirish koeffitsienti chiqishdagi kuchlanish + 10 volt va – 10 volt bo‘lganida hamda sokinlik nuqtasida (0 V) hisoblanadi.

Ochiq halqa. Kirish impedansi. Feedback zanjirini X nuqtasida uzib, R_4 resistorining o‘ng tomonini yerga ulab qo‘yamiz. Kirish signali, kuchaytirgichning kirish impedansini tashkil qilgan, o‘zaro parallel ulangan 100 k va bazaning qarshiligini ko‘radi. Bu impedans emitterning ichki qarshiligi ikki barobar h_{fe} koeffitsientiga ko‘paytirilgan qiymati plus Q_2 transistorining bazasidagi feedback zanjirining cheklangan, Q_2 transistorini emitteridan ko‘ringan impedansi yig‘indisidan iborat. $h_{fe} = 250$ bo‘lganida: $Z_{in} \approx 250 \times [(2 \times 25) + (3.3 \text{ k}/250)]$; ya‘ni $Z_{in} \approx 16 \text{ k}$ bo‘ladi.

Chiqish impedansi. Q_3 transistorining kollektoriga qaragan impedans katta bo‘lgani sababli chiqish transistorlari qarshiligi 1.5 k bo‘lgan manbadan (R_6) yurgiziladi. Chiqish impedansi 15Ω ($\beta \approx 100$) plus 5Ω emitter qarshiligi, yoki 20Ω bo‘ladi. Emitterning ichki qarshiligi 0.4Ω kichikligidan hisobga olinmaydi.

Kuchaytirish koeffitsienti. Kirish differensial kaskadining to‘liq yuklamasi kollektor yuklamasi bo‘lgan R_2 resistor va unga parallel bo‘lgan Q_3 transistorining baza qarshiligi bo‘ladi. Q_3 transistorining sokinlik toki 10 mA, uning ichki emitter qarshiligi 2.5Ω 250Ω impedansni beradi (yana $\beta \approx 100$). Shunda differensial juftning kuchaytirish koeffitsienti:

$$\frac{250 \parallel 620}{2 \times 25 \Omega} \text{ yoki } 3.5$$

Ikkinchi kaskadning, Q_3 kuchlanishni kuchaytirish ko'effitsienti $1,5 \text{ k}\Omega/2,5 \text{ }\Omega$ yoki 600 bo'ladi. Shunda sokinlik nuqtasida kuchaytirgichning umumiy kuchaytirish ko'effitsienti $3,5 \times 600$ yoki 2100 bo'ladi Q_3 transistorining kuchaytirish ko'effitsienti kollektor tokiga bog'liq bo'lgani sababli signal o'zgarishlari kuchaytirish ko'effitsientining katta o'zgarishlariga, ya'ni nochoziqlilikka olib keladi. Quyida uchta chiqish kuchlanishi uchun kuchaytirish ko'effitsientlarning qiymatlari jadvalda keltirilgan.

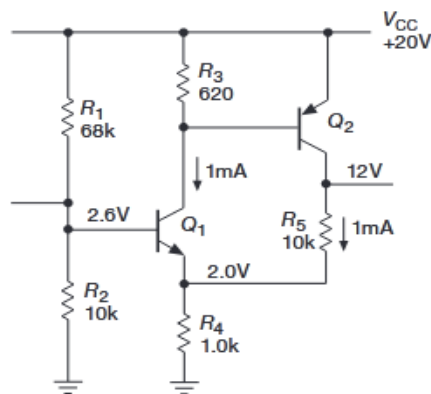
Yopiq halqa. Kirish impedansi. Sxemada ketma-ket feedback zanjiri ishlatilganligi tufayli kirish impedansi $(1 + \text{halqa kuchaytirish ko'effitsientiga})$ ortadi. Feedback zanjiri kuchlanish bo'luvchisi bo'lib, signal chastotalarida uning ko'effitsienti $V = 1/30$ bo'ladi, shunda halqa kuchaytirish ko'effitsienti AV 70ga teng bo'ladi. Demak shunda kirish impedansi $70 \times 16 \text{ k}$ baza resistoriga 100 k parallel bo'ladi, ya'ni 92 k atrofida bo'ladi. Baza resistorining qarshiligi kirish impedansini belgilashda asosiy ulushni beradi.

Chiqish impedansi. Chiqish kuchlanishidan feedback olingani sababli chiqish impedansi $(1 + \text{halqa kuchaytirish ko'effitsientiga})$ kamayadi. Shunda chiqish impedansi $0,3 \text{ }\Omega$ bo'ladi. Shunga e'tibor berilgani, bu kichik signal impedansi bo'lgani sababli to'liq chiqish kuchlanishi ko'lam misol uchun $1 \text{ }\Omega$ yuklamaga berilmasligi kerak. Chiqish kaskadidagi $5 \text{ }\Omega$ emitter resistor katta ko'lamda o'zgaradigan chiqish kuchlanishini cheklaydi. Misol uchun, $4 \text{ }\Omega$ yuklamaga qarshiligi taxminan 10 Vpp gacha kuchlanish berish mumkin.

Kuchaytirish ko'effitsienti. Kuchaytirish ko'effitsienti $A/(1 + AV)$ bo'ladi. Sokinlik nuqtasida uning qiymati 30.84 bo'ladi va bunda B ko'effitsientining aniq qiymati ishlatiladi. Manfiy feedback bilan o'rnatilgan kuchaytirish ko'effitsientining stabiligini ko'rsatish uchun kuchaytirgichning umumiy kuchaytirish ko'effitsientining uchta chiqish kuchlanishiga to'g'ri kelgan qiymatlarini quyidagi jadvalda keltirilgan. Shuni aniq bo'lishi kerakki, manfiy feedback kuchaytirgich xarakteristikalarini ancha yaxshilaydi, adolat yuzasidan kuchaytirgich aslida Q_3 ning kollektor yuklamasida tok manbaini ishlatish bilan va emitter zanjiridagi differensial juftni degeneratsiya qilish uchun tok manbaini ishlatib, kattaroq ochiq halqa kuchaytirish ko'effitsientiga ega qilinishi kerak edi va h.k. Shunday bo'lsa ham feedback sxemani xarakteristikalarini ancha yaxshilagan.

V_{out}	Ochiq halqa			Yopiq halqa		
	-10	0	+10	-10	0	+10
Z_{in}	16 k	16 k	16 k	92 k	92 k	92 k
Z_{out}	$20 \text{ }\Omega$	$20 \text{ }\Omega$	$20 \text{ }\Omega$	$0,3 \text{ }\Omega$	$0,3 \text{ }\Omega$	$0,3 \text{ }\Omega$
Gain	1360	2100	2400	30.60	30.84	30.90

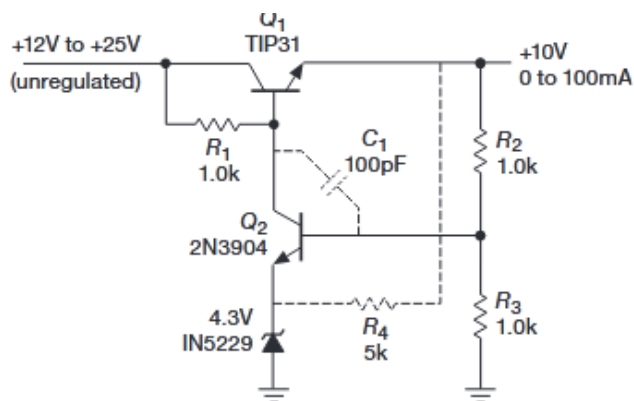
C. Ketma-ket feedback jufti 2.92-rasmda feedbackli boshqa kuchaytirgich sxemasi keltirilgan. Q_1 transistorini o'zining baza-emitter kuchlanishining kuchaytirgichi deb qabul qilsak (Ebers- Moll qoidalari bo'yicha) feedback chiqish kuchlanishidan bir qismini ajratib olib, uni kirish signalidan ayirib tashlaydi. Bu sxema biroz ustaroq, chunki Q_2 transistorining kollektor resistor feedback zanjiri bo'lgani tufayli ikki barobar kattalashgan. Avval ishlatgan usuldan foydalanib $G(\text{ochiq halqa}) \approx 200$, halqa kuchaytirish ko'effitsienti ≈ 20 , $Z_{out}(\text{ochiq halqa}) \approx 10 \text{ k}$, $Z_{out}(\text{yopiq halqa}) \approx 500 \text{ }\Omega$ va $G(\text{yopiq halqa}) \approx 9,5$ ekanligini ko'rsatish mumkin.



2.92-rasm. Ketma-ket feedback jufti.

2.6 Transistorli sxemalaga tipik misollar

Shu bobda ko‘rib chiqilgan g‘oyalarni namoyish qilish uchun keling transistorli sxemalar misollarini ko‘rib chiqaylik. Bu yerda biz ko‘rib chiqmoqchi bo‘lgan sxemalar turlari sxemotexnik yechim bo‘yicha cheklangan, bu sxemalarning op-amplar va boshqa foydali integral sxemalarda yaratilgan analoglari keng tarqalgan (4-bob mavzusi), ammo biz o‘sha sxemalarning transistorli varianlarini ko‘rib chiqamiz.



2.93-rasm. Feedbackli kuchlanish regulatori

2.6.1 Stabilizatsiya qilingan quvvat manbai

2.93-rasmda stabilizatsiya qilingan quvvat manbaining eng oddiy umumiy sxemasi keltirilgan. R_1 resistori Q_1 transistorini ochiq holatda ushlab turadi; chiqishdagi kuchlanish 10 voltga yetganida Q_2 transistori ochilib o‘tkazuvchan holatga o‘tadi (bazasidagi kuchlanish + 5V) va Q_1 transistorining baza tokini shuntlab, chiqish kuchlanishini undan balandga o‘shishiga yo‘l bermaydi. R_2 va R_3 resistorlarini potensiometr bilan almashtirib sxemaning chiqish kuchlanishini boshqariladigan qilish mumkin. Bu *kuchlanish regulatorida* (yoki “stabilizatsiya qilingan dc kuchlanish manbai”) sxemasida manfiy feedback chiqish kuchlanishini stabilizatsiya qilish uchun ishlaydi: Q_2 transistori chiqish kuchlanishini “nazorat qilib” turadi va uning qiymati o‘rnatilganidan o‘zgaradigan bo‘lsa, shuni joyiga keltiradi. Detallar: (a) R_4 siljituvchi resistori zener tokining nisbatan konstanta bo‘lishini ta‘minlab, yuklama tokining katta o‘zgarishlari zener kuchlanishiga katta ta‘sir ko‘rsatmasligini ta‘minlaydi. Zenerning siljitish kuchlanishini sxemaning kirishidan ham olish mumkin, ammo stabil chiqish kuchlanishidan

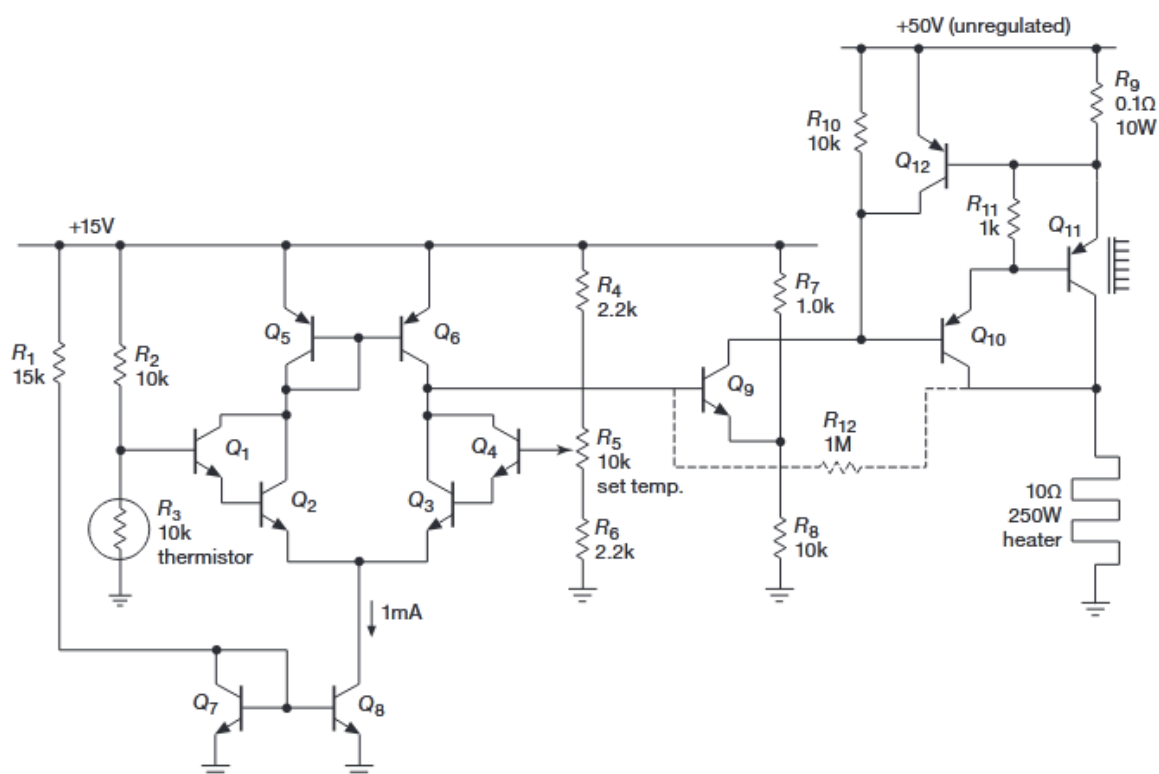
olish ancha yaxshi bo'ladi. *Ogohlantirish*: sxema chiqishidagi kuchlanish boshqa sxemani manbalab turganida bir narsa sodir bo'lsa, regulyator sxemasi ishlab ketishiga hushyor bo'ling; ammo bunda muammo bo'lmasligi kerak (nega yo'q?). (b) C_1 kondensatori bu sxemada stabillikni ta'minlashda balki kerak bo'lib qolar (ya'ni, ossillyasiyalarni oldini olish uchun), ayniqsa chiqishi sig'im bilan shuntlangan bo'lsa (agar shu zarur bo'lsa), buning mazmuni feedback halqa stabiligi bilan bog'liq (§4.9). Bunday sxemalar bo'yicha ancha ko'p ma'lumotni 9-bobda ko'ramiz.

2.6.2 Temperatura kontrolleri

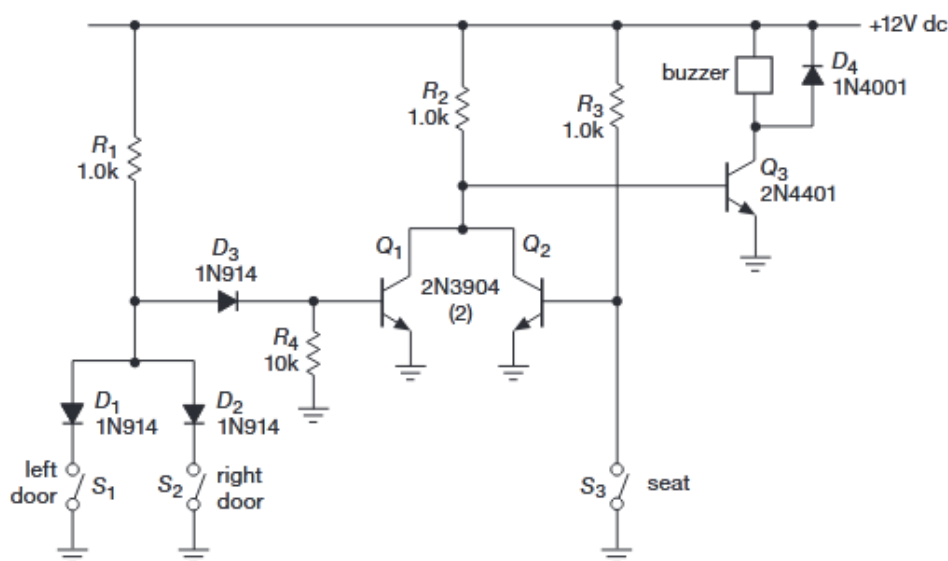
2.94-rasmda keltirilgan sxema termistor sensori ishlashiga asoslangan (uning qarshiligi temperaturadan o'zgaradi) temperatura kontrolleri bo'ladi. $Q_1 - Q_4$ differensial Darlington, $R_4 - R_6$ kuchlanish bo'luvchisi bilan o'rnatiladigan kuchlanish qiymatini termistor bilan R_2 rezistori hosil qilgan kuchlanish bo'luvchisidan olingan kuchlanish qiymati bilan solishtirib turadi (Bu ikki kuchlanish bo'luvchisi yagona kuchlanish manbaidan ishlagani tufayli, manba kuchlanishi o'zgarishlari ularning aniqligiga ta'sir ko'rsatmaydi; shu sxema Wheatstone ko'prigi deb nomlanadi). $Q_5 - Q_6$ tok oynagi aktiv yuklama bo'lib kuchaytirish koeffitsientini kattalashtiradi, $Q_7 - Q_8$ tok oynagi bo'lsa stabil emitter tokini ta'minlab beradi. Termistor juda sovuq bo'lganida, Q_9 transistori differensial kuchaytirgich chiqish kuchlanishini $Q_{10} - Q_{11}$ Darlingtonning to'yintiradigan, fiksatsiya qilingan kuchlanish bilan solishtiradi (bu to'yingan Darlington transistordan isitish elementi manba oladi). R_9 tokni sezuvchi rezistor vazifasini bajaradi. Agar chiqish toki 6 amperdan oshib ketadigan bo'lsa bu resistor Q_{12} tranzistorini ochib yuboradi va $Q_{10} - Q_{11}$ baza tokini kamaytirib chiqish tokini chegaralaydi. R_{12} rezistori musbat feedback miqdorini biroz qo'shib isitish elementini erkin ON va OFF holatlarini o'zgartirishiga imkon beradi; bu 2.13-rasmda ko'rsatilgan usulga o'xshash ("Schmitt trigger").

2.6.3 Transistor va diodlar asosida yaratilgan oddiy logika

2.95-rasmda, avval biz §1.9.1Fda ko'rsatganimizdek, mashina eshiklaridan biri ochiq qolgan bo'lsa va haydovchi joyiga o'tirgan bo'lganida signalni eshitishi mumkin. Bu sxemada transistorlar kommutator rejimida ishlaydi (OFF yoki to'yingan holatida). D_1 va D_2 diodlari OR gate deb nomlangan logik sxemani hosil qilib, eshiklaridan biri ochiq qolgan bo'lsa Q_1 transistorini yopadi (kommutator ochiladi). Ammo, Q_1 transistorinining kollektori yer potensialiga yaqin bo'lganida, S_3 kommutatori ulanmaguncha (haydovchi joyiga o'tirmaguncha) tovush generatori ishlamaydi; shunda R_2 rezistori Q_3 transistorini ochadi va tovush qo'ng'irog'iga 12 volt kuchlanishni ulaydi. D_3 dioddagi kuchlanish tushuvi S_1 va S_2 ulanganida Q_1 transistorini OFF holatiga o'tkazadi. D_4 diodi Q_3 transistorini tovush qo'ng'irog'i induktivligi manbadan uzilishda hosil bo'ladigan katta kuchlanishdan saqlaydi. 10 -15-boblarda biz logich sxemalarni batafsil ko'rib chiqamiz.



2.94-rasm. 50-vattlik isitish elementining temperatura kontrolleri



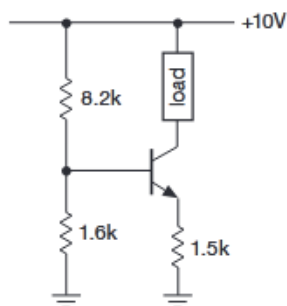
2.95-rasm. Bu mashina haydovchisini himoya qilish sxemasida ikkita diod va transistor logik “gate” yaratish uchun ishlatilgan.

2-bob uchun qo‘shimcha masalalar.

2.23-masala. To‘yingan npn transistorlar bilan ikkita yuklamani yerga ulash transistorli kommutatsiya sxemasini loyihalang. A kommutatorining ulangani ikkita yuklama manbaga ulanishini ta‘minlaydi, B kommutatorining ulanishi bo‘lsa faqat bitta yuklamani quvvat manbaiga ulaydi. Maslahat: diodlarni ishlateng.

2.24-masala. 2.96-rasmda keltirilgan tok manbaini ko‘rib chiqaylik. (a) I_{load} o‘zi nima? Chiqishni keltirish deganda nima tushuniladi? V_{BE} ni 0.6 V qiymatida oling. (b) Agar β 50 dan 100gacha chiqish kuchlanishi kelishtirilgan ko‘lamda o‘zgarsa, chiqish toki qanday ko‘lamda o‘zgaradi? (Bunda ikkita effekt bor). (c) Agar V_{BE}

kuchlanishi $\Delta V_{BE} = -0.0001 \Delta V_{CE}$ (Early effekti) yuklama toki kelishtirilgan ko'lamdan qanchaga chetga chiqib ketadi? (d) Chiqish tokining temperatura koeffitsienti deganda nima tushuniladi, agar shunda β koeffitsienti temperaturadan o'zgarmasa? β koeffitsienti o'zining nominal 100 qiymatidan $0.4\%/^{\circ}\text{C}$ tezlikda temperaturadan o'zgaradigan bo'lsa chiqish tokining temperatura koeffitsienti qanday ifodalanadi?



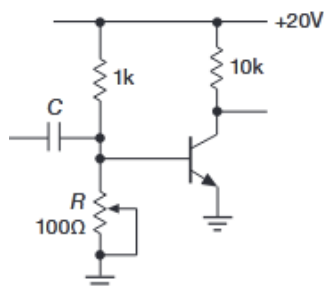
2.96-rasm. Tok manbai masalasiga

2.25-masala. Kuchlanishni kuchaytirish koeffitsienti 15 bo'lgan, $V_{CC} = 15\text{ V}$, $I_C = 0.5\text{ mA}$ ko'rsatgichlarga ega umumiy emitterli kuchaytirgichni npn transistorda loyihalang. Kollektordagi sokinlik kuchlanishini $0.5 V_{CC}$ ga o'rnatish va past chastotali 3 dB nuqtasi 100 Hz bo'lsin.

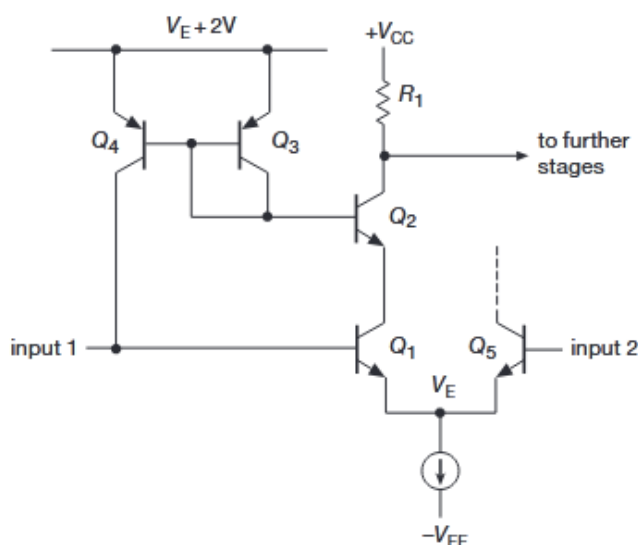
2.26-masala. Kirish impedansini oshirish uchun avvalgi masaladagi kuchaytirgich sxemasini bootstrapping qiling. Kesim chastotasini kuchlanish xarakteristikasiga muvofiq tanlang.

2.27-masala. Kuchaytirish koeffitsienti 50 bo'lgan dc differensial kuchaytirgichni loyihalang (chiqishi yagona bo'lsin). Kirish signallari yer potentsiali atrofida, quvvat manbai kuchlanishlari $\pm 15\text{ V}$ va sokinlik toki har bir transistorida 0.1 mA bo'lsin. Emitterda tok manbaini ishlatish va chiqishi emitter qaytargichi bo'lsin.

2.28-masala. Bu masalani yechishda siz, kuchaytirish koeffitsienti tashqi kuchlanish bilan boshqariladigan kuchaytirgichni loyihalaysiz (3-bobda bu amal qanday qilib FETlar bilan bajarilishini ko'rasiz). (a) Loyihalashni emitterda resistor bo'lmasdan, tok manbai ishlatilgan differensial kuchaytirgichdan boshlaysiz (degeneratsiya bo'lmagan sxema). Manba kuchlanishi $\pm 15\text{ V}$ bo'lsin. Har bir transistordagi kollektor toki $I_C = 100\text{ }\mu\text{A}$ va $R_C = 10\text{ k}$ bo'lsin. Kuchaytirgichni yagona kirishli qilib (boshqa kirishi yerga ulangan) kuchlanish bo'yicha kuchaytirish koeffitsientini hisoblang, chiqish ham bitta bo'lsin. (b) Tashqi kuchlanish bilan emitterdagi tok manbai boshqariladigan qilib kuchaytirgichni o'zgartiring. Kuchaytirish koeffitsienti tashqi kuchlanishga bog'liqligini ko'rsatuvchi tenglamani keltiring. (Real sxemada siz kuchaytirish koeffitsientini o'zgartiradigan sokinlik tokining ko'tarilishini yo'q qilish uchun ikkinchi kuchlanishni boshqaradigan tok manbaini o'rnatishingiz mumkin yoki sxemangizning keyingi kuchaytirish kaskadini differensial kirishli qilib qo'shib qo'yishingiz mumkin.)



2.97-rasm. Yomon siljitish sxemasi



2.98-rasm. Pretsezion operatsion kuchaytirgichlarda ishlatiladigan baza tokini yo'qotish sxemasi. Siljitish tokini yo'qotish usullari 4x-bobda ko'rsatilgan.

2.29-masala. Berilgan darslarga qoniqmagan student 2.97-rasmdagi kuchaytirgichni loyihaladi. R trimmeri bilan sokinlik nuqtani $0.5 V_{CC}$ qiymatiga o'rnatdi. (a) Bu sxemada Z_{in} qiymati qancha bo'ladi (katta chastotalarda $Z_s \approx 0$)? (b) Kichik signallarning kuchaytirish koeffitsienti qancha bo'ladi? (c) Tranzistor to'yingan holatga o'tib qolishi uchun tashqi muhit temperaturasi qanchaga ko'tarilishi kerak (qo'pol)?

2.30-masala. Bir necha savdoda mavjud bo'lgan pretsezion op-amplarda (misol uchun OR-07) 2.98-rasmda keltirilgan sxema ishlatilib kirishni siljituvchi toklari yo'qotilgan (sxemada simmetrik kirishli differensial kuchaytirgichning faqat yarmi keltirilgan; boshqa yarmi ham shunday ishlaydi). Sxema ishlashini tushuntirib bering. Ahamiyat bering Q_1 va Q_2 transistorlari bettasi bo'yicha kelishtirilgan juftni tashkil qiladi. Maslahat: bularning barchasi tok oynaglari bilan yaratilgan.

2-bobning qisqa bayoni

Quyida A dan Wgacha bandlarda 2-bobda keltirilgan barcha mavzularning qisqa bayonini keltiramiz. Bandlar mavzular tartibiga to'g'ri kelmasligi mumkin: bunda biz transistor nazariyasi va ularni sxemalarda ishlatilishini qisqacha ko'rsatamiz. Bobda ko'rsatilgan sxemalar ishlashi nazariya bilan birga ko'rsatilgan va transistorlar nazariyasini qanday ishlatilishi ko'rsatilgan.

A. *Transistor terminallarining shartli belgilari*. Bobga kirish (§2.1) transistorlar va sxemalarda ishlatiladigan shartli belgilarga tushuntirishlar keltirilgan edi. Misol uchun, V_B (indeksi bitta shartli belgi) transistorning baza terminalidagi kuchlanishni ko'rsatadi va shunga o'xshash I_B baza terminaliga oqib kiradigan tokni bildiradi. V_{BE} kabi (ikkita indeksli) shartli belgi baza-emitter kuchlanishini bildiradi. V_{CC} va V_{EE} kabi (qaytarilgan harfli indeks bilan) shartli belgilar muvofiq musbat va manfiy manba kuchlanishlarini bildiradi.

B. *Transistorlar turlari va qutbligi*. Transistor uch terminalli elektron qurilma bo'lib signalni kuchaytirish imkoniga ega. Transistorlar ikki keng klassga bo'linadi, *bipolyar kontaktli transistorlar* (*bipolar junction transistor – BJT*) (ushbu bobning mavzusi) va *maydon effektli transistorlar* (*field-effect transistors – FET*) (3-bobning mavzusi). Bipolyar transistorning boshqaruvchi terminali baza (base) deb ataladi va ikkita, kollektor va emitter (collector, emitter) deb ataladigan chiqish terminallari ham bor (FETlarning muvofiq terminallari gate, source drain deb ataladi). Transistor bazasiga berilgan signal kollektordan emitterga qarab oqadigan tokni boshqaradi. Bipolyar transistorlar o'z navbatida yana ikkita turga bo'linadi *nnp* va *pnp*; npn transistorlarning kollektori emitterga nisbatan musbatroq bo'ladi, *pnp* transistorlariniki teskarisi bo'ladi. 2.2-rasmda transistorlarning shartli sxematik belgilari bilan ularning strukturasini tashkil qilgan diodlar ko'rsatilgan, quyidagi D va I larni ko'ring. Sxematik chizmalarda emitter toki, undan ancha kichik bo'lgan, baza toki bilan qo'shib kollektor tokini hosil qilishi ham ko'rsatilgan.

Ishlash rejimlari. Transistorlar ikkita ON va OFF holatlarga o'tib ishlaydigan kommutator rejimida, yoki kuchaytirish rejimlarida ishlatilishi mumkin, misol uchun, chiqish toki kirishdagi signalga proporsional bo'lgan kuchaytirgich sifatida. Boshqacha qilib aytganda transistor uchta holatda bo'lishi mumkin: *uzilgan* (*cutoff*) (V_{CE} nolga teng emas, ammo I_C nolga teng), *to'yingan* (*saturated*) ($-I_C$ nolga teng emas, ammo V_{CE} nolga yaqin) va *chiziqli rejimda* (*linear region*) (V_{CE} va I_C nolga teng emas). Agar siz prozani ("kuchlanish" iborasini V_{CE} o'rniga va "tok" iborasini I_C o'rniga) hush ko'radigan bo'lsangiz transistor ishlash rejimlarini quyidagicha: uzilgan holatida kuchlanish bor ammo tok yo'q, to'yingan holatida tok bor ammo kuchlanish nolga yaqin va chiziqli rejimda kuchlanish va tok mavjud deb gapirishingiz mumkin.

C. *Transistor odam va tokni kuchaytirish koeffitsienti*. Transistor tushunchasini eng oddiy tahlil qilganda, §2.1.1, uni eng oddiy tok kuchaytirgichi sifatida ko'rsatish mumkin, uning tokni kuchaytirish koeffitsienti betta (beta, shartli belgisi β yoki h_{FE}). Tashqi sxema yaratgan bazaning toki kollektordan emitterga qarab oqadigan β barobar katta tok oqishiga sababchi bo'ladi, $I_C = \beta I_B$. Toklar oqqan holda baza-emitter diodi o'tkazuvchan holda bo'ladi va bazaning potentsiali $\sim 0.65 V$ ga emitterga nisbatan musbatroq bo'ladi (*nnp*-transistorlarda). Transistor kollektor tokini havodan olmaydi; kollektor tokining sababchisi manba kuchlanishi bo'ladi. Bu muhim jihatni bizning "transistor odami" modelimizda ifodalashga harakat qildik (2.7-rasm), undagi kichik odamchanning vazifasi baza tokini uzluksiz nazorat qilib kollektor tokini β (yoki h_{FE}) barobar undan katta qilib sozlab turishdan iborat. Tipik bipolyar transistorning betta koeffitsienti 150 atrofida bo'lishi mumkin, ammo transistorning bu ko'rsatgichi kollektor tokining aniq bir qiymatida ham 3 :1 barobar yoyilib ketishi mumkin bo'lganligi sababli

spetsifikatsiyalarda keltirilmaydi (2.76-rasmda β ning I_C ga bog'liqligi va β ning temperaturaga bog'liqligi qanchalik yoyilib ketganini ko'rishingiz mumkin).

D. *Kommutatorlar va transistorning to'yingan holati.* Kommutator sifatida ishlaganida, §2.2.1 transistorning bazasiga tok injeksiya qilinib transistorni "ON" holatida ushlab turadi. Bu tokning qiymati $I_B = I_C/\beta$ qiymatidan ancha katta bo'lishi mumkin. Amalda kollektor tokining qiymatini spetsifikatsiyasida keltirilgan maksimal qiymatining 1/10 qismida o'rnatiladi, ammo siz uning qiymatini, ishlab chiqaruvchining tavsiyalariga qarab, yanada kichik qilib olishingiz mumkin. Mana shu holatida transistor to'yingan bo'ladi va terminallardagi kuchlanish tushuvi 25 – 200 mV bo'ladi. Kollektor-emitter kuchlanishi ana shu kichik qiymatda bo'lganida, 2.2-rasmda ko'rsatilgan baza-kollektor diodi katta tok o'tkazadi va baza tokining bir qismini ham tortib ketadi. Shunda to'yinganlik holatiga o'tishdagi kollektor kuchlanishida muvozanat holati hosil bo'ladi. Transistorning bu holatini sxema mi-sollarida K ga qaytib, ko'rib chiqamiz. Transistorning to'yingan holatini yanada yorituvchi materiallarni 2x-bobda topishingiz mumkin.

E. *Bipolyar transistor transconductance qurilmasi.* Biz §2.1.1da "Betta koeffitsientiga bog'liq bo'lgan sxema yaxshi bo'lmaydi" deb gapirgan edik. Transistorlarning β koeffitsienti ishlab chiqaruvchi ko'rsatgan qiymatidan 2 -3 barobarga farq qilishi mumkinligi bu gapimizga asos bo'lgan. Sxema xarakteristikalarini aniqroq bo'lishi ta'minlash uchun transistorga *transconductance* qurilmasi sifatida qarash ma'qul bo'ladi. O'zining ifodalanishi bo'yicha *transconductance* (chiqish toki kirish kuchlanishiga proporsional bo'lgan qurilma) deganimizda bipolyar transistorning kollektor toki I_C uning V_{BE} baza-emitter kuchlanishi bilan boshqariladi, §2.3ni ko'ring. (Biz endi $I_B = I_C/\beta$ ga asoslanib baza tokini aniqlashimiz mumkin, C da keltirilgan formulani boshqa yo'l bilan ishlatib). Ko'p hollarda transistorga *transconductance* qurilmasi sifatida qarash foydali bo'lishi mumkin (kuchaytirish koeffitsienti, signal shaklini buzilishi, temperatura koeffitsientini aniqlashda), differensial kuchaytirgich va tok oynagi kabi sxemalar ishlashini tushunish uchun ancha qulay bo'ladi. Shunday bo'lsa ham, ko'p hollarda bettaning mavhumligi kabi muammolarni dc feedback yoki emitter degeneratsiyasi kabi sxematik yechimlar bilan, Ebers-Moll qoidasini ishlatmasdan, oson xal qilish mumkin. Transistorni ishlash rejimiga chiqarish uchun, yaxshi bo'lmasa ham I_C/β formulasidan aniqlangan (taxminan olingan β bilan) baza toki bilan siljitish yoki undan ham yomon fikr bo'lgan - V_{BE} siljitish kuchlanishini taxmin qilib olingan I_C toki qiymatidan (quyida Fda ko'rasiz) aniqlash yo'llari bo'lsa ham ularni ishlatishni o'ylab ko'rish kerak (Q). Bularni boshqacha qilib aytganda " I_C toki qiymatiga bog'liq bo'lgan yoki aniq o'rnatilgan atrof muhit temperaturasida ishlaydigan sxema yaxshi bo'lmaydi".

F. *Ebers – Moll.* 2.41-rasmda transistorning I_C kollektor va I_B baza toklarining V_{BE} baza –emitter kuchlanishiga bog'liqligini ko'rsatadigan kompleks grafiklari keltirilgan. (2.8) va (2.9) tenglamalar yuqoridagi bog'liqliklarning eksponensial (logarifmik) tabiatga ega ekanligini ko'rsatib turibdi. Tenglamaning soddalashtirilgan ko'rinishi $I_C = I_S \exp(V_{BE}/V_T)$ va uning invers shaklidagi ko'rinishi $V_{BE} = V_T \log_e(I_C/I_S)$ bo'ladi, bunda $V_T = 25mV$ 25°Cda, demak transistorning kollektor toki V_{BE} va I_S parametriga bog'liq ekan, bu parametr bo'lsa transistorning geometrik o'lchamlari va tokning zichligiga bog'liq. I_S qiymati juda kichik bo'lgan tok, uning tipik qiymati I_C kollektor tokidan 10^{11} barobar kichik. Ebers – Moll formulasi barcha bipolyar transistorlar toklarini aniq ifodalab beradi, bu transistorlarning ro'yxati 8.1-jadvalda keltirilgan. Integral sxemalarni ishlab chiqaruvchilari yuqori sifatli chiziqli bipolyar transistorli integral sxemalarni yaratishda Ebers – Moll formulasidan samarali ishlatishgan.

G. *Kollektor tokining baza kuchlanishiga bog'liqligi.* Asosiy qoidalar: §2.3.2 ko'rib chiqing. Bunda siz Ebers – Moll formulasidan kelib chiqqan asosiy qoidalarni qayta ko'rib, ularni eslab qolishingiz foydali bo'ladi: V_{BE} baza-emitter kuchlanishining har $\approx 60 mV$ ga kattalashishi I_C kollektor tokining o'n

barobar o'sishiga olib keladi; V_{BE} kuchlanishining $\approx 18\text{ mV}$ ga kattaroq bo'lishi kollektor tokini ikki barobarga o'sishiga olib keladi va V_{BE} kuchlanishining 1 mV ga ortishi kollektor tokini 4% ga o'sishiga olib keladi.

H. *Kichik signal*, transconductance va r_e §2.3.2Bni ko'ring. Transistor ishlashini tahlil qilishda I_C kollektor tokining qiymatini aniq qilib olib, kichik signallarni o'zgarishlarini ko'rib chiqish qulay bo'ladi ("kichik signallar"). Birinchidan, yuqorida keltirilgan qoidalarga asoslanib (2.13-tenglama) biz transconductance ko'rsatgichini quyidagicha ifodalashimiz mumkin $g_m = \partial I_C / \partial V_{BE} = I_C / V_T$. Bundan 1 mA kollektor tokida, unga proporsional bo'lgan $g_m = 40\text{ mS}$ bo'lishini baholasa bo'ladi. Bunga boshqa tomondan qaraganda, emitter qarshiligi bilan ketma-ket bo'lgan tranzistorning ichki qarshiligi qiymatini o'rnatdik bo'ladi $r_e = 1/g_m = V_T / I_C$, 2.12-tenglamani ko'ring. (Kichkina r harfi kichik signal uchun ishlatiladi). Eslab qolish uchun foydali qiymat: kollektor toki 1 mA bo'lganida r_e $25\ \Omega$ bo'ladi va tok qiymatiga teskari proporsionallikda o'zgaradi.

I. *Temperaturaga bog'liqlik*. §2.3.2C ni ko'ring. Fda biz $V_T = 25\text{ mV}$ 25°C bo'lishini ko'rsatgan edik. Bu qiymat aniq konstatnta bo'lmay, temperatura o'zgarishlarida qiymati ham o'zgaradi. $V_T = kT/q$ (§2/3/1) bo'lgani sababli siz V_{BE} kuchlanishi absolyut temperaturaga proporsionalmi, deb so'rashingiz mumkin. Demak bundan temperatura koeffitsienti $+2\text{ mV}/^\circ\text{C}$ bo'lishi kerak (chunki $T = 300\text{ K}$ bo'lganida $V_{BE} \approx 600\text{ mV}$). Ammo I_S tokining masshtabida katta teskari temperatura koeffitsientiga ega bo'lib, uning hosil qilgan qiymati $-2.1\text{ mV}/^\circ\text{C}$ atrofida bo'ladi. Bu faktni ham eslab qoling! V_T kuchlanishi absolyut temperaturaga proporsional bo'lgani sababli, transconductance ko'rsatgichining aniq belgilangan kollektor tokidagi temperatura koeffitsienti absolyut temperaturaga teskari proporsional bo'ldi (eslang $g_m = I_C / V_T$), va 25°C da $0.34\%/^\circ\text{C}$ ga tushadi.

J. *Early effekti*. §2.3.2Dni ko'ring. Bizning oddiy tushunchamizga ko'ra bipolyar transistorning baza kuchlanishi (yoki toki), kollektor kuchlanishiga bog'liq bo'lmagan holda uning kollektor tokini "programmelaydi". Ammo aslida V_{CE} kuchlanishi o'sganida I_C tokining qiymati ham ortadi. Buni Early effekti deb nomlashadi, (2.14-tenglama va 2.59-rasmni ko'ring) va *Early kuchlanishi* V_A bilan ifodalanadi. Bu parametr transistorning ishchi tokiga bog'liq emas; 2.15-tenglamani ko'ring. Agar Early kuchlanishi kichik bo'lsa (pnp-transistorlarning umumiy kamchiligi) effekt ancha kuchli bo'lishi mumkin. Misol uchun, pnp 2N5087 transistorining $V_A = 55\text{ V}$ bo'lgani sababli $\eta = 4 \times 10^{-4}$ ga ega bo'lib, V_{CE} kuchlanishi 10 V ga oshganida V_{BE} kuchlanishiga 4 mV qo'shiladi; agar baza kuchlanishini konstanta qiymatida ushlab turadigan bo'lsak, kollektor kuchlanishining 10 V ga oshga-ni kollektor tokini 17% ga oshiradi. Emitteri degeneratsiya qilingan va kaskod kabi sxemalar Early effektini yumshatadi. 2x-bobda bu to'g'risida ko'proq ma'lumot olishingiz mumkin.

Sxema misollari

Ana shu keltirilgan bipolyar transistorlarining umumiy nazariyasiga tayanib biz ortga qaytamiz va 2-bobda keltirilgan ba'zi bir sxemalarni qayta ko'rib chiqamiz. Buning eng oson yo'li bobda keltirilgan sxemalarni varaqlab chiqib, keltirilgan sxemalarni qayta ko'rib chiqish (ularga keltirilgan izohlarni o'qib chiqish) va kerak bo'lgan hollarda matndagi tushuntirishlarga murojaat qilish bo'ladi.

K. *Transistorli kommutatorlar*. Bipolyar transistorli kommutatorlarni biz §2.2.1da ko'rib chiqqan edik, ularga sxema misollari 2.9-rasm (LEDlarning kommutatsiyasi), 2.10-rasm (manbaning musbat tomonidan kommutatsiya qilish, kuchlanish qiymatini ko'tarish bilan), 2.16-rasm (emitter qaytargichining driveri). Sodaroq qilib aytganda, tranzistorning bazasiga tok berib uni to'liq to'yingan holatiga o'tkazasiz, shunda siz kutgan kollektor yuklamasi tokining qiymati (ya'ni, $I_B \gg I_C/\beta$)

transistor kollektorining kuchlanishini emitter kuchlanishidan o‘nlar millivoltga yuqori bo‘lishini ta‘minlaydi. Shunga o‘xshash sxemalarni 12-bobda ko‘rishangiz mumkin (Logik interfeyslar). MOSFETli kommutatorlarni ishlatiladigan, yaxshiroq natija olish mumkin (§§3.4.4 va 3.5); ularning boshqaruv terminali (gate) uchun tokning hojati yo‘q bo‘lgani tufayli, ulardagi tezkor kommutatsiya vaqtida katta gate sig‘imlarining zaryadlanishida katta toklar oqishi mumkin.

L. *Transistorli impulsli generator*. Asosiy taymer va impulsli generatorlar sxemalari 2.11-rasmda (yagona impuls vibratori) va 2.12-rasmda (impuls generatori). Bu generatorlar sxemalari juda oddiy, ammo aniqligi va stabilligi yaxshi emas; uni yaratgandan ko‘ra tayyor taymer yoki impulsli generator mikrosxemasini ishlatish afzalroq.

M. *Schmitt triggeri*. Schmitt triggeri ostona kuchlanishini sezish uchun ishlatiladigan sxema (2.13-rasm) bo‘lib, kirish signali tarkibidagi shovqinlarni sezmasligi uchun gisterezis bilan ishlaydi. Schmitt triggerini o‘zingiz diskret transistorlarda yaratsangiz bo‘lsa ham tayyor komparator integral sxemasini ishlatish afzalroq bo‘ladi, §§4.3.2 va 12.3larni ko‘ring.

N. *Emitter qaytargichi*. Emitter qaytargichi ideal kuchlanishning kuchaytirish koeffitsienti birga teng bo‘lgan chiziqli kuchaytirgich bo‘ladi, §2.2.3ni ko‘ring. Transistorning betta koeffitsienti qaytargichning kirish impedansini ko‘taradi va chiqish impedansini kamaytiradi, §2.2.3B va 2.2-tenglamani ko‘ring. §2.3.3 va 2.43-rasmda qaytargich sxemasi chuqurroq tahlil qilingan bo‘lib, unga r_e transistorning ichki emitter qarshiligining sxema ishlashiga ko‘rsatadigan ta‘siri ham hisobga olingan. Soddalashtirilgan ko‘rinishda $R_{out} = r_e + R_S/\beta$, bunda R_S transistor bazasidan ko‘ringan signal manbaining qarshiligi bo‘ladi. Chiqishdagi dc kuchlanish kirishdagi V_{BE} kuchlanishidan 0.6 Vdan 0.7 Vgacha farq qiladi (kichik bo‘ladi), ammo bu kamomatni yo‘qotish sxemalari ham bor, §2.2.3D va 2.29-rasmni ko‘ring. Emitter qaytargichi kuchlanish stabilizatori sifatida ham ishlatiladi, §2.2.4 va 2.21-rasmni ko‘ring. Uning pretsezion alternativasi *op-amp qaytargichi* bo‘ladi, 4-bobda §4.2.3ni ko‘ring.

O. *Tok manbai (yoki tok oqovasi)*. Bizga tanish bo‘lgan kuchlanish manbaiga (yuklamani o‘zgarishlaridan qat’iy nazar chiqishida konstanta kuchlanish qiymatini ta‘minlab beradi, batareyani eslang) o‘xshamagan holda *tok manbai* yuklamadagi kuchlanish tushuvi qancha bo‘lishiga qaramay unda konstanta tok oqishini ta‘minlab beradi, §2.2.6 va 2.31-rasmni ko‘ring; bu biz har kun ishlatadigan “batareya ekvivalenti” emas. Bipolyar transistorlarga o‘xshagan transconductance qurilmalari, chiqishidagi nisbatan konstanta bo‘lgan kollektor toki bilan tok manbaini yaratish uchun tabiiy nomzod bo‘la oladi. Eng oddiy tok manbaida transistorning bazasi kuchlanish bilan, aytaylik V_b kuchlanishi bilan, asosga nisbatan (odatda yerga) siljiriladi va transistorning emitteri resistor orqali shu asos bilan ulangan bo‘ladi. npn transistorlarli tok manbalarida chiqish toki (oqovasi) yer tomonga oqadi va qiymati $I_C = (V_b - V_{BE})/R_E$ bo‘ladi, 2.32-rasmni ko‘ring. Stabillik va tok qiymatini aniqligini ta‘minlash uchun V_{BE} kuchlanishi formuladan olib qo‘yiladi, 2.33-rasmni ko‘ring. Tok manbaining ishchi kuchlanishlar ko‘lami *kelishtirilgan ko‘lam* deb ataladi, uning chegaralari transistorning to‘yinganlik holatiga kirgan nuqtasida boshlanib transistorning shikastlantiruvchi kuchlanishida yakunlanadi, yoki quvvat dissipatsiyasi bilan chegaralanadi. Tok manbaini yaratishda ko‘p hollarda tok oynagi sxemasi ishlatiladi, Rni ko‘ring. Pretsezion va stabil tok manbaini op-amp asosida yaratsa bo‘ladi (§4.2.5); ammo ishlatish uchun tayyor bo‘lgan tok manbai integral sxemalari ham bo‘ladi (§9.3.14).

R. *Tok oynagi*. Tok oynagi (§2.3.7) uch terminalli tok manbai bo‘lib, chiqish toki “programmangan” kirish tokiga proporsional bo‘ladi. Uning tipik sxemasi (2.55- va 2.58- rasmlar) dc manba kuchlanishi shinasiga (yoki yerga) ulanadi va programmalangan tok qiymatini o‘zida qaytaradi (ya‘ni chiqish toki programmalangan tok qiymatiga teng bo‘ladi), programmalangan tok qiymati resistor bilan

o'rnatiladi. Ko'p hollarda tok oynagi sxemasida emitterdagi resistorlar olib qo'yilgan bo'ladi, shunda tokning qiymati manba kuchlanishini bir qismiga kelishtirilgan bo'ladi. Odatda siz transistor bazasiga V_{BE} kuchlanishini berib, I_C kollektor toki qiymatini o'rnatasiz (Ebers-Moll bo'yicha); ammo bu sxemada ham ana shu amalni bajarasiz. Bu sxemaning nozik joyi shundaki, bir juft kelishtirilgan transistorlarning biri (Q_1) Ebers-Mollni inversiya qilib, o'rnatilgan V_{BE} kuchlanishiga to'g'ri kelgan programmalangan I_R tok Q_2 transistorda ana shu qiymatdagi tokni qayta yaratadi. Ajoyib! Bu sxemalarda, integral sxemalardagidek, o'zaro kelishtirilgan tranzistorlar ishlatiladi (bir juft tranzistorning barcha parametrlari bir xil bo'ladi; Gda ko'rganingizdek ikki transistorning V_{BE} kuchlanishlari atigi 1 mVga farq qilsa, toklarining farqi 4% bo'ladi). 2.62-rasmda baza-emitter kuchlanishlarining farqiga kollektor toklar nisbatiga ko'rsatgan ta'sirini aks etuvchi grafiklar keltirilgan. $\Delta V_{BE} = V_T \log_e(I_{C2}/I_{C1})$. Bu effektini siz "nisbatlar oynagini" yaratishda ishlatishingiz mumkin, bu to'g'risida 2x-bobda o'qing. Qanchalik yaxshi va mukammal bo'lib ko'rinmasin, sxemasi 2.55-rasmda keltirilgan tok oynagi Early effektidan xoli emas, ya'ni chiqish kuchlanishlarining o'zgarishlari tokni ham o'zgartiradi. Bu effekt ayniqsa pnp transistorlarda kuchli bo'ladi: Jda keltirilgan 2N5087 misolida V_{BE} kuchlanishining 4 mVga o'zgarishi (chiqishdagi kuchlanish 10 Vga o'zgarishiga to'g'ri keladi) 17% tok xatoligiga olib keladi (ya'ni ikki transistorning kollektor toklari shunda 17%ga farq qiladi). Bu muammoni xal qilish uchun birinchi yechim (2.60-rasm) emitterga degenerativ resistor qo'shish bo'ladi, shunda bizga kerakli effekt referens manba yaqinidagi kelishtirilganlik hamda dinamik ko'lamning torayishi hisobiga bo'ladi. Wilson oynagi bundan nafisroq yechim bo'ladi (2.61-rasm), bu tok oynagida ishlatilgan kaskod sxemasi (2.84B-rasm) masalani xal qildi. Kaskodning Q_1 transistori chiqish Q_2 transistorining kollektor tokini yuklamaga o'tkazib yuboradi, Q_2 transistorining V_{CE} kuchlanishi belgilangan, diodning kuchlanish tushuviga teng, qiymatga ega (o'zining V_{VE} kuchlanishi). Wilson oynagining boshlang'ich sxemasi ham baza toki xatoligini yo'qotadi (oddiy bipolyar transistorli ($\beta = 100$) tok oynagidagi tokning xatoligi 2 % bo'ladi). Degeneratsiya resistor, B-rasmda ko'rsatilganidek, qo'shib qo'yilsa Early effektini qo'shimcha bostiradi, ammo bu resistor "asli Wilson oynagida" olib qo'yilgan. Chiziqli integral sxemalarda faqat Wilson oynagi ishlatiladi. 2x-bobda bipolyar tok oynaklari to'g'risida qo'shimcha ma'lumot olishingiz mumkin.

Q. Umumiy emitterli kuchaytirgich. §§2.2.7 va 2.3.4ni hamda 2.35, 2.48 va 2.50-rasmlarni ko'ring. Bipolyar tranzistorli kuchaytirgichning eng oddiy sxemasida transistorning emitteri yerga ulangan, R_L resistori kolektor bilan V_+ manba kuchlanishi shinasiga ulangan va bazasi musbat dc kuchlanish bilan siljirilgan bo'lib, unga kuchaytiriladigan kichik signal beriladi. Kuchaytirgichning kuchaytirish koeffitsienti $G_V = -R_L/r_e$. Bazaga berilgan siljitish kuchlanishi transistor kollektorini manba kuchlanishi qiymatining yarmiga tushirib qo'ygan bo'lsa, kollektor tokining qiymati $I_C = V_S/2R_L$, $r_e = V_T/I_C = 2R_L V_T/V_S$, shunda kuchlanish bo'yicha kuchaytirish koeffitsienti (eslang $V_T \approx 25$ mV) $G_V = -20V_S$, bunda V_S voltlar birligida bo'ladi. Misol uchun, $V_S = 20$ Vbo'lganida kuchlanishni kuchaytirish koeffitsienti - 400 bo'ladi. Bu juda katta kuchaytirish koeffitsienti! Signal kichik bo'lgan bo'lsa ham jiddiy muammo mavjud: kuchaytirish koeffitsienti r_e ga invers bo'lgani sababli I_C kollektor tokiga proporsional bo'lar ekan. Ammo kollektor tokining signal ta'siridagi o'zgarishlari kuchaytirish koeffitsientini o'zgarishiga sabab bo'lib, signal shaklini buzilishlariga olib keladi (2.46-rasm). Bunday holatni (kuchaytirish koeffitsientining kamayishi hisobiga) emitter resistorini R_E kiritib, *emitter degeneratsiyasini* qo'shish bilan yaxshilash mumkin. Shunda kuchaytirish koeffitsienti $G_V = -R_L/(R_E + r_e)$ bo'ladi va r_e qarshiligining o'zgarishlari ta'siri ancha kamaytirilgan bo'ladi; 2.47-rasmni ko'ring, undagi sxemada qo'shilgan emitter degeneratsiyasi kuchaytirish koeffitsientini o'n barobarga kamaytirgan ($R_E = 10r_e$). Bunday emitter degeneratsiyasi manfiy feedbackning bir turi bo'ladi, §2.3.4B va quyidagi Wni ko'ring. Bu sxemani siz klassik tok manbaidek qabul qilishingiz mumkin (O), unda emitterdagi resistor yuklamadek bo'lib, undan stabil dc toki oqadi; shunda kuchaytirish koeffitsienti tok

manbaining transconductance ko'rsatgichining yuklama resistori qarshiligi qiymatiga ko'paytmasiga teng bo'ladi $G_V = g_m R_L$, bunda $g_m = 1/r_e$. Bu yerda biz, juda muhim masala bo'lgan, transistorning sokinlik kollektor tokini bazasiga berilgan siljitish kuchlanishi bilan o'rnatilishini aylanib o'tdik. Ammo biz muvofiq V_{BE} kuchlanishi va uning kichik o'zgarishlari qanchalik katta ta'sirga ega ekanligini biz bilmaymiz, yuqoridagi Gni ko'ring (misol uchun, bir xil transistorlarning har xil partiyasida uchratish mumkin bo'lgan V_{BE} kuchlanishining 60 mVga farq qilishi I_C kollektor tokining 10x barobarga farq qilishiga sabab bo'lishi mumkin! Bu muammoni xal qilish uchun juda ko'p sxematik yechimlar bor, §2.3.5ni ko'ring, ammo ularning ichidan eng osoni dc bo'yicha emitter degeneratsiyasini qo'shish bo'ladi, shunda signal chastotalaridagi kuchaytirish koeffitsientini katta qilish uchun o'rnatilgan emitter resistori kondensator bilan shuntlanishi kerak (2.50 va 2.51-rasmlar). Boshqa yo'l o'zaro kelishtirilgan transistorlarni ishlatib siljitish kuchlanishini tok oynagida bo'lganidek o'rnatish bo'ladi (2.52-rasm); bu usul juda keng tarqalgan *differensial kuchaytirgichda* ishlatiladi (2.65-rasm). Uchinchi usulda siljitish kuchlanishi feedback zanjiri bilan o'rnatiladi (2.53 va 2.54-rasmlar), bu usul op-ampli sxemalarda markaziy bo'ladi (4-bob).

R. *Differensial kuchaytirgich*. Differensial kuchaytirgich (§2.3.8) bir juft o'zaro kelishtirilgan (parametrlari bir xil bo'lgan) transistorlarda yaratilgan kuchaytirgich bo'lib, ikkita kirish signallarining farqini kuchaytirishga mo'ljallangan. Uning sxemasida emitter degeneratsiyasi (2.64-rasm) usuli ishlatilishi mumkin, ammo bunga hojat bo'lmaydi (2.65-rasm). Kuchaytirgich sxemasining yaxshi ishlashi uchun emitter resistori tok manbai bilan almashtiriladi va (kuchaytirish koeffitsientini kattaroq qilish uchun) resistiv kollektor yuklamasining o'rniga tok oynagi ishlatiladi (2.67-rasm). Differensial kuchaytirgich barcha sinfaz (bir xil) signallarni rejeksiya qilib yuborishi kerak (ya'ni sinfaz signallar kuchaytirilmaydi). Kuchaytirgichning bu xususiyati sinfaz signallarini rejeksiya qilish koeffitsienti bilan ifodalanadi (CMRR koeffitsienti G_{diff}/G_{CM} bilan belgilanadi). Differensial kuchaytirgich, kirishidan biriga berilgan signalni ham, kuchaytirishi mumkin (shunda ikkinchi kirishi yerga ulanadi), shunda V_{BE} siljitish kuchlanishining keragi bo'lmaydi va kuchaytirgich dc signalni kuchaytirishga imkon bo'ladi (§2.3.8B). Odatda siz differensial kuchaytirgichning bitta chiqishini ishlatasiz; demak differensial kuchaytirgich ikki kirishdagi signallarning farqini yagona chiqishga kuchaytirilgan shaklda konversiya qilib berar ekan. Ba'zi hollarda kuchaytirgichning ikki chiqishini ham ishlatishga to'g'ri keladi ("to'liq differensial kuchaytirgichlarda", §5.17). Bunday sxemalar balanslangan yuklamaga ishlaydi yoki 180°ga fazasi surilgan signallarni yaratish uchun ishlatiladi (*faza bo'luvchisi*). Yana 2x-bobdagi emitter-kirishli differensial kuchaytirgich va bipolyar transistorlardagi signal shaklini buzilishlarini ko'rishingiz mumkin (hamda §5.13 - §5.16lardagi pretseziyon differensial va instrumental kuchaytirgichlarni ko'ring).

S. *Komparatorlar*. Kuchaytirish koeffitsienti katta bo'lgan differensial kuchaytirgich kirishlaridagi signallarning juda kichik farqi bilan to'yingan holatiga o'tib qoladi (§2.3.8E). Misol uchun, kirishdagi kuchlanishlarning bir necha millivoltga teng bo'lgan farqi, kuchaytirgichning kuchaytirish koeffitsienti $G_{diff} = 1000$ bo'lganida, chiqishini to'yingan holatga o'tkazib qo'yadi (kollektor yuklamasi tok oynagi bo'lganida osongina erishiladi). Shunday rejimda ishlagan differensial kuchaytirgich kuchlanish *komparatori* bo'ladi. Komparator signallarni solishtirish uchun ishlatiladi va ostona signalini ham sezishi mumkin; komparatorlar analog-raqam konversiyasining asosini tashkil qiladi va asosan 12-bobda batafsil ko'rib chiqilgan (§12.3 va 12.1 hamda 12.2-jadvallarni ko'ring).

T. *Ikki taktli kuchaytirgichlar*. Transistorning kollektor toki faqat bir tomonga oqadi (misol uchun, npn-transistorlarda tok kollektoridan emitterga qarab oqova bo'lishi mumkin). Bu transistor og'ir yuklamani ikki qutbli kuchaytirilgan katta signal bilan ta'minlashni juda muammoli amal qilib qo'yadi (misol uchun, elektrodinamik karnay, servomotor va shunga o'xshash yuklamalarni). Katta signalni

yagona transistorda ham kuchaytirish mumkin bo'lgani bilan ("A-klass"), transistorda oqadigan katta sokinlik toki samarasiz sarflangan bo'ladi, 2.68-rasmni ko'ring. Ikki taktli kuchaytirgich sxemasida ikki qutbli kuchlanishlar manbaiga ulangan ikkita transistor ishlatiladi (§2.4.1). Shunda kuchaytirgichning chiqish toki ikki qutbli bo'lib, qiymati katta bo'lishi mumkin, transistorlar orqali oqqan sokinlik toki juda kichik yoki umuman bo'lmasligi mumkin. 2.69-rasmda komplementar transistorlarda yaratilgan va sokinlik toki nolga teng bo'lgan, ikki taktli kuchaytirgich sxemasi keltirilgan ("B-klass"). Bu sxemada signal nol chizig'ini kesib o'tishida shakli buziladi, buni yo'qotish uchun transistorlar biroz siljutilib, ular orqali kichik sokinlik toki oqadi ("AB-klass" 2.71-rasm). Chiqish transistorlari betta koeffitsienti katta qilingan Darlington yo'ki Sziklai (U) ishlatilishi mumkin (2.78-rasm). Ikki taktli sxemalar logik sxemalarda juda keng ishlatilgan (10.25-rasm), shu bilan birga gate driver integral sxemalarida (3.97-rasm) va katta chiqish tokini ta'minlaydigan op-ampli sxemalarda (4.26-rasm) ishlatiladi.

U. *Darlington va Sziklai transistorlari*. Ikkita transistorni birlashtirish bilan yaratilgan uch terminalli qurilma transistorning ekvivalenti bo'lib, umumiy kuchaytirish koeffitsienti $\beta = \beta_1\beta_2$. Darlington transistori (2.74- va 2.75-rasm) ikkita bir xil qutbli transistordan iborat, uning baza-emitter kuchlanish tushuvi $2V_{BE}$ ga teng; Sziklai transistori (2.77-rasm) ikkita har xil qutbli transistorlardan iborat va baza-emitter kuchlanish tushuvi yagona transistodagidek (qiymati chiqish tokiga ozgina bog'liq, R_B rezistori hisobiga). Shu ikki tur transistorda ham R_B rezistori chiqish transistorining baza-emitter terminallariga ulanishi kerak. Bu mavzuni kengroq bilmoqchi bo'lsangiz 2x-bobga qarang.

V. *Miller effekti*. Miller effekti barcha elektron komponentlarga o'xshab transistorlarda ham ichki sig'imga bog'liq bo'ladi, ularning nomlari terminal juftlari bilan bog'liq bo'ladi C_{be}, C_{ce}, C_{cb} ⁷². C_{be}, C_{ce} sig'imi signal manbai va yuklama qarshiliklari bilan past chastotali filter hosil qilib kirish va chiqishdagi signalni sekinlashtiradigan bo'lsa, C_{cb} sig'imi bo'lsa makkorroq bo'ladi: u qo'shimcha sig'im yaratadi, bu sig'im transistorning kirish terminali bilan yer oralig'ida bo'ladi va qiymati C_{cb} sig'imi kaskadning kuchlanish bo'yicha kuchaytirish koeffitsientiga ko'paytirilgan qiymatiga teng bo'ladi, shunda transistorning effektiv kirish sig'imi $C_{eff} = (G_V + 1)C_{cb}$ ga teng bo'lib qoladi. Bu alamli mashhur Miller effekti bo'lib (§2.4.5B), uning vayron qiluvchi tabiati yuqori chastotalarda o'zini ko'rsatadi. Bazasi yerga ulangan kuchaytirgich, differensial kuchaytirgich va kaskod sxemasi kabi yechimlar bu effektning davosi bo'ladi (2x-bobda kaskod mavzusi bilan tarishishingiz mumkin).

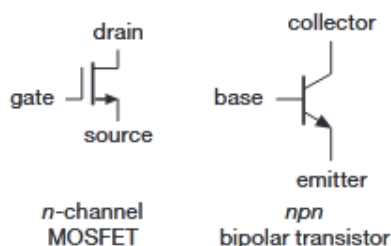
W. *Manfiy feedback*. Nobel mukofoti sxemotexnika sohasida ham beriladigan bo'lganida uni Harold Blackga manfiy feedback tushunchasini oddiy qilib ifodalab bergani uchun bersa bo'lar edi. Ifodasining eng oddiy ko'rinishi u ayirishdan iborat, kuchaytirgichning kirish signalidan V_{out} chiqish signalining B qismi ayiriladi (2.85-rasm). Kuchaytirgichning ochiq halqa kuchaytirish koeffitsienti A bo'lsa, yopiq halqa hosil qilinganda kuchaytirish koeffitsienti (2.16-tenglama) $G_{cl} = A/(1 + AB)$ ga teng bo'lib qoladi. AB ning qiymati birdan katta bo'lib, halqa kuchaytirish koeffitsienti deb ataladi va (aniqroq qiymati $1 + AB$) ko'paytiruvchi sifatida kuchaytirgichning ishlashini mukammallashtiradi: kuchaytirgichning chiziqliligi va kuchaytirish koeffitsientining konstanta qiymatida bo'lishini hamda (ketma-ket feedback ishlatilgan sxemalarda) kirish impedansini ko'tarib, chiqish impedansini kamaytiradi; §2.5.3ni ko'ring. Feedback chiziqli sxemalarning mazmuni bo'ladi va op-ampli sxemalar (4-bob mavzusi) va katta quvvatli sxemalarning (9-bob mavzusi) DNA (DNK)siga chuqur singib ketgan. Manfiy feedback bilan siz, signal shaklining buzilish koeffitsienti 0.0001% bo'lgan kuchaytirgich, chiqish impedansi 0.001Ω bo'lgan kuchlanish manbai va boshqa juda ko'p ajoyib qurilmalar yaratish mumkin. Qiziqishingizni yo'qotmang. Yaxshisi, o'qishda davom eting!

⁷² Uning nomlari ko'p (bir xil nomlanishlarda "base" va "collector" "in" va "out" ishlatiladi, shunda C_{ie}, C_{oe} va C_{ob} bilan muvofiq belgilanishadi), 2x-bobda bipolar transistorlarning chastota ko'lamiga bog'liq mavzuni ko'ring.

Maydon effektlı tranzistorlar

3.1 Kirish

Maydon effektlı tranzistorlar (field-effect-transistor – FET) biz avvalgi bobda ko‘rib chiqqan, oddiy tranzistorlardan¹ farq qiladi. Keng ma‘noda, lekin, ular o‘zaro o‘xshash qurilmalar bo‘lgani tufayli *zaryadni boshqaradigan qurilmalar* deb atashimiz mumkin. Qurilmalarning ikkovi ham uch terminalli qurilmalar bo‘lib, ikki terminali oralig‘idagi o‘tkazuvchanlik mavjud zaryad tashuvchilari miqdoriga bog‘liq va uni uchinchi-*boshqaruvchi elektrodga* berilgan kuchlanish bilan boshqariladigan qurilmalar turiga kiradi.



3.1-rasm. n kanalli MOSFET va uning npn tranzistor analogi

Endi ularning farqini ko‘rib chiqamiz. npn turidagi BJT tranzistorning kollektor – baza kontakti teskari siljirilgan va natijada bu kontakt orqali tok oqmaydi. Baza –emitter kontaktining to‘g‘ri siljirilishi unga berilgan ≈ 0.6 volt kuchlanish bilan amalga oshiriladi. Shu kuchlanish tushuvi kontaktning “potensial baryerini” yengib, elektronlarni baza muhitiga kirishiga imkon beradi. Bazaga kirib qolgan va bu muhitda *asosiy bo‘lmagan zaryad tashuvchi* elektronlarni kollektor o‘ziga tortib ketadi. Ana shu fizik jarayon natijasida kollektor toki, o‘zidan kichik bo‘lgan, baza toki tomonidan boshqarilishini namoyish etadi. Kollektor tokining qiymati baza muhitiga injeksiya qilingan (kiritilgan) asosiy zaryad tashuvchilarning injeksiya tezligiga proporsional bo‘ladi. Noasosiy zaryad tashuvchilarining baza muhitiga injeksiya qilinish tezligi baza – emitter V_{BE} potensial ayirmasi qiymatiga eksponensial ravishda bog‘liq (Ebers- Moll tenglamasi). Bipolyar tranzistorni (o‘rtacha qiymati β ga teng kuchaytirish koeffitsientli) tok kuchaytirgichi yoki *transconductance* qurilmasi (Ebers –Moll : kollektor toki baza-emitter kuchlanishi bilan boshqariladi)) deb qabul qilishingiz mumkin.

FET maydon effektlı tranzistorlari nomining o‘zi undagi jarayonni ko‘rsatib turibdi. Mavjud *kanalning* o‘tkazuvchanligi (*gate*) *boshqaruvchi elektrodga* berilgan kuchlanish bilan boshqariladi. FET tuzilishida to‘g‘ri ulangan pn- kontakt mavjud emas va boshqaruv elektrodi orqali tok oqmaydi va shu omil maydon effektlı tranzistorlarning eng muhim afzaligi bo‘lsa kerak. BJT tranzistorlariga o‘xshab FET tranzistorlari ham ikki turga bo‘linadi: n- kanalli FET (o‘tkazuvchanligi elektronlar bilan ta‘minlanadi) va p- kanalli FET (o‘tkazuvchanligi teshiklar bilan ta‘minlanadi). Bu ikki turdagi FETlar BJT tranzistorlarning npn va pnp turlarining muvofiq analoglari bo‘ladi. FET tranzistorlarida boshqaruv elektrod ikki xil texnologiyada yaratilganligi sababli yana ikki turga (JFET va MOSFET) bo‘linishi va ikki turdagi kanallarga (kanalni zaryadlar bilan boyitish (*enhancement mode*) va kanaldagi zaryadlar miqdorini siyraklashtirish (*depletion mode*) hisobiga kanalning o‘tkazuvchanligini o‘zgartirishga asoslangan) ega bo‘lishi avval chalg‘itishi mumkin. Qisqacha ularni farqlab olamiz. Birinchidan, biroz motivatsiya va istiqbollar to‘g‘risida gapiraylik: FETning boshqaruv elektrodi orqali tok oqmasligi uning eng muhim xarakteristikasi bo‘ladi. Shu tufayli uning kirish qarshiligi juda katta ($10^{14}\Omega$ dan ham katta bo‘lishi mumkin) bo‘lganligi FETni sxemotexnikada juda keng qo‘llashga imkon beradi, yaratilgan sxemalar oddiy va qiziqarli bo‘ladi. Analogli kommutator va kuchaytirgichlar kabi

¹ Ko‘p hollarda FET lardan ajratish uchun BJT “bipolyar tranzistor” “bipolar junction transistor – BJT” deb ham ataladi

sxemotexnika sohaslarida FETlarga teng keladigani yo‘q. Integral sxemalarni loyihalashda FETlarning o‘zi yoki bipolyar tranzistorlar bilan birga ishlatilishi mumkin. Keyingi bobda FETlarni ishlatib yaratilgan operatsion kuchaytirgichlar qanday mukammal xarakteristikalariga ega ekanligini va ularni ishlatish naqadar osonligini ko‘ramiz, raqamli mikrosxemalarda MOSFETlarni ishlatilishi inqilobiy yutuqlarga olib kelganiga guvoh bo‘lamiz (10 -14-boblar). FETlarda ishlatiladigan toklar juda kichik bo‘lgani tufayli ulardan kalkulyator chipi, mikroprotsessor va elektron xotira kabi katta va juda katta integral sxemalar yaratish imkoni paydo bo‘ldi. Bunga qo‘shimcha bo‘lib, katta toklarda ishlaydigan MOSFETlar (50A va undan katta) katta tokli elektron qurilmalardan bipolyar tranzistorlarni to‘liqligicha chiqarib tashladi. Bunday sxemalar natijada ancha soddalashti va ishlash xarakteristikalari ancha mukammal bo‘ldi.

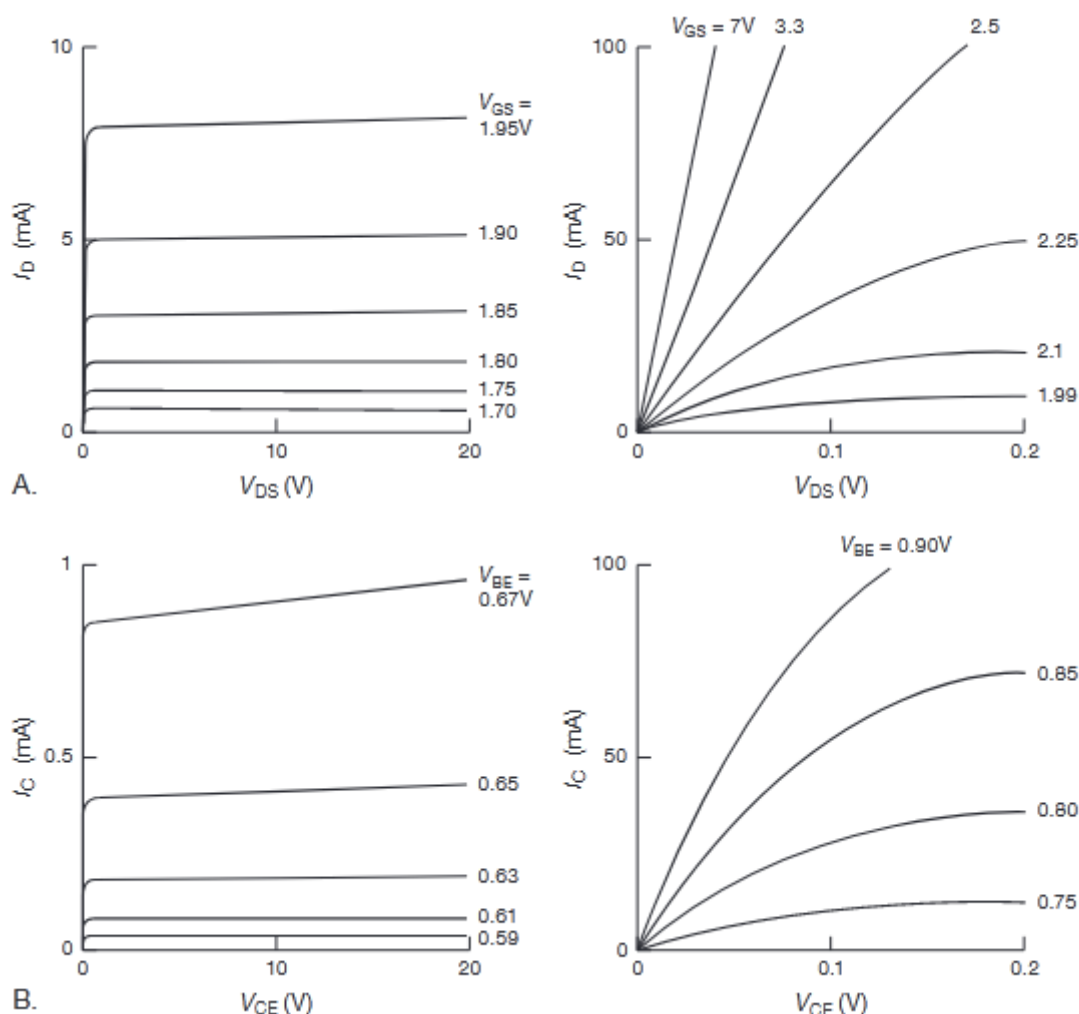
3.1.1 FET xarakteristikalari

FETlar bilan dastlab to‘qnashganlar, ularning turlarini ko‘rib esankirab qolishi mumkin. Haqiqatan ham, turlari: tranzistorning kanallari (n- kanalli va p- kanalli), kanalni izolyasiya qilish usuli (yarim-o‘tkazgichli teskari pn- kontakt –JFET va oksidli izolyasiya – MOSFET) va kanaldagi zaryad tashuvchilarni ko‘paytirish yoki siyraklashtirish bilan tranzistorni boshqarish usuliga qarab, nihoyatda ko‘payib ketgan. Sakkizta imkoni bor konstruksiyadan oltitasi yaratilishi mumkin va beshtasi amalda bor. Shu beshta tranzistor turidan to‘rttasi asosiy ahamiyatga ega. Agar biz tranzistorlarning bir turi ishlatilishini ko‘rib chiqsak, avval faqat bipolyar tranzistorlarni npn turi ishlatilishi ko‘rganimiz kabi, ularni yaxshi tushinib olishimiz mumkin. Lekin FETlar oilasi daraxtini tushinib olishda biroz qiyinchilik bo‘ladi.

A. FETlarning volt-ampere xarakteristikalari

Avval, npn –turidagi bipolyar tranzistorning analogi bo‘lgan, n – kanalli, kanal o‘tkazuvchanligi zaryad tashuvchilari bilan boyitilish hisobiga ishlaydigan, MOSFETlarni ko‘rib chiqaylik (3.1-rasm). Normal holatda ishlaganida oqava (*draine* $\approx$ kollektor) manbadan (*source* $\approx$ emitter) potentsiali musbatroq bo‘ladi. Boshqaruv elektrodi (*gate* $\approx$ baza) sourcega nisbatan musbat potentsialga ega bo‘lmaguncha kanaldan tok oqmaydi. SHunda boshqaruv elektrodi “to‘g‘ri siljirilgan” bo‘lib drain toki paydo bo‘lib, zaryadlar (elektronlar) sourcedan manbaga qarab oqadi. 3.2-rasmdagi MOSFETning volt-ampere xarakteristikasi drain tokining I_D V_{DS} drain-source kuchlanishiga bog‘liqligi gateda mavjud bir necha V_{GS} kuchlanishlar uchun ko‘rsatilgan. Taqqoslash uchun oddiy npn turidagi bipolyar tranzistorning kollektor volt-ampere xarakteristikalari $I_C = f(V_{CE})$ keltirilgan. n- kanalli MOSFET bilan npn turidagi bipolyar tranzistor orasida ancha o‘xshashliklar mavjud ekanligi ko‘rinib turibdi.

npn- tranzistorlarga o‘xshab FET ning draini yuksaluvchi impedansga ega bo‘lgani tufayli V_{DS} bir yoki ikki voltdan katta bo‘lgan qiymatlari uchun drain toki deyarli o‘zgarmaydi. FET xarakteristikalarining bu qismi noo‘rin “to‘yingan” deb nomlangan bo‘lib, bipolyar tranzistorlarning “aktiv” ish rejimiga to‘g‘ri keladi. Bipolyar tranzistorlarga o‘xshab, FETlarda kattaroq V_{GS} siljitish kuchlanishi kattaroq I_C drain toki yaratadi. Bipolyar tranzistorlarga nisbatan FET o‘zini ideal *transconductance* qurilmasidek tutadi (konstanta V_{GS} uchun I_C drain toki ham konstanta bo‘ladi); Ebers –Moll tenglamasiga muvofiq bipolyar tranzistorlar ideal *transconductance* qurilmasi sifatida ishlaydi, ammo bunday ideallik Early effekti (§2x.8) ta’sirida buziladi. Bunda FETlar ideal *transconductance* qurilmasi tabiatidan chekinish ko‘rinadi, ularning chiqish drain qarshiligi r_0 ($1/g_{os}$, §3.3.2 va §3x.4ni ko‘ring) cheklangan qiymatga ega bo‘ladi. Shu joyga kelguncha FET npn tranzistorga o‘xshab keldi. Endi ularni sinchiklab, chuqurroq solishtirib ko‘raylik. Birinchidan, tok bo‘yicha FET normal toklar ko‘lamidan yuqoriga chiqqanida, to‘yingan drain tokining qiymati, gateidagi kuchlanish (V_{GS}) ko‘tarilganida, arzimagan qiymatga ko‘payadi. Aslida, drain toki $(V_{GS} - V_{Th})^2$ ga proporsional bo‘ladi,

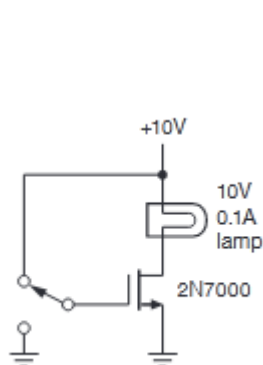


3.2 – rasm. MOSFET va tranzistorning volt-ampere xarakteristikalar. A. VN0106 n-kanalli MOSFET: V_{GS} turli qiymatlari uchun $I_D = f(V_{DS})$. 2N3904 npn tranzistor: turli qiymatdagi V_{BE} uchun $I_C = f(V_{CE})$

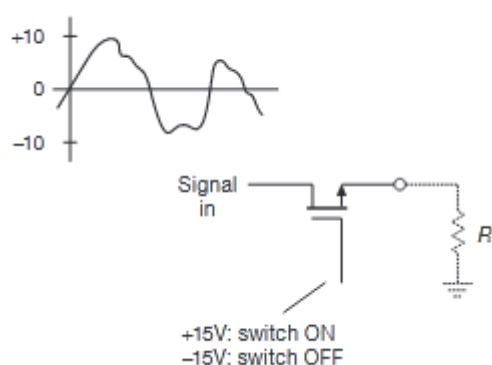
bunda V_{Th} - boshqaruv elektrodining ostona (kanalni ochadigan) kuchlanishi. Yuqorida volt-ampere xarakteristikalar keltirilgan FET uchun gateidagi kuchlanish $V_{Th} = 1.63$ V qiymatiga etganida (3.2-rasm) drain toki oqa boshlaydi. Drain tokining *gate*idagi kuchlanishga bunday sust kvadratik funksional bog'liqligi Ebers – Moll tenglamasiga muvofiq bo'lgan eksponensial keskin bog'liqlikdan farq qiladi. Ikkinchidan, *gate*ning toki nolga teng, demak FET tok kuchaytirgichi bo'la olmaydi. Buning o'rniga FETni, *gate*idagi kuchlanish bilan drain toki boshqariladigan, *transconductance* qurilmasi deb qabul qilishingiz, bipolyar tranzistorlar uchun Ebers – Moll tenglamasini qo'llaganimizdek, to'g'ri bo'ladi; g_m *transconductance* kattaligini oddiy i_d/v_{gs} nisbati shaklida ifodalasak bo'ladi (kichik harflar bilan ifodalangan kattaliklar "kichik signal" o'zgarishlarini ko'rsatadi: misol uchun $i_d/v_{gs} = \delta I_d / \delta V_{gs}$). Uchinchidan, MOSFETning *gate*i kanaldan to'liq izolyasiyalangan bo'lgani tufayli, undagi kuchlanish *source*ga nisbatan kam deganda 10 volt musbat (manfiy) bo'lishi mumkin (bipolyar tranzistor va JFETlarda boshqaruv elektrodidagi "diod" o'tkazuvchanligi sababli bunday qilib bo'lmaydi). Va nihoyat, FET va bipolyar tranzistorning volt-ampere xarakteristikalaridagi chiziqli boshlang'ich qismlari o'zaro farq qiladi. FET bu joyda, manfiy V_{DS} kuchlanishlarda ham, aniq rezistor funksiyasini bajaruvchi rezistor sifatida ishlatilishi mumkin. FETning bu xususiyati juda foydali, chunki kanalning ekvivalent qarshiligi bunda *gate*idagi kuchlanish bilan boshqariladi.

B. Ikki misol

FETlar biz uchun ko‘p qiziqarli ma’lumotlarga ega. Ularning ichiga sho‘ng‘ib ketishdan avval ikkita kommutatsion sxemani ko‘rib chiqaylik. 3.3-rasmda 2.5-rasmda keltirilgan, tranzistorli kommutatorning (kalitning) FETli analogi keltirilgan. Cho‘g‘lanma lampa yongandan so‘ng qarshiligini o‘zgartiradi va manbadan olgan quvvati ham muvofiq o‘zgaradi. Tranzistorli kommutatorlarda lampa yuklama bo‘lib, kollektor toki bilan manbalanadi. Kollektor toki, tranzistorning baza toki hamda, tokni kuchaytirish koeffitsientiga bog‘liq bo‘ladi va kommutator sxemasida ishlatilgan tranzistorning shu β koeffitsientining eng kichik qiymatini hisobga olish kerak bo‘ladi. FETlarda yig‘ilgan kommutatorlarda bunday muammolar yo‘q. FETni ochish uchun uning, katta qarshilikka ega bo‘lgan, gateiga manba kuchlanishini to‘liqligicha berishimiz mumkin. Ochilgan FET kanalining qarshiligi, lampa qarshiligiga nisbatan, ancha kichik bo‘lgani tufayli, uning drain elektrodi deyarli yerga ulangan bo‘ladi; MOSFETning ochiq holatidagi qarshiligi $R_{ON} < 0.1\Omega$. Biz uchun bu juda qulay sharoit.



3.3-rasm. MOSFET kalit



3.4-rasm. MOSFETdagi analog kommutator

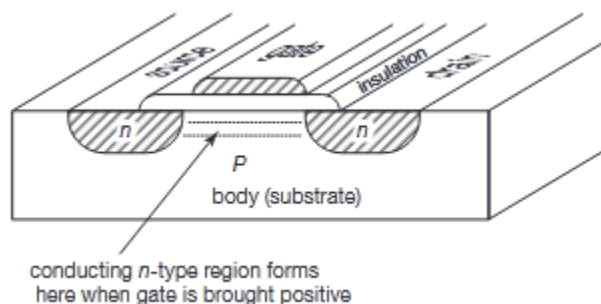
Bu sxemani biz talabalarga elektronika kursimizda namoyish etamiz, ammo gatega ketma-ket rezistor ulaymiz. Talabalar, bu rezistorning qarshiligi $10\text{ M}\Omega$ ekanligini ko‘rib hayratlanishadi, chunki bipolyar tranzistorning “bettasi” bunda, kam deganda, 100,000 bo‘lishi mumkin ediku. Talabalarni yanada hayratga soladigan hodisa: gate dagi kuchlanish olib qo‘yilganidan keyin ham lampa yongan holda qolavergani bo‘ldi; gatega berilgan kuchlanish uning sig‘imini zaryadlab qo‘yganligi tufayli, kuchlanish olib qo‘yilgandan keyin ham MOSFETni ochiq holatida ushlab turib, bir soatli leksiya davomida lampa yonib turishini ta’minladi. Ya’ni sig‘imdagi potensial tranzistorni ochiq holda ushlab turgan². Demak, gate toki pikoamperlardan ham kichik bo‘lar ekan! 3.4-rasmda, bipolyar tranzistorda yaratishning mutlaqo iloji yo‘q bo‘lgan, FET “analogli kommutatori”³ keltirilgan. Bu sxemaning ideyasi FETni boshqarish kuchlanishi bilan ochib, analog signal manbaini yuklamaga ulashdan iborat. Boshqaruv kuchlanishi bo‘lmagan holda FET yopiq va yuklamaga analog signal o‘tmaydi. FET ochiq bo‘lishi uchun gatega, potentsiali barcha kirish signallarning eng manfiy qiymatidan ham manfiy bo‘lgan, kuchlanish berish kerak, yopiq bo‘lishi uchun muvofiq musbat kuchlanishi beriladi (bunday narsalarni qilishga keyinchalik ko‘p sabablar ko‘ramiz). Bipolyar tranzistorning bazasi emitter va kollektor bilan diod shaklini tashkil qilganligi sababli, analog signallarni kommutatsiya qila olmaydi. MOSFET solishtirish uchun juda samarali, uning gateiga kuchlanish bersa bas⁴.

² Gate sig‘imi, unga berilgan kuchlanishning oxirgi qiymatini “eslab” qoladi. Shu tufayli siz kommutatorni ulangan, o‘chirilgan va, hatto, lampani yarim yorishgan holda ham qoldirishingiz mumkin. Bu holati gatedagi kuchlanish o‘zgarib tursa ham saqlanib qoladi.

³ “linear switch” “chiziqli kommutator” deb ham nomlashadi.

⁴ Adolat yuzasidan aytish kerakki, biz bu sxemani soddalashtirib talqin qildik, ya’ni gate-kanal sig‘imining ta’siri hamda signal tebranishidagi

R_{ON} qarshiligining o'zgarishlarini hisobga olmadik. Analogli kommutatorlar to'g'risida keyinchalik gapiradigan gapimiz ko'p.



3.5-rasm. n-kanalli "lateral" MOSFET

3.1.2 FET turlari

A. n-kanalli va p-kanalli

Endi oila uchun tekin. Birinchidan, FETlar bipolyar tranzistorlarga o'xshab qutbligi ikki xilda ishlab chiqariladi. N-kanalli MOSFETning oynakda aks etgan egizagi p-kanalli MOSFET bo'ladi. Ularining xususiyatlari, pnp tranzistorlarga o'xshab, simmetrik bo'ladi: drain source ga nisbatan manfiyroq bo'ladi, gate kuchlanishi source kuchlanishiga nisbatan bir yoki ikki voltga manfiyroq bo'lganida drain toki oqa boshlaydi. Simmetriyalikni to'liq deb bo'lmaydi, chunki tokni tashkil qiluvchi zaryadlar elektronlar emas, balki kovaklar (holes). Bilamizki, kovaklarning harakatlanish tezligi elektronga nisbatan past va yashash muddati oz bo'ladi⁵. Natijada eslab qolish kerak – r-kanalli FETlar unchalik yaxshi ishlamaydi, ishlaganida ham gateining ostona kuchlanishi kattaroq bo'ladi, R_{ON} qarshiligi ham katta va to'yingan holatidagi toklari kichik bo'ladi.⁶

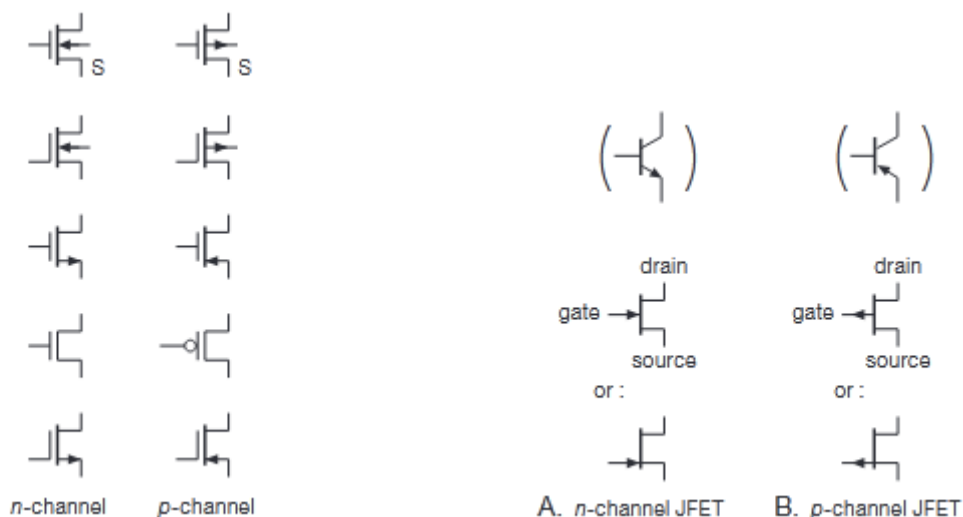
B. MOSFET, JFETlar

MOSFETlarda ("Metal-Oxide-Semiconductor Field –Effect Transistor") gate qismi, o'tkazuvchan kanaldan yuqa dielektrik SiO_2 (shisha) bilan ajratilgan bo'ladi (3.5-rasm.). Metal yoki boyitilgan kremniydan bo'lgan gate source-drain zanjiridan to'liq izolyasiya qilingan va uning kirish qarshiligi $>10^{14}\Omega$. Shu kanal o'tkazuvchanligini faqat elektr maydon bilan boshqarishga imkon beradi. MOSFETlar ba'zan insulated –gate FET- gatei izolyasiyalangan.

Bular, tranzistor ishlashini ko'rsatuvchi, yarimo'tkazgich materiallarining parametrlari bo'ladi. "Komplementar juft" deb nomlanadigan tranzistorlar (n-kanalli va p-kanalli qismlarida kuchlanish va tok bir xil qiymatlarga ega bo'ladi) yaratilganida, r-kanalli tranzistor qismining yuzasi kengroq qilib olinadi va shu bilan n-kanalli tranzistori bilan parametrlari muvofiqlashtiriladi. R-kanalli tranzistorlarning *datasheet*ini qarasangiz, sig'implari kattaroq ekanligi ko'rishingiz mumkin.

FET yoki IGFET deb nomlashadi. Gatni izolyasiyalagan dielektrik qoplama juda yuqa bo'ladi, uning tipik qalinligi yorug'lik nurining to'lqin uzunligilar kichik bo'ladi va tipik katta quvvatli MOSFETlarda ± 20 V gate kuchlanishiga chidab bera oladi (kichik kuchlanishda ishlaydigan kichik quvvatli MOSFETlarda bu kuchlanish qiymati kichik bo'ladi). Gatedagi kuchlanish sourcega nisbatan musbat va manfiy bo'lishi mumkin va shunda gate zanjirida hech qanday tok oqmasligi MOSFETlarni ishlatilishini ancha osonlashtiradi. Ammo ular statik elektr zaryadiga juda sezgir bo'ladi: Mosfetni barmog'ingizni tekkaib ishdan chiqarishingiz mumkin.

⁵ R_{ON} qarshiligining o'zgarishlarini hisobga olmadik. Analogli kommutatorlar to'g'risida keyinchalik gapiradigan gapimiz ko'p.



3.6-rasm. MOSFETlarning shartli belgilari.

3.7-rasm. JFETlarning shartli belgilari: A. n-kanalli JFET.
B. p-kanalli JFET

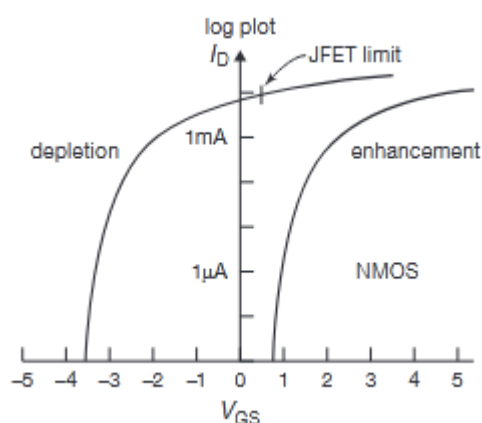
3.6-rasmda MOSFETlarning shartli belgilari keltirilgan. Ortiqcha to'rtinchi terminal uning yarimo'tkazgichli "asosidan" chiqarilgan bo'ladi. Yarimo'tkazgichli asos kanal bilan diod shaklini hosil qilishi, ular oralig'ida bo'lishi mumkin bo'lgan kuchlani uni o'tkazuvchan holatga o'tkazmasligi kerak. Odatda bu terminal source terminaliga yoki sxemaning, potentsiali manfiyroq n-kanalli MOSFET va (musbatroq) p-kanalli Mosfet uchun, bo'lgan nuqtasiga ulab qo'yilgan bo'ladi. Ko'p hollarda asos terminali ko'rsatilmaydi; injenerlar ba'zi hollarda simmetrik gateli tranzistorlardan foydalanishadi. Bahtga qarshi, siz sourceni draindan farqlay olmaysiz; yomoni, siz MOSFET n-kanalli yoki p-kanalli ekanligini aytib bera olmaysiz! Bu kitobda biz, odatdagi bo'lmasa ham, bir ma'noni bildiruvchi va sodda ko'rinishga ega, shartli belgilarning quyidagisini ishlatganmiz⁶. JFETlarda (Junction Field- Effect Transistor) gate ostida joylashtirilgan kanal bilan yarimo'tkazgichli kontakti hosil qiladi. Buning bir muhim hosilasi bor: JFET gateini kanalga to'g'ri ulab bo'lmaydi, aksincha gate toki oqa boshlaydi. Misol uchun, agar n-kanalli JFETning gatei kanalning manfiyroq tomoniga (odatda bu source bo'ladi) +0.6 V kuchlanish beriladigan bo'lsa terminaddar oralig'ida hosil bo'lgan diod tok o'tkaza boshlaydi. Shu sababli, gate kanalga (sourcega) nisbatan teskari ulangan diod funksiyasida ishlashi kerak va gate zanjirida tok bo'lmasligi kerak. JFETlarning sxemalarda keltiriladigan shartli belgilari 3.7-rasmda keltirilgan. Yana bir marta, tranzistorning sourcehini oson ajratish uchun biz rasmning quyidagi shartli belgilarni hush ko'ramiz (kichik quvvatli JFET va integral sxemalardagi MOSFETlarning shartli belgilari simmetrik joylashgan gate bilan bo'ladi, katta quvvatli MOSFETlarda gateasimmetrik joylashgan bo'lib, ichki sig'im va shikastlantiruvchi kuchlanishi bilan farqlanadi).

C. Kanalni zaryadga boyitish (enhancement) va zaryadlarni siyraklatish (depletion)

Bobni boshlab bergan n – kanalli MOSFETning gateining potentsiali nol (yoki manfiy) bo'lganida kanali yopiq bo'lib, tok o'tkazmaydi, tranzistorni o'tkazuvchanlik holatiga o'tkazish uchun sourcega nisbatan gateiga musbat kuchlanish berish kerak bo'ladi. FETlarning bu turi *enhancement mode* deb nomlanadi. Bularda tranzistor kanali gatedagi kuchlanish bilan zaryadlarga boyitiladi. n – kanalli MOSFETning boshqa bir turida kanal qo'shimchalarga boyitilgan yarimo'tkazgich materialidan yaratilgan bo'ladi. Bu turdagi tranzistorlar gateining potentsiali nol bo'lsa ham kanal tok o'tkazaveradi

⁶ Odatdagi amaliyotda logika loyihachilari shartli belgilarning quyidan ikkinchi qatorda joylashganini ishlatishni hush ko'rishadi, ammo katta quvvatli MOSFETlarni ishlatuvchilar ro'yxatning ustidan ikkinchi qatorda joylashgan shartli belgilarni ishlatishadi.

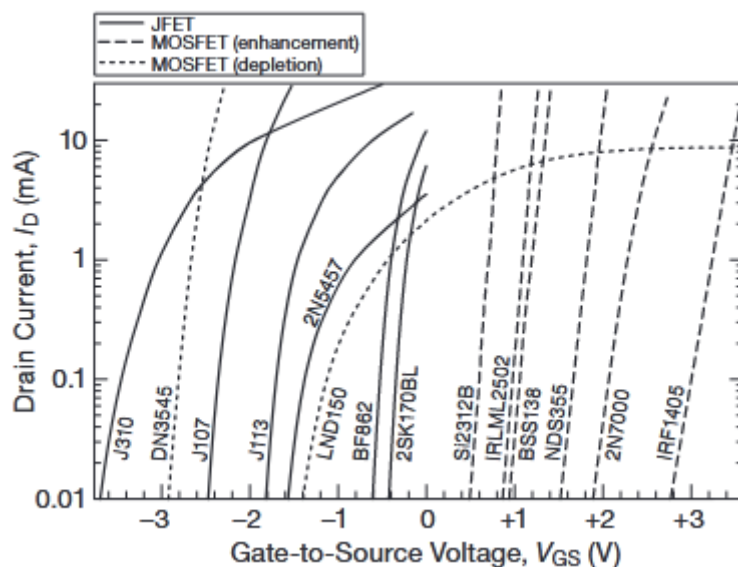
va kanalni yopish uchun gate bir necha volt kuchlanish bilan teskari siljilishi kerak bo‘ladi. FETlarning bu turi *depletion mode* deb ataladi. Ularda kanalning o‘tkazuvchanligi unda mavjud bo‘lgan zaryadlarning soni gatega berilgan teskari kuchlanish bilan siyraklashtiriladi. MOSFET larning gatei kanalda izolyasiya qilingan bo‘lgani tufayli, unga musbat va manfiy qutbli kuchlanish berish mumkin. Demak, MOSFET yuqorida keltirilgan ikki rejimda ishlashi mumkin ekan. Ammo JFET-larda mavjud gate-kanal diodi ularni faqat depletion mode rejimida ishlatishga mikon beradi xolos. Bu farqni ravshanlashtirish uchun 3.8- va 3.9-rasmlarda keltirilgan volt-ampere xarakteristikalariga e‘tibor bering. *enhancement mode* qurilmasi gateiga sourcega nisbatan musbat kuchlanish berilmaguncha tok o‘tkazmaydi (bular n-kanalli FETbo‘ladi), *depletion mode* rejimida ishlaydigan qurilma gate kuchlanishi source kuchlanishi bilan bir xil bo‘lgan holda deyarli o‘zining maksimal drain tokini o‘tkazishga qodir. Bir hisobda bu ikki kategoriya ham sun‘iy bo‘lib ko‘rinadi, chunki ikki xarakteristika ham bir xil, faqat V_{GS} o‘qi bo‘yicha surilgan xolos. Aslida, bu ikki qurilmaning oralig‘idagi bo‘lgan MOSFET yaratsa bo‘ladi. Ammo sxemotexnikaga kelganda, bu farq ahamiyatli bo‘ladi. Ahamiyat bering, JFETlar faqat *depletion mode* qurilmasi bo‘lishi mumkin, chunki uning gateining potentsiali source potentsialidan 0.5 Vdan ko‘pga musbatroq bo‘lishi mumkin emas (n-kanal uchun), aksincha gate – source diodi o‘tkazuvchan holatga o‘tib qoladi. MOSFETlar *enhancement* va *depletion* bo‘lishi mumkin, ammo amalda asosan *enhancement* turi bo‘lib, *depletion* MOSFETlar ozgina aralashgan bo‘ladi⁷.



3.8- rasm. JFET (depletion-mode) va MOSFET (enhancement-mode) tranzistorlarning o‘tish xarakteristikalarini [$I_D = f(V_{DS})$]. 3.19-rasmda keltirilgan real xarakteristikalarni ham ko‘ring.

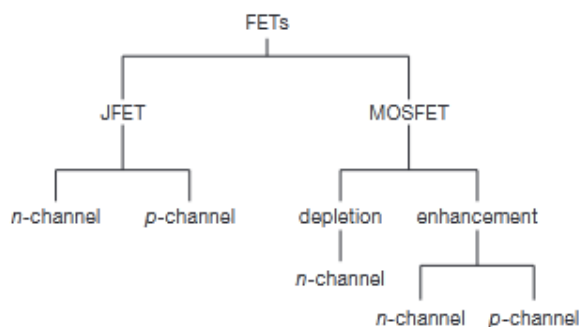
Sizni asosan (a) depletion-mode JFET va enhancement-mode MOSFET lar qiziqtirishi kerak. Shu ikki tur tranzistorlar n-kanalli va p-kanalli variantlarda ishlab chiqariladi.

⁷ n-kanalli Ga As “qo‘sh-gateli” FETlar kaskod sxemasida radiochastotalarda ishlatiladi, yuqori voltli depletion-mode MOSFETlar ham bo‘ladi (misol Supertex lateral LND150 yoki vertikal DN3435, yana oltita ishlab chiqaruvchining shunga o‘xshash mahsuloti).

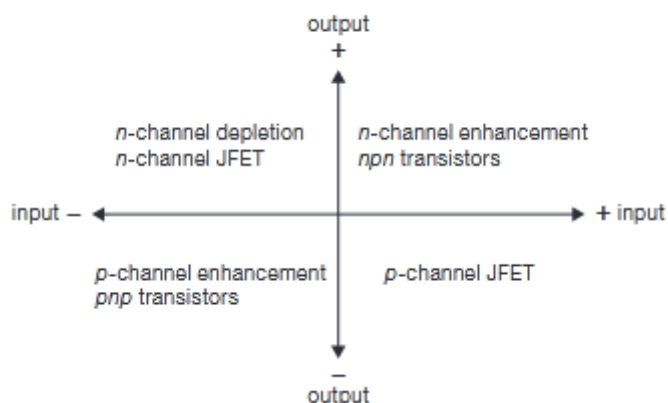


3.9-rasm. 3.8-rasmda keltirilgan xarakteristikalarining tahminiy eskizini real xarakteristikalar bilan solishtirish uchun: n – kanalli JFETlarning [$I_D = f(V_{DS})$].

3.1.3 Universal FETlarning xarakteristikalari



3.10-rasm. FET oilasining daraxti



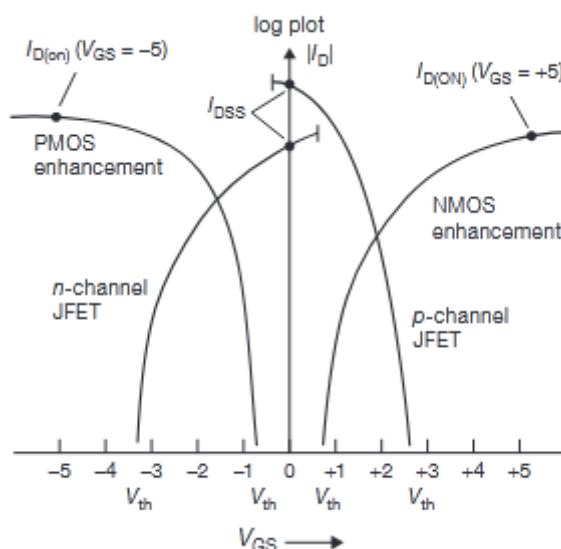
3.11-rasm. Tranzistorlarning “qutbli xaritasi”

FETlar oilasining daraxti (3.10-rasm) va kirish-chiqish kuchlanishlarning (source yerga ulangan) tranzistorlarning farqlanishini osonlashtiradi. Qutblar xaritasining kvadrantlariga kiritilgan turli qurilmalar (nnp va pnp bipolyar tranzistorlar ham) aktiv rejimida ishlab turgan holdagi kirish va chiqish

kuchlanishlarining qutblari ko'rsatilgan, shunda ularning sourcei (yoki emitteri) yerga ulangan. Besh turdagi FETlar xarakteristikalarini xotirangizda saqlab qolishning keragi yo'q, chunki ular asosan bir xil bo'ladi. Birinchidan, source terminali yerga ulangan FETni ishga tushirish uchun (tok o'tkazadigan holatga o'tkazish uchun) uning gate terminalidagi kuchlanishni aktiv drain manbai kuchlanishi "tomon" o'zgartirish kerak bo'ladi. Besh turdagi FETlar va bipolyar tran-zistorlar uchun ham ana shu qoida to'g'ri keladi. Misol uchun, n – kanalli JFET (depletion mode bo'lishi kerak) tranzistorining drain manba kuchlanishi, barcha n-turdagi qurilmalaridagidek, musbat bo'ladi. Demak, bu tranzistorni ochish uchun uning gate terminalidagi kuchlanish musbat tomonga o'zgartirilishi kerak. Depletion mode qurilmalarning nozik joyi: drain tokini nolga tushirish uchun uning gate terminaliga teskari (manfiyroq) kuchlanish berish kerak, enhancement-mode qurilmalarning drain tokini nolga tushirish uchun bo'lsa, gate terminalining kuchlanishi nol bo'lsa kifoya. Ikkinchidan, source va drain terminallar deyarli simmetrik bo'lgani tufayli, bu terminallardan har biri effektiv source sifatida ishlatilishi mumkin (faqat katta quvvatli MOSFETlar bundan istisno, chunki ularning source terminali tranzistor ichida yarimo'tkazgichli asosga ulangan bo'ladi). FETni ishlatmoqchi bo'lib, ishlash rejimini hisoblamoqchi bo'lsangiz, uning source terminali aktiv drain manбайдan doim "uzoqda" bo'lishi kerakligini esda tuting. Misol uchun, aytaylik, FETni signal liniyasiga ulashingiz kerak, liniyada bo'lsa signal musbat va manfiy bo'lishi mumkin va, odatda, liniya FETning drain terminali qilib tanlanadi. Agar kommutator n-kanalli MOSFET bo'lsa (demak enhancement-mode) uning (off holatidagi) drain terminalida manfiy kuchlanishlar bo'lishi ximoli bo'lsa, shu kuchlanish gate terminali uchun tranzistorni ochish maqsadida kerak bo'lgan kuchlanishni hisoblashga asos bo'ladi. Demak, tranzistorni yopish uchun, uning manfiy gate kuchlanishi signal tarkibidagi eng katta manfiy kuchlanishdan katta bo'lishi kerak bo'ladi. 3.12-rasmda FETlarning muhim xarakteristikalari keltirilgan. Bunda ishlatilgan standart shartli belgilar tranzistorlarning to'yinganlik holatidagi tok va to'liq yopilgan holatidagi kuchlanishlarni ko'rsatish uchun ishlatilgan. JFET tranzistorining gate terminadi source terminaliga ulangan holdagi drain toki spetsifikatsiyalarda I_{DSS} belgisi bilan ko'rsatiladi va shu tokning maksimal qiymatiga yaqin bo'ladi. (I_{DSS} tranzistorning gate terminali source terminaliga ulangandagi drain tokini bildiradi. Butun bob matni bo'ylab bu shartli belgini uchratasiz, uning ko'rsatgichidagi ikkita harf juft terminallarni, uchinchi harf bo'lsa holatni ko'rsatadi). Enhancement-mode MOSFETda ana shu parametr $I_{D(ON)}$ shartli belgisi bilan ko'rsatiladi (ma'lum to'g'ri gate kuchlanishi uchun beriladi) (" I_{DSS} " barcha enhancement-mode qurilmalarida nolga teng). JFETlarda drain tokini nolga⁸ tushiradigan gate-source kuchlanishi "gate-source cutoff voltage", $V_{GS(OFF)}$ deb ataladi va muvofiq belgilanadi yoki ba'zi hollarda "pinch-off voltage", V_p deb ham atashadi, qiymatlari – 1 V dan – 5 V gacha bo'ladi (r-kanalli tranzistorlarda musbat, albatta). Enhancement-mode MOSFETlar uchun analogik kattaliklar spetsifikatsiyalarda keltirilmaydi⁹; uning o'rniga "gate-source threshold voltage", $V_{GS(th)}$ parametri keltiriladi. Bu kuchlanishda drain toki kichik, ammo o'rnatilgan qiymatiga, tipik 0.25 mA tushadi. $V_{GS(th)}$ kuchlanishining tipik ko'lami 0.5 – 5 V bo'ladi, "to'g'ri" yo'nalishda bo'ladi, albatta.

⁸ Odatda 10nA qiymati tanlanadi; pinchoff kuchlanishini sinash sxemasi §4.3.4 da tushuntirilgan.

⁹ MOSFETning ideallashtirilgan "gate-source cutoff voltage" parametrini belgilashda biz V_{th} shartli belgisini ishlatamiz. Bu parametr bizning quyidagi izoxlarimizda kerak bo'ladi. Elektronika adabiyotida shu parametr V_T shartli belgisi bilan keltiriladi va "threshold voltage" – "ostona kuchlanishi" deb nomlanadi; ammo biz bu shartli belgini ishlatmaymiz, chunki V_T belgisi bilan Ebers-Moll tenglamasida "thermal voltage" temperatura kuchlanishini belgilash uchun ishlatganmiz $V_T = kT/q \approx 25mV$. Yana V_{th} kuchlanishini $V_{GS(th)}$ kuchlanishi bilan adashtirmang: V_{th} kuchlanishi $\sqrt{I_D} = f(V_{GS})$ funksiyasining ekstrapolyasiyasidan aniqlangan; uni datasheetlarda topmaysiz, ammo juda foydali parametr. Aksincha $V_{GS(th)}$ juda ham zarur bo'lgan parametr emas, ammo uni datasheetlarda topishingiz mumkin.



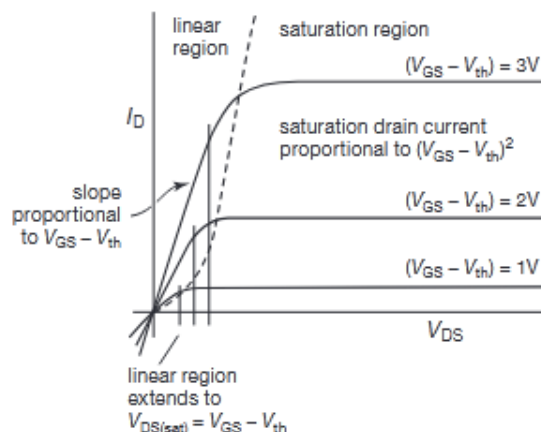
3.12-rasm. Gatening muhim tok va kuchlanishlari

FETlarning qutbliligini osonlikcha adashtirishingiz mumkin. Misol uchun, drain terminali source terminaliga nisbatan musbat bo‘ladigan n-kanalli qurilmalarda gate kuchlanishi musbat va manfiy bo‘lishi mumkin, ostona kuchlanishi bo‘lsa musbat (enhancement) va manfiy (depletion) bo‘ladi. Drain terminalining source terminaliga nisbatan manfiy bo‘lib ishlashi (ko‘p hollarda shunday bo‘ladi ham) muammoni yanada chigallashtiradi. Albatta, bu muammolar r-kanalli tranzistorlarda aksincha bo‘ladi. Bu noqulayliklardan holi bo‘lish uchun, agar boshqasi aniq ko‘rsatilmagan bo‘lsa, biz faqat n – kanalli qurilmalar to‘g‘risida gapiramiz. Shuningdek, MOSFETlarning deyarli barchasi enhancement rejimida ishlagani sababli shu joydan boshlab biz bu belgilanishlarni ishlatmaymiz.

3.1.4 FETlarning drain xarakteristikalari

Biz 3.2-rasmda n – kanalli enhancement-mode MOSFET VN0106 tranzistorida o‘lchab, aniqlagan $I_D = f(V_{DS})$ chiqish xarakteristikalarini keltirgan edik¹⁰. FETlar juda yaxshi transconductance qurilmasi ekanligini ana shu xarakteristikalaridan ko‘rishimiz mumkin (ya’ni, keltirilgan V_{GS} kuchlanishlari uchun I_D toklari deyarli konstanta desa bo‘ladi), faqat bundan kichik qiymatlardagi V_{GS} istisno, bu zonada tranzistor o‘zgaruvchan rezistordek ishlaydi (I_D toki V_{GS} kuchlanishiga proporsional). Shu ikki ishlash rejimida gate –source kuchlanishi bilan boshqarilgan tranzistor parametrlarini muvofiq Ebers-Moll tenglamasi bilan tushuntirish mumkin. Xarakteristikalarining ana shu ikki zonasiga sinchkovlik bilan ahamiyat beraylik; bu muhim mavzuga biz §3.3 da va 3x-bobda qaytamiz. 3.13-rasmda bizni qiziqtirgan situatsiya sxematik ko‘rsatilgan. Xarakteristikalarni ikki zonasida ham drain toki ($V_{GS} - V_{th}$) kuchlanishiga bog‘liq; bu kuchlanish qiymati, tranzistorning gate –source kuchlanishi uning ostona (threshold yoki pinch-off) kuchlanishidan qanchaga katta ekanligini bildiradi. Xarakteristikalarining chiziqli zonasida drain toki V_{DS} kuchlanishiga proporsional bo‘lgan joyi $V_{DS(sat)}$ kuchlanishigacha davom etadi, bu nuqtadan keyin drain toki deyarli konstanta qiymatida bo‘ladi. Chiziqli zonadagi xarakteristikaning qiyaligi I_D/V_{DS} gatedagi ($V_{GS} - V_{th}$) siljitish kuchlanishiga proporsional bo‘ladi. Buni ustiga, xarakteristika to‘yingan rejimga o‘tgan nuqtasidagi drain kuchlanishi $V_{DS(sat)}$ tahminan ($V_{GS} - V_{th}$) kuchlanishiga teng bo‘ladi va $I_{D(sat)}$ to‘yingan tok qiymatini ($V_{GS} - V_{th}$)² ga proporsional bo‘lishini ta’minlaydi, biz avval bilgan kvadratik qonun.

¹⁰ VN0106 tranzistori keng tarqalmagan. Uning xarakteristikalari, juda keng tarqalgan 2N7000 yoki BS170 (TO-92 korpusida) va 2N7002, BSS138 yoki MMBF170 (SMT korpusida) tranzistorlar xarakteristikalariga yaqin



3.12-rasm. FET tranzistorining chiqish xarakteristikalaridagi chiziqli va to‘yingan zonalari.

Quyida FETning drain toki formulalari keltirilgan:

$$I_D = 2k[(V_{GS} - V_{th}) - V_{DS}^2/2] \text{ (chiziqli zona)} \quad (3.1)$$

$$I_D = k(V_{GS} - V_{th})^2 \text{ (to‘yingan zona)} \quad (3.2)$$

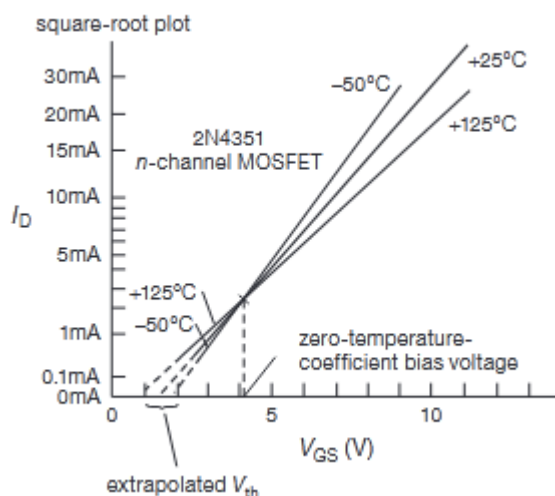
Agar biz $V_{GS} - V_{th}$ kuchlanishini (gate-source kuchlanishi ostona kuchlanishidan ortiqcha bo‘lgan qiymati) “gate drive” deb atasak, muhim natijalarni quyidagicha ifodalasak bo‘ladi (a) xarakteristikalarining chiziqli zonasida qarshilik gate drivega teskari proporsional bo‘ladi, (b) xarakteristikalarining chiziqli qismi drain –source kuchlanishi taxminan gate drive kuchlanishiga tenglashguncha davom etadi va (s) to‘yingan drain toki gate-drive kuchlanishining kvadratiga proporsional bo‘ladi. Bu tenglamalar yozilganida tranzistorning yarimo‘tkazgichli asosi source terminaliga ulangan deb qabul qilingan. Xarakteristikalarining chiziqli qismi tenglamaning V_{DS}^2 hadi hisobiga aslida chiziqli emas; keyinroq buni ko‘rsatuvchi sxemani ko‘ramiz. Tenglamadagi k koeffitsienti FETning geometriyasi, oksid sig‘imi va zaryad tashuvchilarning harakatchanligiga bog‘liq¹¹. Uning temperaturaga bog‘liqligi $k \propto T^{-3/2}$, uning o‘zi temperatura oshganida I_D toki kamayishiga sabab bo‘ladi. Ammo, V_{th} ham temperaturaga biroz bog‘liq (2-5 mV/°C); ko‘rsatilgan sabablarning umumlashtirilgan ta’sir effekti 3.14-rasmda keltirilgan $I_D = f(T)$ drain tokining temperaturaga bog‘liqligini aks etuvchi grafiklarda ko‘rsatilgan. Gate kuchlanishlari katta bo‘lganida k koeffitsientining temperaturaga bog‘liqligi sababli temperatura o‘sganida drain toki kamayadi. Demak, katta toklar rejimida ishlaydigan bir xil bo‘lgan FETlarni, tokni tashqi taqsimlovchi rezistorlarsiz, o‘zaro parallel ulaversa bo‘lar ekan (bipolyar tranzistorlarda “emitterlarni balanslovchi” rezistorlar, §3.6.3ga qarang)¹².

Bu manfiy koeffitsient tranzistorlarni qizib ketish natijasida ishdan chiqishidan saqlaydi, bunda pn-kontakt yuzasining bo‘laklari shikastlanishi boshlanadi (bu effekt “current hogging” deb nomlanadi). Bu effekt katta quvvatli bipolyar tranzistorlarning quvvatini cheklaydi, buni biz 9-bobda “ikkilamchi shikastlanish” hamda “beshikast ishlash ko‘lami” ko‘rib chiqamiz. Kichik drain toklarida (bunda V_{th} kuchlanishining temperatura koeffitsienti asosiy ta’sir etuvchi omil bo‘lib qoladi), I_D temperatura koeffitsienti musbat bo‘ladi va tokning ma’lum qiymatida temperatura koeffitsienti nolga teng bo‘ladi.

¹¹Bu k koeffitsientni matnda ko‘p uchratasiz. Ebers-Moll tenglamasida ishlatilgan Boltzman k konstantasi bilan adashtir-maslik shu k koeffitsientini ishlatdik. JFETlar uchun tuzilgan SPICE modelida bu parametrlar β bilan belgilangan (va V_{th} o‘rniga “VTO” ishlatilgan).

¹² Buni ehtiyotkorlik bilan qo‘llash kerak, ayniqsa oddiy katta quvvatli (“vertikal”) MOSFETlarni chiziqli sxemalarda ishlatganingizda. Bunda tranzistorlar manfiy temperatura koeffitsientining tokka ta’sir doyrasidan tashqarida ishlaydi- §3.5.1 va §3.6.3 ga qarang. Bunday sxemalarda (misol,katta quvvatli audiokuchaytirgichlarda) alternativa sifatida, stabillovchi manfiy koeffitsienti tufayli, “lateral”MOSFET ishlatish yo‘lga qo‘yilgan.

Bu effekt FETli op-amplarda, temperaturali dreyflarni kamaytirish uchun ishlatiladi, buni keyingi bobda ko'rib chiqamiz.



3.13-rasm. V_{th} “ostona kuchlanishi” I_D tokining kvadrat ildiz osti qiymatini drain tokining nolgacha tushgan qiymatlarida ekstrapolyasiya qilinib, aniqlanadi. FET to‘yingan rejida ishlaganida drain tokining temperatura koeffitsienti manfiy bo‘ladi.

A. Ostona osti ko‘lami

Yuqorida to‘yingan drain toklari to‘g‘risida aytgan fikrimizni juda kichik toklar uchun qo‘llab bo‘lmaydi. Bunday tok qiymatlari ko‘lami “subthreshold region” ostona osti ko‘lami deb ataladi, bunda kanal hali o‘tkazuvchan holatga o‘tmagan, ammo shunga qaramay km miqdordagi issiqlik elektronlari hisobiga kanalda kichik toklar mavjud bo‘ladi. Fizika yoki ximiyani o‘qigan bo‘lsangiz, drain tokining qiymati $V_{GS} - V_{th}$ kuchlanishlar farqiga eksponensial bog‘liq bo‘lishini (ma‘lum koeffitsienti bilan) extimol bilsangiz kerak. Biz MOSFETlar drain tokini, uning to‘qqiz ko‘lamida (1 nA dan 1Agacha), o‘lchab natijalarni 3.15-rasmda keltirilgan grafiklarda aks etdik. Grafiklarning drain tok 1 nA dan 1 mAgacha bo‘lgan qismida aniq eksponensial ko‘rinishga ega; bu ostona osti ko‘lamidan yuqorida grafik “normal” kvadratik ko‘rinishga o‘tgan. n- kanalli MOSFET tranzistorlaridan, sizga variabillikni namoyish qilish uchun (Supertex ning VN01 tranzistori, xarakteristikalari, keng tarqalgan 2N7000ga o‘xshagan) 20 namunasini tekshirdik (bir necha ishlab chiqaruvchilarning ikki yil davomida ishlab chiqqargan tranzistorlari), keyingi bo‘limga qarang. “Komplementar” VP01 (BS250 tranzistoriga o‘xshash) tranzistorlarining unchalik yaxshi bo‘lmagan (V_{th} , $I_{D(ON)}$) xarakteristikalariga ahamiyat bering. JFETlar ham shunga o‘xshash tabiatga ega ekanligini 3.16-rasmda keltirilgan eksperimental grafiklardan ko‘rishingiz mumkin (V_{GS} kuchlanishi teskari qutbli siljitish kuchlanishini albatta cheklaydi yoki maksimum to‘g‘ri siljitish kuchlanishi dioddagi kuchlanish tushuvidan kam bo‘ladi). $I_D \propto (V_{GS} - V_{th})^2$ formula bilan ifodalangan kvadratik zona drain tokining kvadrat ildiz osti qiymatlari gate kuchlanishiga bog‘liqligini aks etuvchi grafiklarda aniq ko‘rinadi; 3.14- rasm va keyinroq keltirilgan 3.51- rasimga qarang.

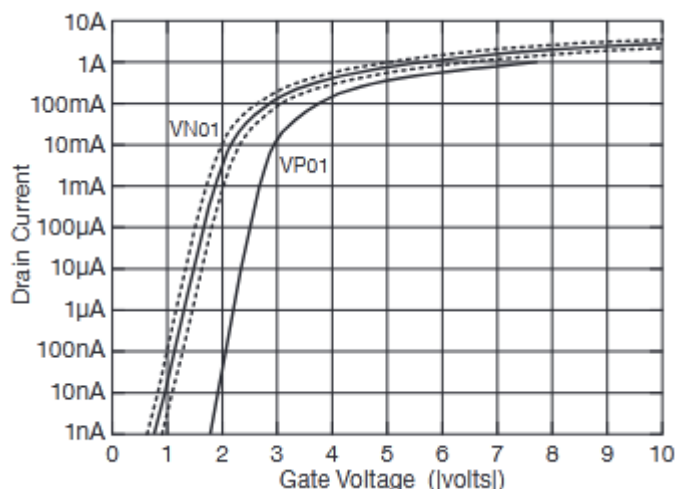
3.1.5 Ishlab chiqaruvchilar tomonidan qayd etilgan FET xarakteristikalarining ko‘lamlari

FETlarni turli sxemalarda samarali ishlatish uchun avval (I_{DSS} va $V_{GS(th)}$ kabi) bir nominaldagi FET namunalari parametrlarining ishlab chiqaruvchilar tomonidan qayd etilgan xillarini ko‘rib chiqaylik. Shunda FETlar to‘g‘risida o‘z tasavvurimizni yaratamiz. Baxtga qarshi, bipolyar tranzistorlarga nisbatan FETlar xarakteristikalarining ko‘lami ancha keng bo‘ladi, buni loyihachilar unutmashligi kerak. Misol uchun, 2N7000 (keng tarqalgan n- kanalli MOSFET) uchun $V_{GS(th)}$ ostona kuchlanishi 0.8 V dan 3Vgacha ($I_D = 1$ mA) bo‘ladi deb qayd etilgan va bu parametrlar npn – tranzistorlar uchun analogi

bo'lgan V_{BE} faqat 0.63- 0.83 V ($I_C = 1\text{mA}$ bo'lganida) ko'lamda bo'lishi mumkin. Quyidagi xarakteristikalar ko'lamiga nazar soling:

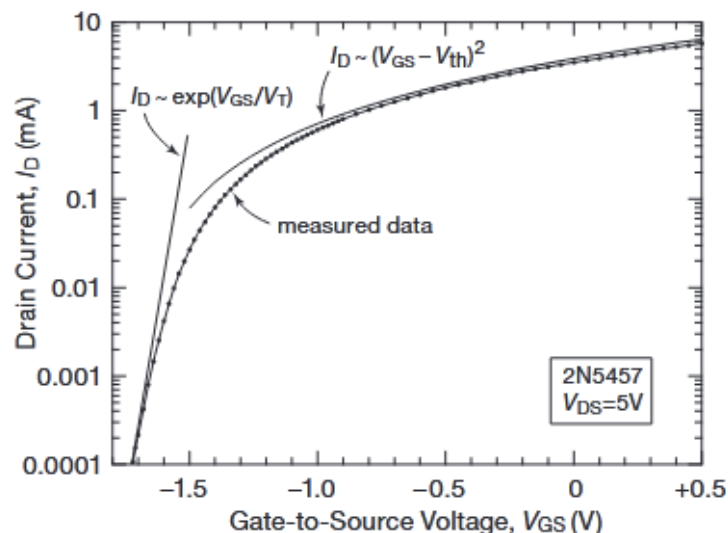
<i>Xarakteristika</i>	<i>Mavjud ko'lam</i>	<i>Keng tarqalgani</i>
$I_{DSS}, I_{D(ON)}$	1 mA – 100 A	x 5
$R_{DS(ON)}$	0.05 Ω - 10 k	x5
$g_m @ 1\text{mA}$	500 - 3000 μS	x5
V_P (JFETs)	0.5 – 10 V	5V
$V_{GS(th)}$ (MOSFETs)	0.5 – 5 V	2 V
$BV_{DS(OFF)}$	6 – 1000 V	
$BV_{GS(OFF)}$	6 – 125 V	

$R_{D(ON)}$ - FET to'liq ochiq bo'lganidagi drain-source qarshiligi (V_{DS} kichik qiymatlarda bo'lgan chiziqli qismi). Bu kattalik qiymati JFET larning boshqaruv elektrodi yerga ulanganda (nol potensial) va MOSFET lar uchun gate-source potentsiali 10 V bo'lganidagi qarshilik nazarda tutiladi. I_{DSS} va $I_{D(ON)}$ to'yinganlik toki (katta V_{DS} lar uchun) – tranzistor to'liq ochiq bo'lgan holatiga to'g'ri keladi. V_P (faqat JFET uchun) drain pinch-off- tokini kesib qo'yish kuchlanishi. $V_{GS(th)}$ (MOSFET uchun) – ostona kuchlanishi: kanalni ochuvchi boshqaruv elektrodidagi kuchlanish (kuchlanish shu qiymatga yetmaguncha kanal yopiq bo'ladi). BV – tranzistorni ishdan chiqaruvchi kuchlanish. Bu xarakteristikalardan ko'ramizki, gatei yerga ulangan JFET yaxshi tok manbai bo'lishi mumkin, ammo tokning qiymatini avvaldan aytib bera olmaysiz. Drain tokini anchaga o'zgartirish uchun V_{GS} anchaga o'z-garishi kerak va aksincha bipolyar tranzistor uchun ($\approx 0.6\text{ V}$) V_{BE} berilsa yetarli bo'ladi.



3.15-rasm. MOSFETlarning o'lchangan $I_D = f(V_{GS})$ xarakteristikalari. Nuqtali grafikda VN01 tranzistor parametrning cheklangan namunalari, qora chiziq bilan o'rtacha qiymatlari ko'rsatilgan. O'lchashlar 20ta MOSFETda bajarilgan.

$R_{D(ON)}$ - FET to'liq ochiq bo'lganidagi drain-source qarshiligi (V_{DS} kichik qiymatlarda bo'lgan chiziqli qismi). Bu kattalik qiymati JFET larning boshqaruv elektrodi yerga ulanganda (nol potensial) va MOSFET lar uchun gate-source potentsiali 10 V bo'lganidagi qarshilik nazarda tutiladi. I_{DSS} va $I_{D(ON)}$ to'yinganlik toki (katta V_{DS} lar uchun) – tranzistor to'liq ochiq bo'lgan holatiga to'g'ri keladi. V_P (faqat JFET uchun) drain tokini kesib qo'yish kuchlanishi. $V_{GS(th)}$ (MOSFET uchun) – ostona kuchlanishi: kanalni ochuvchi gateidagi kuchlani (kuchlanish shu qiymatga etmaguncha kanal yopiq bo'ladi).



3.16-rasm.n-kanalli 2N5457 JFETning $I_D = f(V_{GS})$ xarakteristikasining o‘lchangan beshta dekadasi. Ostoni kuchlanishlar ko‘lamida drain toki, bipolyar tranzistorlardek eksponensial bo‘lib, massstab faktori ham deyarli bir xil V_T (kT/q yoki xona haroratida 25.3 mV); kattaroq toklarda tobelik kvadratik shaklga o‘tadi (hisoblangan grafik aniqlik uchun +10%ga siljirilgan)

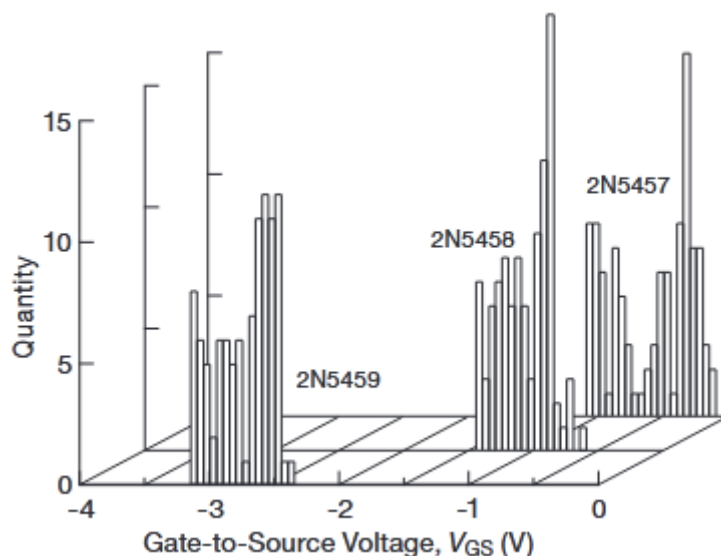
BV – tranzistorni ishdan chiqaruvchi kuchlanish. Bu xarakteristikalaridan ko‘ramizki, gatei yerga ulangan JFET yaxshi tok manbai bo‘lishi mumkin, ammo tokning qiymatini avvaldan aytib bera olmaysiz. Drain tokini anchaga o‘zgartirish uchun V_{GS} anchaga o‘zgarishi kerak va aksincha bipolyar tranzistor uchun (≈ 0.6 V) V_{BE} berilsa yetarli bo‘ladi. 3.17-rasmda oxirgi aytilganlar grafik shaklida ko‘rsatilgan: V_{GS} kuchlanishini drain toki 1 mA bo‘lganida, uchta keng tarqalgan JFET turlarida (2N5457-59 I_{DSS} qiymati bo‘yicha tanlangan) xar biri yuztadan namunalarda (ular juda arzon \$0.10 donasi) o‘lchadik. Har bir turda gate-source kuchlanishi 1V ko‘lamida bo‘lgan. Solishtirish uchun, bipolyar tranzistorlar uchun 8.44-rasmda keltirilgan grafiklarni ko‘ring; unda kuchlanishlar ko‘lami 10 -20 mV xolos.

A. Xarakteristikalarni o‘zaro muvofiqlashtirish

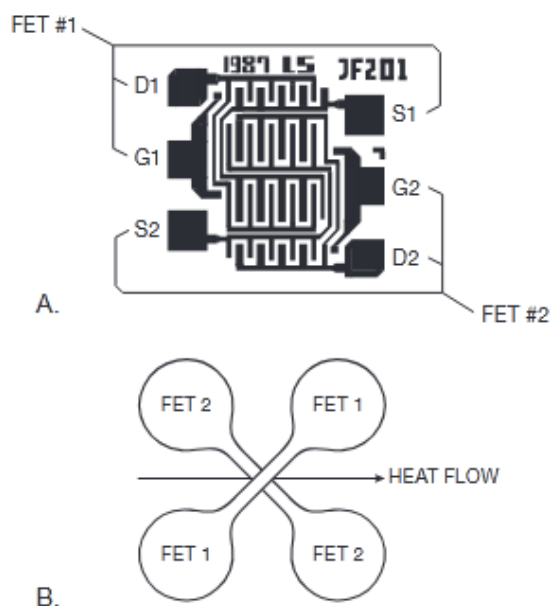
Yuqoridagi solishtirishlardan ko‘rinib turibdiki, kerakli drain I_D tokini o‘rnatish uchun zarur bo‘lgan V_{GS} kuchlanishining qiymati FET uchun ancha keng ko‘lamda bo‘lishi mumkin. Bunday FETlarda loyihalangan differensial kuchaytirgichda gateini siljitish kuchlanishi ham kattaroq bo‘ladi. Misol uchun, bir nominaldagi oddiy bipolyar tranzistorlarda bir qiymatdagi kollektor tokini ta‘minlab beradigan V_{BE} baza –emitter kuchlanishi 25 mVga farq qilishi mumkin. MOSFETlarda belgilangan qiymatdagi drain tokini ta‘minlash uchun gateidagi kuchlanish bir nominaldagi tranzistorlarda 1 V dan 2 V¹³ gacha farqlanishi mumkin. FETlar bir necha juda kerakli xarakteristikalariga ega bo‘lgani tufayli sanoatda ishlab chiqariladigan juft tranzistorlarda, ularni ishlatishdagi siljitish muammolarini hal qilishda, samarali natija beradi. Integral sxemalar loyihachilari interdigitation (to‘qilish) texnologiyasi (yagona yarimo‘tkazgich asosdan ikki qurilma birgalikda foydalanishi) va temperatura gradientlarini bartaraf qilish usulidan foydalanib, sxemaning ishlashini yaxshilashadi (3.18-rasm). Natija kutgandan ham a‘lo bo‘lgan. FETlar gatellarining siljitish masalasida bipolyar tranzistorlardan ancha qoniqarsiz bo‘lishiga qaramay, boshqa xususiyatlari tufayli differensial kuchaytirgichlarda keng qo‘llaniladi. Misol

¹³ Amalda anchagina yaxshi muvofiqlashtirilgan MOSFETlarni uchratganmiz, ba‘zilarining farqi atigi 50 mV ham bo‘lgan. Ammo, bir partiya tranzistorlardagi farqlar 3.41-rasmda ko‘rsatilganidek, bir necha yuz millivolt bo‘ladi. Agar sizga parametrlari o‘zaro muvofiq bo‘lgan tranzistorlar jufti kerak bo‘lsa (misol, bir necha tranzistorning parallel ulab, ishlatmoqchi bo‘lsangiz) xar birini alohida o‘lchab chiqishingiz kerak bo‘ladi.

uchun, eng yaxshi FET¹⁴ juftining siljitish potentsiallari farqi 0.5 mV va ularning temperaturadan o'zgarishi 5 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ (maks.) farq qilsa, yaxshi bipolyar tranzistorlar juftida tranzistorlar o'zaro muvofiq 25 μV va 0.3 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ qiymatlarga faqlanadi, qo'pol qilib aytganda, 20 barobar yaxshi.



3.17-rasm. 2N5457-59 seriyali 300 JFET tranzistorlarida V_{GS} kuchlanishini o'lchayverib ("Raqamli" o'lchashlar?) barmoqlarimizni suyagigachan yedirib yubordik (o'lchashlar $V_{DS} = 5\text{V}$ va $I_D = 1\text{mA}$ rejimida o'tkazildi). 8.44-rasmda keltirilgan analogik gistogrammalar bilan solishtirib ko'ring.



3.18-rasm. Tranzistorlarni o'zaro muvofiqlashtirish usullari. A. Interdigitation (Chiziqli integral sistemalarning mo'tadilligi). B. Temperatura gradientini yo'qotish.

Operatsion kuchaytirgichlar (universal, katta kuchaytirish koeffitsientiga ega operatsion kuchaytirgichlarning keyingi bobda ko'ramiz) shu ikki tur tranzistorlarda ham yaratilgan bo'ladi: yuqori aniqlik kerak bo'lgan joylarda bipolyar tranzistorlar (ichki tranzistorlarning V_{BE} kuchlanishlari o'zaro muvofiq

¹⁴ Shunisi achinarliki, bunday komponentlar ishlab chiqarilmay qo'yildi. Ammo tranzistorlarni muvofiqlashtirish san'ati hayot va op-amp sxemalarida unumli ishlatilib kelinadi. Ularda ishlatilgan eng yaxshi JFETlarning siljitish kuchlanishlari va temperatura koeffitsientlari muvofiq 0.1 mV va 1 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, ammo eng yaxshi bipolyar tranzistorli juftlarda muvofiq 0.01 mV va 0.1 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, ya'ni 10 barobar yaxshiroq.

bo'lgani tufayli) ishlatiladi, katta kirish qarshiligi kerak bo'lganida FET ishlatiladi (ularning kirishlari – FET ning gatelari orqali tok oqmagani tufayli). Misol uchun, qimmat bo'lmagan JFET kirishli LF411 tranzistorlar barcha operatsion kuchaytirgichlarda ishlatilgan bo'lib, kirish toki 50 rA va narxi \$0.6; mashhur MOSFET-kirishli TLC272ning narxi o'sha va kirish toki 1rA xolos! Bu operatsion kuchaytirgichlarni to'liq bipolyar tranzistorli operatsion kuchaytirgich LM324 bilan solishtirsak, uning kirish toki 45000 rA (45nA)¹⁵.

3.1.6 Asosiy FETli sxemalar

Endi biz FETli sxemalarni ko'rib chiqishga tayyormiz. Avval bipolyar tranzistorlarda yig'ilgan sxemalarni FETlarda yig'ilgan variantiga o'zgartirishga harakat qilishingiz mumkin. Lekin yangi sxemalar mukammalroq bo'lmagligi ham mumkin. Bu bo'lim ohirida biz FETlarning o'ziga xos bo'lgan yuqori samara beruvchi sifatlaridan foydalanib, yaratilgan sxemalarni, FETlar ishlatilganda yaxshiroq ishlaydigan sxemalarni hamda bipolyar tranzistorlarda mutlaqo yaratib bo'lmaydigan sxemalarni ko'rib chiqishni xohlaymiz. Buning uchun FET ishlatilgan sxemalarni kategoriyalarga bo'lib chiqish qulay bo'ladi. Quyida eng muhim sxemalarning ro'yxatini keltiramiz:

Yuqori impedansli/ kichik tokli sxemalar. Bufer yoki kuchaytirgichlarning ishlashini bipolyar tranzistorlarning baza toki va cheklangan kirish impedansi chegaralab turgan sxemalar. Bunday sxemalarni diskret FETlarda ham yaratish mumkin, ammo amalda FET asosida yaratilgan integral sxemalar ishlatiladi. Bunday integral kuchaytirgichlarda katta kirish qarshiligini ta'minlash maqsadida kirishida FETlar, qolgan qismida bipolyar tranzistorlar ishlatiladi, boshqa turdagi sxemalar to'liq FETlardan tashkil topgan bo'ladi.

Analogli signal kommutatorlar. MOSFET tengsiz analogli signallar kommutatori bo'lishi mumkin. Bu sxemani quyida ko'rib chiqamiz. Yana bir marotaba takrorlaymiz, diskret tranzistorlarda analogli signallar kommutatorini yig'ishni o'rniga “analog kalit”deb nomlangan integral sxemani ishlatish samaraliroq bo'ladi.

Raqamli logika. Mikroprotsessor, xotira va tezkor raqamli logikada asosan MOSFET ishlatiladi. Mikroquvvatli logikada faqat MOSFETishlatiladi. Integral sxemalarda ham MOSFETlar ishlatilishi boshlandi. FETlar BJTdan imkoni ancha ko'p ekanligini ko'ramiz.

Quvvat kommutatorlari. Bo'limga kirishda ko'rib chiqilgan kommutator sxemasining MOSFETda yig'ilgan varianti bipolyar tranzistordagi variantidan xarakteristikalari yaxshi ekanligini ko'rdik. Bu sxemalarda diskret FETlar ishlatiladi.

Qarshiligi o'zgartiriladigan rezistor; tok manbai. Chiqish volt-amper xarakteristikasining boshlang'ich, “chiziqli” qismida FETlar, kuchlanish bilan boshqariladigan rezistordek ishlaydi; tok “to'yingan” qismida bo'lsa kuchlanish bilan boshqariladigan tok manbaidek ishlatilishi mumkin. Tranzistorlarning bu xususiyatini o'zingizning sxemalaringizda ishlatishingiz mumkin.

Bipolyar tranzistorlarning o'rniga FETlarni ishlatish. FETlar, bipolyar tranzistorlar ham ishlatiladigan ossillyator, kuchaytirgich, kuchlanish regulyatorlari va radio chastotada ishlaydigan sxe-

¹⁵ Shunda bipolyar tranzistorlarning entuziastlari “yig'i-sig'i” qilib, superbetta tranzistorini baza tokini yo'q qilish sxemasi bilan ishlatib, kirish toki 25 rAgacha tushirsa bo'ladi, deb e'tiroz bildirishadi; ular, FETlarning kirish toklari (bu sizib chiqqan tok bo'ladi) temperaturadan keskin oshib ketadi, bipolyar tranzistorlarning kirish toklari (bu haqiqiy siljitish toklari bo'ladi) stabi va temperaturadan biroz kamayadi ham, deb e'tiroz ko'rsatishadi (3.48-rasmga qarang). FET entuziastlari bo'lsa shunda kulib, LMC6042 turidagi kirishi MOSFET bo'lgan kuchaytirgichning kirish tok 2 femtoamperku, deb javob qilishadi (0.000002 nA!).

malarda ishlatilishi mumkin. FETlarda yig'ilgan sxema kafolat bilan yaxshi ishlaydigan bo'lishi mumkin emas – ba'zi sxemalar yaxshi, boshqalari unchalik emas. Siz doim alternativ sxema to'g'risida ham o'ylashingiz kerak bo'ladi.

3.2 FETli chiziqli sxemalar

O'quvchi uchun izoh: bu va keyingi bo'limlarda (§§3.2 va 3.3) avval biz JFETlar asosida yaratilgan, tok manbai, qaytargich va kuchaytirgichlar kabi chiziqli sxemalarni ko'rib chiqamiz. Sizga, kirish qarshiligi juda katta bo'lgan kam shovqinli kuchaytirgich kerak bo'lsa JFETlar sizning do'stingiz (balki faqat o'zingizning do'stingiz) bo'ladi. FET kommutatorlaridan boshlab, to'g'ri MOSFETlarni o'rganishga kirishmoqchi bo'lgan o'quvchilar bu JFET materialarini¹⁶ tashlab, to'g'ri §3.4ga o'tib ketishi mumkin. Unda biz MOSFETlar asosiy bo'lgan, signal kommutatsiyasi, raqamli logika va quvvat kuchaytirgichlar kabi sxemalarni yoritishga kirishib ketamiz.

3.2.1 JFETlarning keng tarqalgan namunalariga qisqa sayohat

3.1-jadvalda keng tarqalgan n –kanalli JFETlarning kichik ro'yxati keltirilgan¹⁷. Bundan nimani olishingizni keling, ko'rib chiqaylik. Ro'yxatga faqat n –kanalli JFETlar kiritilgan. Ba'zi joylarda tranzistorlarni solishtirish uchun o'xshash xarakteristikalarini keltiramiz, misol uchun, r-kanalli 2N54-6062 tranzistorlarini n-kanalli 2N5457-59 tranzistorlari bilan; qo'shimcha misollarni ko'rmoqchi bo'lsangiz, 3.7-jadvalni ko'ring. Jadvalda keltirilgan JFETlar, I_{DSS} va $V_{GS(off)}$ parametrlari bilan o'zaro farqlanadigan, uch yoki to'rt namunalardan iborat bo'lgan, oilasi bilan birgalikda keltirilgan. Demak, jadval, parametrlarning keng ko'lamda o'zgarishlari sababli hosil bo'ladigan qiyinchiliklarni sxema loyihachilari uchun biroz yumshatib berishi mumkin. Ammo bu jadvalda keltirilgan tranzistorlarning parametrlari ham o'zaro 5:1 nisbatida va undan ham keng ko'lamda farqlanishi mumkin. Keltirilgan JFETlar kommutatsiya uchun ham ishlatilishi mumkin (ularning R_{ON} parametri keltiriladi) ekanligiga e'tibor bering. Ularning asosiy parametri sifatida I_{DSS} tokining minimal qiymati keltiriladi: bunga nima deysiz, misol uchun J110 tranzistorining spetsifi-katsiyasida keltirilgan minimal tok qiymati $I_{DSS} = 10 \text{ mA}$ bo'lsa, bu tok katta emasku? Biz o'lhagan tok qiymati 122 mA bo'ldiku!

Izohlar: (a) C_{rss} oilasi bo'yicha va har bir oila ichida I_{DSS} tokining o'sishiga qarab ajratilgan. (b) $G_{max} = g_m/g_{os}$ drain yuklamasi sifatida ishlatilgan tok manbaini, source terminali yerga ulangan holdagi maksimal kuchlanishni kuchaytirish koeffitsienti; G_{max} koeffitsienti V_{DS} kuchla-nishiga proporsional (jadvaldagi qiymatlar $V_{DS} = 5\text{V}$ bo'lganida olingan) va ko'p JFET lar uchun G_{max} koeffitsienti I_D qiymati o'zgarsa ham nisbatan konstanta bo'lib qoladi.

Loyihalamoq bo'lgan ko'p sxemalarda (kuchaytirgich, qaytargich) sizga transconductance, g_m ko'rsatgichi katta bo'lishi kerak. JFETlar spetsifikatsiyalarida g_m I_{DSS} tokining qismi sifatida keltiriladi, ammo shu tokning o'zi nimaligini bilmasangiz buning foydasi bo'lmaydi. Yana bunga qo'shimcha bo'lib, g_m va I_{DSS} keltirilgan qiymatlari 5:1 yoki undan ham kattaroq nisbatdagi ko'lamlarda beriladi.

¹⁶ Agar siz MOSFETlarni tushunib olmoqchi bo'lsangiz, bu materialni o'rganib chiqishingiz muqarrar, chunki biz transconductance va chiqish o'tkazuvchanligi kabi mavzularni hamda shu parametrlarning kuchlanish va tok o'zgarishlariga bog'liqligini asosan JFETlar bilan bog'lab berganmiz.

¹⁷ 3.7-jadvalda ancha ko'p JFET namunalarining xarakteristikalarini keltirilgan; shu bobning quyida shunga o'xshash jadvallarda MOSFETlarning xarakteristikalarini keltirilgan (b3.4a va 3.4b jadvallar, 206-betda 3.5-jadval, 210-betda 3.6-jadval).

Table 3.1 JFET Mini-table^a (see also JFET Table 3.7)

Part #	Curve /D	I_{DSS} (mA)	$V_{GS(off)}$		measured at 1mA			C_{rss} typ (pF)	R_{ON} typ (Ω)
			min (V)	max (V)	V_{GS} (V)	g_m (mS)	G_{max}^b (V/V)		
2N5484	A	1–5	–0.3	–3	–0.73	2.3	180	1	–
2N5485	B	4–10	–0.4	–4	–1.7	2.1	110	1	–
2N5486	C	8–20	–2	–6	–2.4	2.1	50	1	–
2N5457	D	1–5	–0.5	–6	–0.81	2.0	200	1.5	–
2N5458	E	2–9	–1	–7	–2.3	2.3	170	1.5	–
2N5459	F	4–16	–2	–8	–2.8	2.0	100	1.5	–
BF862	G	10–25	–0.3	–1.2	–0.40	12	250	1.9	–
J309	H	12–30	–1	–4	–1.6	4.2	300	2	50
J310	J	24–60	–2	–6.5	–3.0	4.3	100	2	50
J113	K	2–	–0.5	–3	–1.5	5.7	140	3	50
J112	L	5–	–1	–5	–3.3	5	100	3	30
PN4393	M	5–30	–0.5	–3	–0.83	6.2	100	3.5	100
PN4392	N	25–75	–2	–5	–2.6	5.4	130	3.5	60
LSK170B	P	6–12	–0.2	–2	–0.09	11	160	5	–
J110	Q	10–	–0.5	–4	–1.2	6.1	220	8	18
J107	R	100–	–0.5	–4.5	–2.6	8.2	340	35	8
J105	–	500–	–4.5	–10	–8.7	6.4	60	35	3
IF3601	S	30–	–0.04	–3	–0.24	27	1400	300	–

Notes: (a) sorted by family C_{rss} , and within each family by increasing I_{DSS} . (b) $G_{max}=g_m/g_{os}$, the maximum grounded-source voltage gain into a current source as drain load; G_{max} is proportional to V_{DS} (tabulated values are at $V_{DS}=5V$), and for most JFETs G_{max} is relatively constant over varying I_D .

Bipolyar tranzistorlarning transconductance avvaldan aniq $g_m = 1/r_e = I_C/V_T$ ($V_T = kT/q \approx 25,3\text{ mV}$) qiymatiga ega bo'lgan holda, turli JFETlarning transconductance ko'rsatgichining qiymati, tranzistorlar bir xil drain tokida ishlasa ham, o'zaro farq qilishi mumkin.

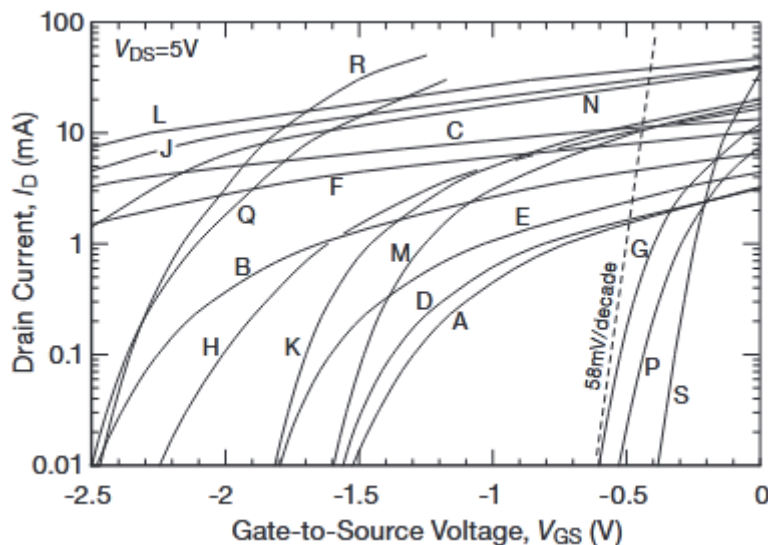
3.1-jadvalga biz kiritgan g_m ko'effitsientlari standart 1 mA tokda o'lchangan¹⁸. Tokning bunday qiymatlarida transconductance ko'rsatgichining qiymati bipolyar tranzistorlardagi qiymatlaridan ancha kichik (ularda 1 mA tokda $g_m = 40\text{ mS}$), ammo juda kichik toklarda (ostona osti ko'lamida) ularni bu ko'rsatgichlari ancha katta bo'ladi. Bu ko'rsatgichning tabiatini 3.19-rasmda keltirilgan o'lchangan $I_D = f(V_{GS})$ volt-ampere xarakteristikalaridan ko'rishimiz mumkin.

Jadvaldagi G_{max} ustunida keltirilgan qiymatlar source i yerga ulangan, yuklamasi tok manbai bo'lgan, kuchaytirgichning kuchlanishni kuchaytirish ko'effitsientini ko'rsatadi; bunday kuchaytirgichlarda effektiv yuklama qarshiligi, g_{os} bilan belgilangan, chiqish o'tkazuvchanligiga nisbatan olingan, shunda gate kuchlanishi konstanta qiymatida bo'lgan (bipolyar tranzistorlardagi Early effektiga o'xshab; bu to'g'risida ko'proq 3x-bobda ko'rasiz). JFETlarda bu parametr ham keng ko'lamga ega. Kichik signallarni kuchaytirish uchun yaratilgan kuchaytirgichlarda JFETlar kirishidagi shovqin kuchlanishi deb atalgan parametr katta ahamiyatga ega. Bu parametr jadvalda keltirilmagan, ammo 8-bobda batafsil ko'rib chiqiladi. Bu parametr bo'yicha eng yaxshi bo'lgan IF3601 ($e_n = 0.3\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ta'sirga loyiq) ammo uning pn-kontaktining siqimi juda katta -300 pF bo'ladi¹⁹. JFETlar to'g'risida yana anchagina

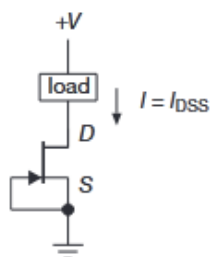
¹⁸ Drain tokining normal "kvadrati" zonasida transconductance $\sqrt{I_D}$ qiymatiga taxminan proporsional o'zgaradi, §3.3.3 ni ko'ring

¹⁹ IF3601 va IF3602 (dual) tranzistorlarni 8.2-jadvalda topishingiz mumkin. Shovqin kuchlanishi kichik bo'lgan raqobatda ikkinchisi LSK170B va BF862 lar bo'ladi. Ularning sig'implari ancha kichik.

gapirishimiz mumkin, buni 3.7-jadvalda ko'rsatamiz. JFETlarning shovqinlar bilan bog'liq mavzularni 8-bobda (§§ 8.6 va 8.6.5da o'qishingiz mumkin). Ularning ro'yxati 8.2-jadvalda keltirilgan.



3.19-rasm. 3.1-jadvalda keltirilgan JFETlarning drain tokining gate-source kuchlanishiga bog'liqligi $I_D = f(V_{GS})$.



3.20-rasm. n – kanalli JFETdagi tok manbai

3.2.2 JFETdagi tok manbalari

JFETlarda yig'ilgan tok manbalari integral sxemalarda (operatsion kuchaytirgichlarda) hamda diskret elementlardan tashkil topgan sxemalar shaklida ham bo'ladi. Tok manbaining eng oddiy JFETsxemasi 3.20-rasmda keltirilgan. MOSFET o'rniga JFETda yig'ilgan tok manbaini tanlashimizga, unda boshqaruv elektrodini siljitish keragi yo'qligi sabab bo'ldi (bu depletion mode). $V_{D_{DS}}$ qiymati ikki voltdan oshgandan keyin drain toki deyarli konstanta ekanligini 3.21-rasmda keltirilgan JFETning chiqish (drain) volt-ampere xarakteristikalaridan ko'rishingiz mumkin. Ammo, JFET namunalaridagi $I_{D_{SS}}$ toki keng ko'lamdagi qiymatlarda bo'lgani sababli, uning qiymatini aniq aytib berish imkoni yo'q. Misol uchun, MMBF5484 (oddiy n-kanalli JFET) tranzistorining $I_{D_{SS}}$ toki 1mA dan 5 mAgacha bo'lishi uning xarakteristikalarida keltirilgan. Lekin shunga qaramay sxema, o'zining oddiyligi tufayli, ikki terminalli tok manbai sifatida loyihachilarni o'ziga jalb qilib turadi. Agar shunday tanlov oldida bo'lsangiz, qiyin bo'lishi muqarrar. Agar siz tok manbai sifatida "tokni stabilizatsiya qiluvchi diod" sotib olsangiz, bu sxematik element, toki bo'yicha farqlangan, gatei sourcega ulangan JFETning o'zginasi bo'lib chiqadi. Ular Zener diodining (kuchlanish regulyatori) tokli analogi bo'ladi. Quyida 1N5283 – 1N5314 seriyali tok regulyatorlarining xarakteristikalarini keltirilgan²⁰:

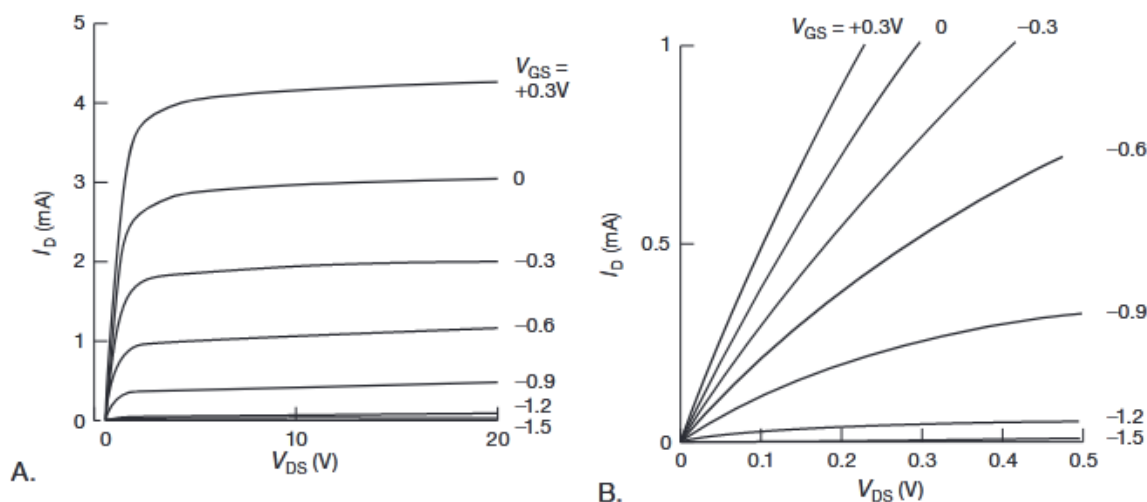
Xarakteristika

Qiymatlari

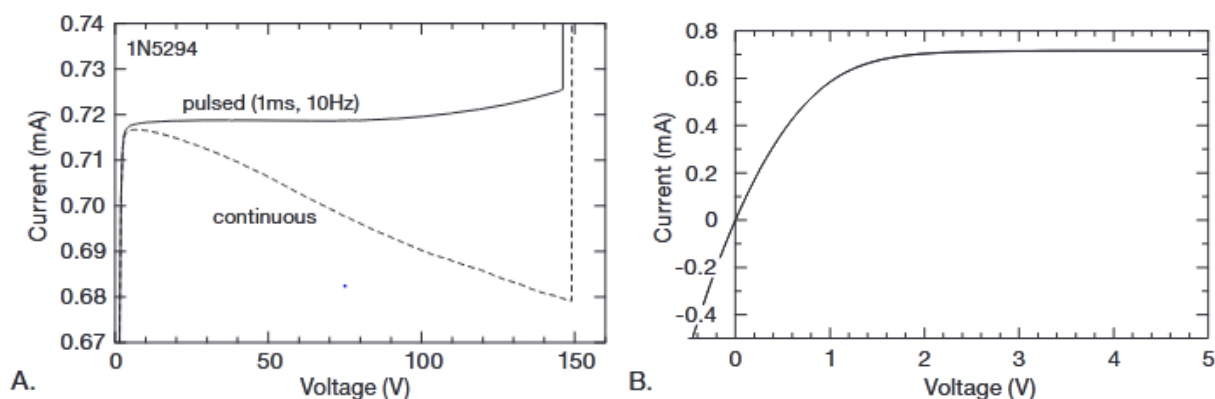
²⁰ Bu komponentlarni bir necha firmalar ishlab chiqaradi deb gapirishadi. Alternativ qurilmalar sifatida Microsemi tomonidan ishlab chiqarilgan MS5283, MV5283 va MX5283 seriya; Vishay tomonidan ishlab chiqarilgan SST502 – SST511 va CR160 – CR470 seriya hamda InterFETning J500- J511, J553 – J557 va U553 – U557 seriyalarni ko'rsatish mumkin. Alternativ manbalarni Central Semiconductor va Linear Integrated Systems ham ishlab chiqaradi.

Tok ko'lam	0.22 mA dan 4.7 mA gacha
Farqlanish ko'lam	10 %
Temperatur koeffitsienti	$\pm 0.4\%/^{\circ}\text{C}$
Kuchlanishlar ko'lam	1V – 2.5 V min, 100 V max
Tok stabilizatsiyasi	5% tipik
Impedans	1 M Ω (1 mA beradigan elementlar uchun)

1N5294 turdagi tok manbai uchun, komponent qizib ketishini oldini olish uchun 1 msli kuchlanish impulsini 100 ms interval bilan berib, $I = f(V)$ ($I_0 = 0.75 \text{ mA}$) grafigini chizdik; Grafikdan (3.22 A– rasm.), kuchlanish tranzistorni shikastlantiruvchi qiymatiga etkuga qadar (shu elemen uchun $\sim 145 \text{ V}$), tok qiymati stabil ekanligi ko'rinib turibdi. Qurilmaga berilgan kuchlanish qiymati 1,5 volt dan oshgandan so'ng tok o'zining nominal stabil qiymatiga etib olgani 3.22 B – rasmda ko'rinib turibdi (diodga berilgan kuchlanish impulsli va dc bo'lgandagi grafiklar keltirilgan, diodlardagi quvvat dissipatsiyasi juda kam bo'lishi 0.4 mW ko'rsatilgan). Bunday stabil tok manbalari uchburchak shaklidagi impuls generatorlarida ishlatiladi (§7.1.3E). Tok manbalari to'g'risida ko'proq §4.2.5 va §9.3.14larda o'qishingiz mumkin.



3.21-rasm. JFETning volt-amper xarakteristikalar. 2N5484 n-kanalli JFETning $I_D = f(V_{DS})$ xarakteristikalar turli V_{GS} uchun.



3.22-rasm. 1N5294 tokni stabilizatsiya qiladigan diod xarakteristikalar.

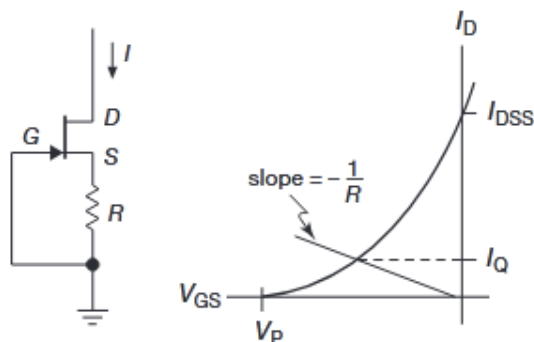
A. Tok manbaida o'zini-o'zi siljitish

Yuqorida ko‘rib chiqilgan sxemaning varianti (3.23-rasm) tok qiymatini boshqarish imkonini beradi. Tranzistorning sourcedagi R rezistorda tok oqish natijasida hosil bo‘lgan kuchlanish tushuvi $I_D R$ gateiga berilib, uni siljitadi va JFETni biroz yopib, kanaldagi I_D tok qiymatini chegaralaydi. Tanlab olingan JFET uchun, uning xarakteristikalariga qarab, rezistor qarshiligi hisoblab olinishi mumkin. Shu rezistor bilan kanaldagi tok qiymati o‘rnatiladi (I_{DSS} tranzistorning maksimal tokidan kichik bo‘lishi kerak) va stabilanadi. FET ni bu usulda siljitadigan sxema rus adabiyotida *avtomatik siljitish* deb ataladi va uning ahamiyati katta bo‘ladi. Siljitish kuchlanishining qiymati tokka bog‘liq bo‘lgani tufayli, sxemada tok sezuvchanligiga ega bo‘lgan manfiy teskari bog‘lanish zanjiri hosil bo‘ladi (buni §4.2.5Ada kkengroq ko‘rib chiqamiz). (Buning ajoyib namoyishini §3x.4.3 da keltirilgan “To‘rt JFETning o‘lchangan $I_D = f(V_{DS})$ xarakteristikalari” deb nomlangan rasmda bu volt-amper xarakteristikalarini o‘zini-o‘zi siljitish bilan va uningsiz olingan hollarini ko‘rishingiz mumkin). Real FETlarda olingan $I_D = f(V_{DS})$ xarakteristikalari spetsifikatsiyada keltirilganlardan farq qilishini unutmang. (Bunga misollar 3.25-rasm va 3.41-raslarda ko‘rsatilgan). Drain tokining qiymati (I_D) ortsa, siljitish kuchlanishi ham muvofiq ortadi va tokni kamaytiradi. Shunda sxemaning impedansi ham ortadi va natijada sifatli stabil tok manbai hosil bo‘ladi. Demak, rezistor qarshiligini o‘zgartirib, kerakli tok qiymatini o‘rnatib olsangiz bo‘ladi.

3.1-masala. 3.21-rasmda keltirilgan 2N5484 JFETvolt-amper xarakteristikalaridan foydalanib 1 mA tok beradigan tok manbaini loyihalang. Shunda 2N5484 tranzistorining I_{DSS} toki 1 mA(min) - 5 mA(max) ko‘lamda bo‘lishini hisobga oling.

B. Misol: Emitter qaytargichini quyiga cho‘zish

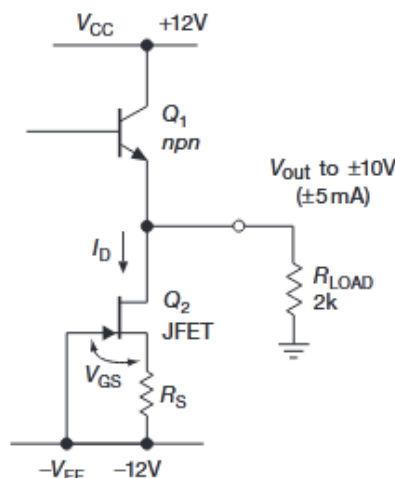
Quyida keltirilgan misolda JFETlarga xos bo‘lgan, kerakli drain tokini o‘rnatish uchun zarur gate-source siljitish kuchlanishi o‘rnatish oson emasligini ko‘rib chiqamiz.



3.23-rasm. JFETda tok oqimini o‘rnatish ($I = V_{GS}/R$) $I_D < I_{DSS}$ bo‘lgan hollarda.

3.24-rasmda ikki qutbli ± 12 V kuchlanish manbaidan quvvat oladigan bipolyar tranzistordagi emitter qaytargichi sxemasi keltirilgan. Qaytargichning emitterida joylashtirilgan JFETli tok manbai, manfiy manba qutbidan ishlab, emitterni quyiga siljitadi. Sxema 2 k Ω yuklamada kuchlanishni ± 10 V ko‘lamida tebranishlarini ta‘minlab berishi kerak (yuklama toki ± 5 mA). Boshida siz, quyiga siljituvchi, R_E emitter rezistorini manbaning -12 V qutbilan ulab qo‘yish bilan masalani hal qilishni o‘ylasangiz kerak. Ammo, to‘liq manfiy tebranishni ta‘minlash uchun 400 Ω dan kichik bo‘lgan emitter qarshiligini o‘rnatishingiz kerak bo‘ladi (qarshiligi standart $^{36}5 \Omega$ 1%li rezistorni tanlasangiz bo‘ladi); bu kichik qarshilik orqali (0 V chiqish kuchlanishida) oqishi kerak bo‘lgan, nisbatan katta, sokinlik toki 33mA ga teng (shunda Q_1 tranzistori va R_E rezistorida ~ 400 mW quvvat dissipatsiya bo‘ladi). Bu tok qiymati yuklamadagi maksimal 5 mA tokdan ancha katta ekanligi ko‘rinib turibdi (§2.4.1 ni ko‘ring). Manfiy kuchlanishlar tomoniga rezistor bilan siljitishning yana bir salbiy tomoni, kollektor tokining katta tebranishlari sababli tranzistorning ichki r_e qarshiligining o‘zgarishlari kuchaytirgichda katta nochiziqlik yaratadi (kollektor toki 65 mA dan 0.5 mAgacha o‘zgarib turganida r_e 0.4 Ω dan 50 Ω gacha o‘zgaradi va

yuklama qarshiligini muvofiq $\sim 300\Omega$ ko'lamida bo'lishiga sabab bo'ladi). Va nihoyat, (minimal yuklama qarshiligiga nisbatan) qarshiligi kichik bo'lgan emitter rezistorli siljitish natijasida sxemaning kirish impedansi olti barobar kamayib ketadi.



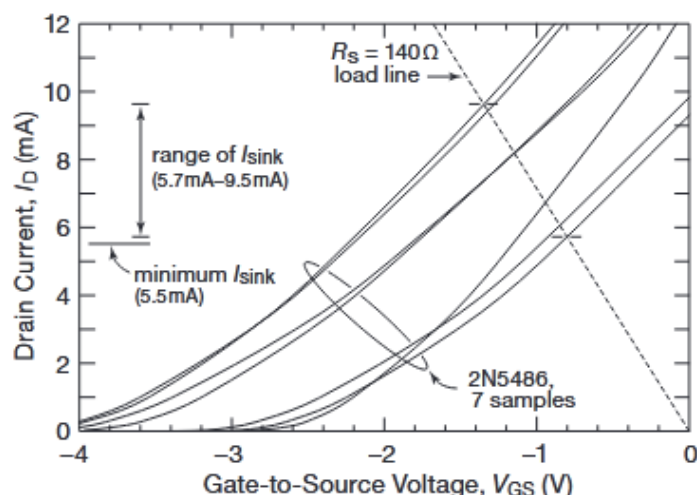
3.24-rasm. Loyiha misoli: npn emitter qaytargichi JFETli tok manbai bilan.

Bu muammolarni aktiv tok manbai (tokli yuklama) bilan hal qilsa bo'ladi. Mumkin bo'lgan yo'l-lardan biri I_{DSS} tokining minimal qiymati talab etilgan 5.5 mA dan kam bo'lmagan JFET tanlash bo'ladi. JFETlarning 2N5484 -86 seriyasidan faqat 2N5486 talablarga javob beradi ($8\text{ mA} \leq I_{DSS} \leq 20\text{ mA}$ 3.1-jadvalga qarang). Ammo, uning toklari bizga kerak bo'lgan qiymatlardan ancha katta va $I_{DSS} = 20\text{ mA}$ bo'lgan tok anchagina issiqlik hosil qiliyu tranzistorni qizdiradi: eng yomon holda ikkita tranzistorda ham 440 mW dissipatsiya kuzatiladi: JFETda (maksimal musbat cho'qqida) va bipolyar tranzistorda (maksimal manfiy cho'qqida, yuklama bo'lmaganida). Bu TO-92 yoki SOT-23 korpusdagi radiatorsiz ishlatilgan tranzistorlar uchun juda ko'p. Endi, keling emitter rezistorini JFETning drain tokini o'rnatish rejimida ishlataylik; tranzistor orqali oqib chiqadigan tokning minimal qiymatini 5.5 mA qilib olsak, manfiy tebranish davrida teskari tomonga oqadigan 0.5 mA tok qoladi. 2N5486 tranzistorining minimal toki $I_{DSS} = 8\text{ mA}$ bo'lsa, o'zini o'zi siljituvchi sxema bilan talab etilgan 5.5 mA tokni ta'minlash mumkin bo'ladi. Endi, bizga faqat R_S source rezistorining qarshiligini tanlash qoldi xolos. Muammo shuki, tranzistorlar spetsifikatsiyalarida keltiriladigan $I_D = (V_{GS})$ xarakteristikalaridan ("o'tish xarakteristikalar" deb nomlanadi) barcha imkoniyatlarni aniqlab bo'lmaydi; xarakteristikalar faqat I_{DSS} tokining ikki yoki uchta qiymatlari uchun beriladi xolos. Shunda siz I_{DSS} toki bilan muvofiq $V_{GS(off)}$

Kuchlanishlarni jadval shaklida tuzishga majbur bo'lasiz²¹. Ammo, siz bir necha JFETlarda o'lchashlarni bajarsangiz ham bo'ladi. Biz buni amalga oshirdik, 3.25-rasmda turli ishlab chiqaruvchilarning 2N5486 tranzistorlarida bajarilgan o'lchash natijalari keltirilgan²². Grafiklardagi kattaliklar ularning to'liq ko'lamda o'zgarishini aks etadi deb qabul qilsak (aslida to'liq emas, minimal I_{DSS} toki 9.2 mA) grafiklar yuzasida yuklama chizig'ini chizsak bo'ladi. Shunda chiziqning birinchi nuqtasini nolda bo'ladi, ikkinchisi esa $I_{DSS} = 5.5\text{ mA}$ qiymatiga to'g'rilab belgilaymiz. Shunda, biz chizgan yuklama chizig'i $R_S = 140\Omega$ yuklama qarshiligiga to'g'ri keladi va bu qarshilikdagi drain toki 5.7 mA (minimum) dan 9.5 mAgacha (maksimum) o'zgarishi mumkin.

²¹ Tranzistorlarning spetsifikatsiyalarida keltirilgan (yoki hisob bilan chizilgan) xarakteristikalarni oddiy kvadratik qonuni bo'yicha $I_D = k(V_{GS} - V_{th})^2$ ekstrapolyasiya qilib k va V_{th} qiymatlarini aniqlash imkoniyati bor. 3x-bobdagi mavzularga qarang

²² 3.55 va 3.56-rasmlarda keltirilgan to'liq funktsionalligiga nisbatan kam uchraydi



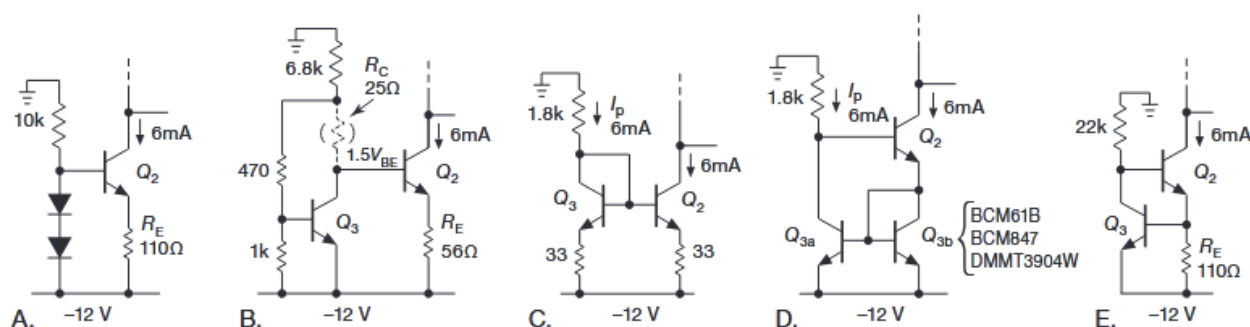
3.25-rasm. JFETdagi tok manbaini avtomatik siljitish uchun R_S source rezistorining qarshiligini tanlash $I_{sink} \geq 5.5\text{ mA}$

Yaxshi xabar shuki, bu sxema ishlaydi; yomon xabar bo'lsa, undagi tokning ko'lami 2:1 nisbatdagi ko'lamga ega xolos (rasmda keltirilgan yettita tranzistorning xarakteristikalarida kengroq xarakteristikaga ega bo'lgan tranzistorlar ham bo'lishini hisobga oling). Va yana yaxshi xabar shuki, JFET toki ko'laming yuqori nuqtasi $I_{sink} \approx 10\text{ mA}$ bo'lsa ham eng og'ir rejimda ishlagan emitter qaytargichi 220 mW quvvatni dissipasiya qiladi (yuklama bo'lmaganida, manfiy cho'qqida). TO-92 korpusidagi tranzistorlar uchun bu qoniqarli dissipatsiya bo'ladi (350 mW atrof muhit harorati 25°C bo'lganida).

C. JFET kuchaytirgichlarida ishlatiladigan tokli yuklamalar

Biroz orqaga qaytaylik, ba'zilar, sokinlik ko'lami 2:1 bo'lgan JFET tokli yuklamasi yaxshi tanlov deb o'ylashi mumkin. Aslida ham u ishlaydi. Ammo 3.26-rasmda keltirilgan bipolyar tranzistorli tokli yuklama sxemalarni ishlatib, bundan yaxshi natija olishingiz mumkin. Bu sxemalarda ko'proq komponentlar ishlatilgan, ammo yuklama toki aniq. Agar siz sxemani minimal sondagi komponentlar bilan yaratmoqchi bo'lsangiz, ko'rsatilgan sxemalarga alternativa bo'lgan, I_{DSS} toklari tor ko'lamda bo'lgan, avtomatik siljitish rezistori bo'lmagan, ya'ni 3.24-rasmda keltirilgan sxemani $R_S = 0$ qilib, doim ishlatishingiz mumkin (2N5485 tranzistorida I_{DSS} ko'lami 4 mA – 10 mA; siz 5.5 – 8 mA ko'lamga ega tranzistorlarni tanlashingiz mumkin)²³. Bu misol JFET xarakteristikalarida keltirilgan drain tokining (va muvofiq gate kuchlanishining) quyi qismi ko'rsatilgan. Sizga tok manbai kerak bo'lganida JFETlarni ishlatish qanchalik qiziqarli bo'lmasin, muammolardan holi emas. Ammo sizga, kirish impedansi katta va shovqinlari kam bo'lgan kuchaytirgich kerak bo'lsa JFETlar o'ziga keladi, xarakteristikalari to'liq va mukammal bo'lmasa ham, oladigan natijangiz harakatlaringizga loyiq bo'ladi. Endi bunga misollarni ko'rib chiqamiz.

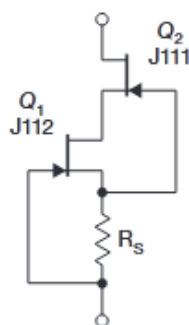
²³ 142- betda 3.2.2da keltirilgan “tokni stabillovchi diod”ning tanlab olingan namunalarini ishlatish buning arzon bo'lmagan alternativi bo'ladi. Bu yo'q bo'lib ketayotgan turga o'xshaydi, uning tok ko'lami ham cheklangan (“U erdagi ovqat juda yomon” Xa, porsiyalari ham kichkina” kabi qo'sh arzni eslatadi)



3.26-rasm. 3.24-rasmda keltirilgan quyiga siljituvchi JFET sxemasining alternativ analoglari. A. Klassik bipolar tok manbai, baza $\sim 2V_{BE}$ kuchlanish bilan siljirilgan. B. Q_3 tranzistori Q_2 tranzistor bazasida " $1.5V_{BE}$ " siljitish kuchlanishini yaratadi; qo'shimcha R_C rezistori Q_3 tranzistorining ichki r_e qarshiligiga teng qilib olinsa V_{BE} kuchlanishining, manba kuchlanishi o'zgarishlari (ya'ni 5.6 k rezistordagi I_C tokining o'zgarishlari) sababli, o'zgarishlarini yaxshi kompensatsiya qiladi. Bu sxema, chiqishi manfiy kuchlanish manbaiga yaqin joylashgan hollarda foydali bo'ladi, agar " $1.25V_{BE}$ " kuchlanish bilan siljitsa kuchlanish tushuvi bir necha yuz mV bo'ladi. S. Emitteri ≈ 200 mV kuchlanishda muvozanatlangan tok oynagi (V_{BE} kuchlanishi nomuvofiq bo'lgan hollarda kollektor toklarini tenglashtirish uchun ishlatiladi va chiqish tokiga Early effektining ta'sirini kamaytiradi). D. Muvofiqlangan juftda yig'ilgan Wilson oynagi; emitter rezistoriga xojat yo'q.

D. Nomukammal tok manbai

Manba rezistori bilan yaratilgan JFETli tok manbaiga berilgan kuchlanishning o'zgarganida tokning biroz o'zgarishini ko'rish mumkin; ya'ni, uning chiqish impedansi kerak bo'lgan cheksiz emas, balki cheklangan qiymatga ega²⁴. Misol uchun, 3.21-rasmda keltirilgan volt-amper xarakteristikalariga muvofiq, gatei sourceiga ulab qo'yilgan tranzistorning drain kuchlanishi 5 – 20 V bo'lganida drain toki 5%ga o'zgarganini ko'rishimiz mumkin (ya'ni I_{DSS}). Agar source rezistorini ishlatangiz bu o'zgarishlarni 2%gacha tushirish mumkin. JFET larda kaskod sxemadagi tok manbai yaratish mumkin (3.27-rasm). Bu sxemaning mohiyati (bipolyar tranzistordagi variantiga o'xshash bo'lib) tok manbaidagi kuchlanish tushuvini o'zgartirmasdan ushlab turish uchun ikkinchi JFET ishlatilgan. Q_1 oddiy rezistorli JFET tok manbai vazifasini bajaradi. Q_2 kattaroq I_{DSS} tokli bo'lib, JFET Q_1 bilan "ketma-ket" ulangan. Q_1 tranzistorida yig'ilgan rezistorli tok manbaining konstanta toki Q_2 orqali yuklamaga oqib o'tadi. Q_1 toki, R rezistor tomonidan yaratilgan avtomatik siljitish kuchlanishi hisobiga, stabil qiymatga ega bo'ladi. Q_2 tranzistori Q_1 tranzistorini chiqishidagi kuchlanish tebranishlaridan himoya qilgani tufayli Q_1 drain kuchlanishining o'zgarishlarini ko'rmaydi va, natijada, tok qiymatini konstanta shaklida ushlab turadi. Bunday sxema Wilson oynasida (stabil tok manbai) ishlatilgan (2.61 va 3.26D-rasmlar).



3.27 – rasm. JFET kaskod tok manbai

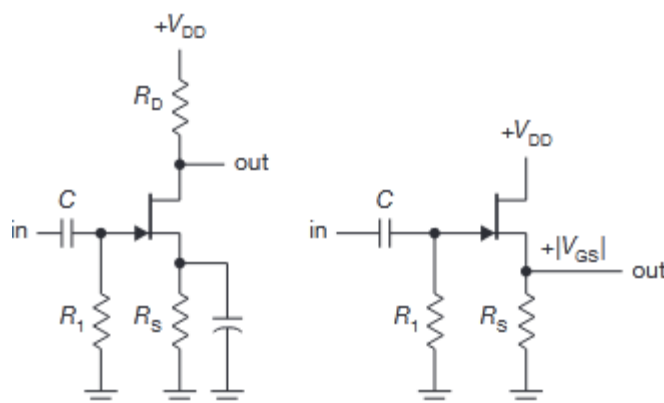
²⁴ Bu JFETli kuchaytirgichlar uchun ham muhim (§§3.2.3A va 3.3.2). Kengroq ma'lumot olmoqchi bo'lsangiz 3x –bob mavzularini ko'ring.

Sxemada, Miller effektini kamaytirish uchun odatda ishlatiladigan, JFETli “kaskodni” tanib olsangiz bo‘ladi (§2.4.5). Yuqorida JFETning boshqarish elektrodini siljitishga xojat bo‘lmagani tufayli bu sxema, bipolyar tranzistorlarda yig‘ilgan variantidan, ancha sodda. JFET tranzistorlari kanaldagi zaryad tashuvchilarini kamaytirish prinsipida boshqarilganligi tufayli yuqoridagi tranzistorning boshqaruv elektrodleri shunchaki erga ulanib qo‘yiladi. Yaxshi bipolyar tranzistorlarda yig‘ilgan tok manbai JFET tok manbaiga nisbatan ancha aniq va stabil tok bera olishini tushinish juda muhim. Shunga qaramay bu tok manbalari operatsion kuchaytirgichlar tarkibida ko‘p ishlatiladi. Misol uchun, FETli tok manbaining toki temperatura va kuchlanish tushuvining o‘zgarishlarida 5%gacha o‘zgarishi mumkin, Ammo, tranzistorning source zanjiriga, qarshiligi aniq o‘rnatilgan, rezistor o‘rnatib, operatsion kuchaytirgichning bipolyar tranzistorli yoki FETli tok manbai beradigan tok o‘zgarishlarini, katta tashvishsiz, 0.5% dan ham past qila olish mumkin.

3.2.3 FETli kuchaytirgichlar

FET tranzistorlarida yig‘ilgan source qaytargichi va umumiy sourcei kuchaytirgichlar avval ko‘rib chiqilgan, bipolyar tranzistorlarida yig‘ilgan emitter qaytargichi va umumiy emitterli kuchaytirgich sxemalarning analogi bo‘ladi. Lekin, FETlarning gatei orqali tok bo‘lmagani tufayli, ularda juda katta kirish impedansiga ega bo‘lgan kuchaytirgichlar yaratish imkoni tug‘ildi. Bunday kuchaytirgichlarni, o‘lehash vositalari va sensorlar kabi, katta ichki impedansiga ega, signal manbalari bilan samarali ishlatish imkoni tug‘ildi. Ma‘lum ixtisoslangan qaytargich va kuchaytirgich sxemalarda siz diskret FETlarni ishlatishni xoxlarsiz, ammo kuchaytirgich loyihasida katta kirish impedansiga erishish maqsadida, kirish zanjirlari FETlardan bo‘lgan operatsion kuchaytirgichlarning afzalliklaridan foydalanishingiz mumkin. Lekin, shunga qaramay, FETli kuchaytirgich sxemalarini qanday ishlashini bilib qo‘yish kerak bo‘ladi.

Kuchaytirgich JFETlarda loyihalanganda, tok manbalari sxemasida qo‘llanilgan, tranzistorning sourcei bilan yer oralig‘iga o‘rnatilgan rezistorli, avtomatik siljitish usulini qo‘llash ancha qulay bo‘ladi (3.28-rasm); MOSFETlarni siljitish uchun bo‘lsa, drain kuchlanishi manbai yoki, bipolyar tranzistorlarni siljitish uchun qo‘llanilgan, boshqa manbadan ishlaydigan kuchlanish bo‘luvchilaridan foydalanish kerak bo‘ladi. FETlarda sizib chiqadigan toklar qiymati nanoamperlarda o‘lchangani sababli, uning gateini siljitadigan rezistor qarshiligi ancha katta bo‘lishi mumkin (megaom yoki undan ham katta).



3.28-rasm. Umumiy sourcei kuchaytirgich va sourcei qaytargich. Ikki sxemada ham source terminalining kuchlanishi erdan baland, chunki R_S rezistori orqali oqqan source toki terminalda $V_S = V_{GS} = R_S I_D(V_{GS})$ sokinlik nuqtasining potensialini hosil qiladi.

A. Transconductance (o‘tish o‘tkazuvchanligi)

Gateida tok bo'lmaganligi tufayli FET li kuchaytirgichlar uchun transconductance (chiqish toki-ning kirish kuchlanishiga nisbati: $g_m = i_{out}/v_{in}$) o'tish o'tkazuvchanligi parametri tabiiy kuchaytirgich parametri bo'lib qoladi. Bipolyar tranzistorlardagi kuchaytirgichlarda biz tok bo'yicha kuchaytirish koefitsienti (i_{out}/i_{in}) bilan qiziqqan bo'lsak, FETlar uchun transconductance parametriga mo'ljallangan Ebers-Moll modelini kiritdik. Ishlatilish sohasiga qarab bipolyar tranzistorlar to'g'risida o'ylab ko'rishga to'g'ri keladi. Transconductance parametri qiymatini tranzistorning volt-ampere xarakteristikalaridan baholab aniqlash mumkin (3.2 yoki 3.21-rasm). Buning uchun V_{GS} kuchlanishining ma'lum qiymatga o'sishi ta'sirida I_D drain toki qanchaga yuksalgani aniqlanib, ularning nisbati hisoblanadi (3.15 yoki 3.51-rasmlar). Transconductance drain tokiga bog'liq bo'ladi (yaqinda buni bilib olamiz) va quyidagicha ifodalanadi:

$$g_m(I_D) = i_d/v_{gs}$$

(Kichik harflar bilan kichik signal o'zgarishlari belgilanishi esingizda bo'lsin). Bundan kuchaytirgichning kuchlanish bo'yicha kuchaytirish koefitsientini aniqlaymiz:

$$G_{voltage} = v_d/v_{gs} = -R_D i_d/v_{gs} = -g_m R_D,$$

$$\text{ya'ni } G = -g_m R_D \quad (3.3)$$

Kuchaytirish koefitsientining ifodasi bipolyar tranzistorlar uchun (§2.2.9) muvofiq parametr bilan bir xil bo'lib chiqdi, faqat yuklama rezistori $R_C R_D$ ga almashtiriladi xolos. FETlarning tipik transconductance parametri, drain toki bir necha milliampere²⁵ bo'lganida, 10 millisimens²⁶ (mS) atrofida bo'ladi. g_m drain tokiga bog'liq bo'lgani sababli tokning o'zgarishlari kuchaytirish koefitsientining o'zgarishlariga olib keladi (nochiziqlik mavjud). Bunday bog'liqlikni biz emitteri yerga ulangan kuchaytirgichlarda ko'rgan edik (unda $g_m = 1/r_e I_C$ kollektor tokiga proporsional edi). Quyidagi matnda biz FETlar gateni siljitish uchun $V_{GS} - V_{th}$ kuchlanishi ishlatiladi degan konsepsiyadan foydalanamiz. Eslang, V_{th} kuchlanishi gatening ekstrapolyasiya qilingan ostona kuchlanishi bo'lgan (§§3.1.3 va 3.1.4). JFET kuchaytirgichlari va qaytargichlari loyihalanganda g_m transconductance parametrining drain tokiga bog'liq o'zgarishlari juda kerak bo'ladi va buni hisoblab aniqlash oson. Ostona kuchlanishidan yuqori ko'lamda ishlagan FET ($I_D > I_{DSS}/25$) tranzistorida drain toki gate kuchlanishiga kvadratik bog'langanligini ko'rishimiz mumkin

$$I_D = k(V_{GS} - V_{th})^2, \quad (3.4)$$

bundan transconductance ($g_m = i_d/v_{gs} = \partial I_D / \partial V_{GS}$) quyidagicha ifodalansa bo'ladi:

$$g_m = 2k(V_{GS} - V_{th}) = 2\sqrt{kI_D} \quad (3.5)$$

Boshqacha qilib aytganda drain tokining "kvadratik zonasi"da g_m gate ni yurgizish kuchlanishiga proporsional bo'lib, uning ostona kuchlanish qiymatidan boshlab to, spetsifikatsiyasida keltirilgan, I_{DSS} qiymatiga muvofiq bo'lgan qiymatigacha bog'liqlik chiziqli tabiatga ega; yoki siz uni drain tokiga kvadratik bog'liq deb gapirishingiz mumkin²⁷.

²⁵ Bu bipolyar tranzistorlar o'sha tokda ishlagandagi qiymatidan ancha kichik; misol uchun, uning transconductance ko'rsatgichi 1 mA tokda $g_m = 40 \text{ mS}$ va 5 mA tokda 200 mSga teng bo'ladi. Bu to'g'risida §3.3.3 va §3x.2 kengroq ko'rsatamiz.

²⁶ Avvalgi millimho

²⁷ Ishora belgilariga ziyrak bo'ling: tenglamalardagi V_{th} va V_{GS} kattaliklar manfiy qiymatlarga ega (n-kanalli JFETlar uchun), ammo V_{th} qiymati manfiyroq bo'ladi, demak g_m qiymati musbat bo'lishi kerak. Siz ishoralarni hisobga olsangiz bu tenglamalarni n-kanalli yoki p-kanalli, enhancement yoki depletion turdagi tranzistorlar uchun ishlatishingiz mumkin. Bilingki, k koefitsienti tranzistorlar spetsifikatsiyasida keltirilmaydi ammo empirik usulda tranzistorlarning turi va ishlab chiqaruvchilariga qarab, aniqlansa bo'ladi. Umuman olganda JFETlarning berilgan turi yoki partiyasi ichida.

Bu juda foydali qoida, ayniqsa tranzistorlarning spetsifikatsiyalarida g_m ko'rsatgichining I_{DSS} qiymatiga muvofiq bo'lgan, faqat maksimal qiymati keltirilgan hollarda²⁸. Misol uchun, agar (odatda shunday bo'ladi) siz tanlagan JFET toklarning kvadratik ko'lamida ishlaydigan bo'lsa va sizgan aniq I_D tokidagi transconductance ko'rsatgichini baholash kerak bo'lsa va uning I_{D0} boshqa tokka muvofiq bo'lgan qiymati ma'lum bo'lsa (ma'lum bo'lgan tok I_{DSS} bo'lishi mumkin), unda siz osonlikcha 3.5-tenglamadan foydalanib, quyidagi nisbatga kelishingiz mumkin:

$$g_m/g_{m0} = \sqrt{I_D/I_{D0}} \quad (3.6)$$

Umuman olganda, FET larning transconductance ko'rsatgichi bipolyar tranzistorlarnikidan ancha kichik bo'ladi²⁹, va shu sababli ularni kuchaytirgich va qaytargichlarda ishlatilishi qiziqarsiz bo'ladi; buni kengroq §3x.2da ko'rib chiqamiz. Ammo ularning, juda kichik, pikoamperlar bilan o'lchanadigan va undan ham kichik, kirish (gate) toki kabi ajoyib xarakteristikasi, katta bo'lmagan kuchaytirish koefitsientiga ega (misol, drain yuklamasi tok manbai bo'lgan) yoki transconductance ko'rsatgichini kuchaytiradigan sxemalarni yaratishga imkon beradi. Endi, JFETlar asosida yaratilgan kuchaytirgich sxemalarini ko'rib chiqish foydali bo'ladi.

B. JFETli kuchaytirgich sxemalari

3.29-rasmda asosiy umumiy source'li JFET li kuchaytirgich kaskadlarining sxemalari keltirilgan. A-rasmdagi sxemada JFET, I_{DSS} drain toklarida ishlaydi, unda yuklama bo'lgan R_D rezistorining qarshiligi kichik bo'lgani tufayli, tranzistorning drain terminali, I_{DSS} toki maksimal qiymatda bo'lganida, yerdan bir yoki ikki volt yuqorida bo'ladi (yer – nol). (Odatda bu odamni g'ashini keltiruvchi konstanta bo'lib, JFETlar uchun 5:1 bo'lgan $I_{DSS(max)}/I_{DSS(min)}$ nisbati bilan belgilanadi, 3.1-jadval, 8.2 va 3.7-jadvallarni ko'ring; endi bu noqulay holatni yengib o'tish yo'llarini ko'rib chiqamiz). Kirishga parallel bo'lgan rezistor juda katta qarshilikka ega bo'lishi mumkin – 100 MΩ yoki undan ham katta, kirishda dc ni bloklaydigan kondensator ham ulanishi mumkin (o'zgaruvchan tok kuchaytirgichlari uchun); yoki juda kichik dc signallar uchun rezistor olib tashlanishi mumkin. Bu sxemaning ideal kuchlanishni kuchaytirish koefitsienti $G = g_m R_D$ bo'ladi, bunda g_m sxemaning ishchi tokidagi transconductance bo'ladi. Bu sxema 2.44-rasmda keltirilgan, emitteri yerga ulangan bipolyar tranzistordagi sxemaning analogi bo'ladi³⁰.

Koeffitsienti konstanta bo'lgan holda V_{th} ko'rsatgichining o'zgarishlarini ko'rib chiqasiz. Shunda V_{th}, I_{DSS} qiymatlarini o'lchab, I_{DSS} qiymatigacha drain tokining bog'liqligi kvadratik bo'lganini tahmin qilib (aslida o'zi shunday), 3.4- tenglamadan k koefitsientini hisoblab topasiz.

Sxemadagi komponentlarning kattalik qiymatlari qanday bo'lishini ko'rsatish uchun biz BF862 tranzistorini ishlatdik, uning transconductance ko'rsatgichi (45 mS I_{DSS} tokida) hamda I_{DSS} o'zgarish ko'lamini (10 -25 mA); yana bu kam shovqinli element bo'ladi, buni 8-bobda ko'ramiz. R_D rezistori qarshiligini tanlashda Q_1 tranzistorida kam deganda 2.5 V kuchlanish tushuvi hosil qilishi talab etilgan (uning $I_{DSS(max)}$ tokida); sxemaning tipik kuchaytirish koefitsienti shunda $G = -g_m R_D \approx -13$ bo'ladi (invertlovchi kuchaytirgich). R_S source rezistorini qo'shib yaratilgan B-rasmdagi sxema, sizga I_{DSS} tokidan kichik bo'lgan toklarda ishlash imkonini beradi (3.23 va 3.25-rasmlarda keltirilgan usulda). Ammo source rezistori kuchaytirish koefitsientini $G = -R_D/(R_S + 1/g_m)$ kamaytiradi. Bu sxema, 2.49-rasmda keltirilgan bipolyar tranzistorli umumiy emitterli kuchaytirgich sxemasining analogi bo'ladi

²⁸ Transconductance ko'rsatgichining drain tokiga bog'liqligi to'g'risida ko'proq §3x.2 da ko'rishingiz mumkin.

²⁹ "subthreshold" – "ostona osti" zonasi bundan istisno; 3.54-rasm va §3x.2 dagi muvofiq grafiklarni ko'ring.

³⁰ JFETning cheklangan chiqish impedansi tufayli (r_o yoki $1/g_{os}$ deb ataladi) drain yuklamasi rezistori effektiv ravishda shu impedansga parallel bo'lgani sababli kuchaytirish koefitsienti $G = g_m(R_D || r_o)$ kamayadi; bu sxemada bu komponentlar qiymatlariga juda kam ta'sir ko'rsatadi. Bu bipolyar

(ammo unda, gate-source kontakti teskari siljirilganligi tufayli, o'zini o'zi siljirilishi oson amalga oshirilgan). $1/g_m$ ni r_0 ga almashtirib ($1/g_m$ ni siz, bipolar tranzistorlardagi emittingning ichki qarshiligi r_0 ga o'xshatib, JFET "sourceining ichki impedansi" deb o'ylashingiz mumkin)³¹. Bu, BF862 tranzistorda yig'ilgan sxemada $R_S = 200 \Omega$ source rezistori bilan o'zini o'zi siljitish sxemasi bilan drain tokini 2 mA qiymatiga o'rnatdik, shunda gate ~ 0.4 V ga siljirilgan bo'ladi³². Bu drain tokida baholangan transconductance $g_m \approx 20 \text{ mS}$ ³³ bo'lganida biz baholagan kuchaytirish ko'effitsienti (tenglamadan topilgan) $G = -8$ bo'ladi. S-rasmdagi sxemada source rezistori signal chastotalarida kondensator bilan shuntlanganligi tufayli bu sxemadagi tranzistorning dc bo'yicha siljirilishi B-rasmdagi sxema bilan bir xil. Sxemaning kuchaytirish ko'effitsienti A-rasmdagi sxemadек, kattaroq (bunda g_m drain tokining haqiqiy qiymatiga muvofiq bo'lgan transconductance bo'lib, A-rasmdagi sxemaning I_{DSS} tokiga qaraganda kichikroq bo'ladi); bu sxema 2.48-rasmda keltirilgan bipolar tranzistorli sxemaning analogi bo'ladi. SHuntlovchi kondensator bilan ketma-ket R_S , kuchaytirish ko'effitsientini o'rnatuvchi, rezistorini ulab (D-rasmdagi sxema) kuchaytirishni tiklab olishingiz mumkin, signal chastotalarining kuchaytirish ko'effitsienti $G = -R_D / (R_S \parallel R_S + 1/g_m)$ bo'ladi; bu sxema 2.50-rasmda keltirilgan bipolar tranzistorli sxemaning analogi bo'ladi. YOki sxemaga keyingi kuchlanishni kuchaytirish kaskadini qo'shib ham kuchaytirish ko'effitsientini tiklab olishingiz mumkin (E-rasmdagi sxema). Shunda, umumiy emitterli sxemada yig'ilgan ikkinchi kaskadning kuchaytirish ko'effitsienti birinchi kaskadning $R_C I_C / V_T$ (ya'ni R_C / r_e) ko'effitsientiga ko'paytirilib ortadi, bunda $V_T = kT/q \approx 25 \text{ mV}$. Bunday approksimatsiya qilinganda Q_2 tranzistori kuchlanish manbai tomonidan yurgiziladi deb tahmin qilingan, ya'ni $R_D \ll \beta r_e$; bu ikki kaskadli sxemada asosiy kuchaytirishni bipolar tranzistorli kaskad, o'zining katta transconductance'i hisobiga, ta'minlab beradi. Bu sxemaga o'xshash bo'lib ko'ringan F-rasmdagi sxema uch terminalli gibridni tashkil qiladi. Bu sxemada bipolar tranzistorining g_m ko'rsatgichi hisobiga umumiy effektiv katta transconductance hosil bo'ladi; bu sxemada bipolar tranzistor "transconductance kuchaytirgichi" vazifasini bajaradi. Bu sxema, 2.77-rasmda keltirilgan Darlington (Sziklai) komplementar tranzistorlarga yaqinla-shadi, ko'proq bilish uchun §3x.2ga kiring.

C. Kaskodni qo'shish

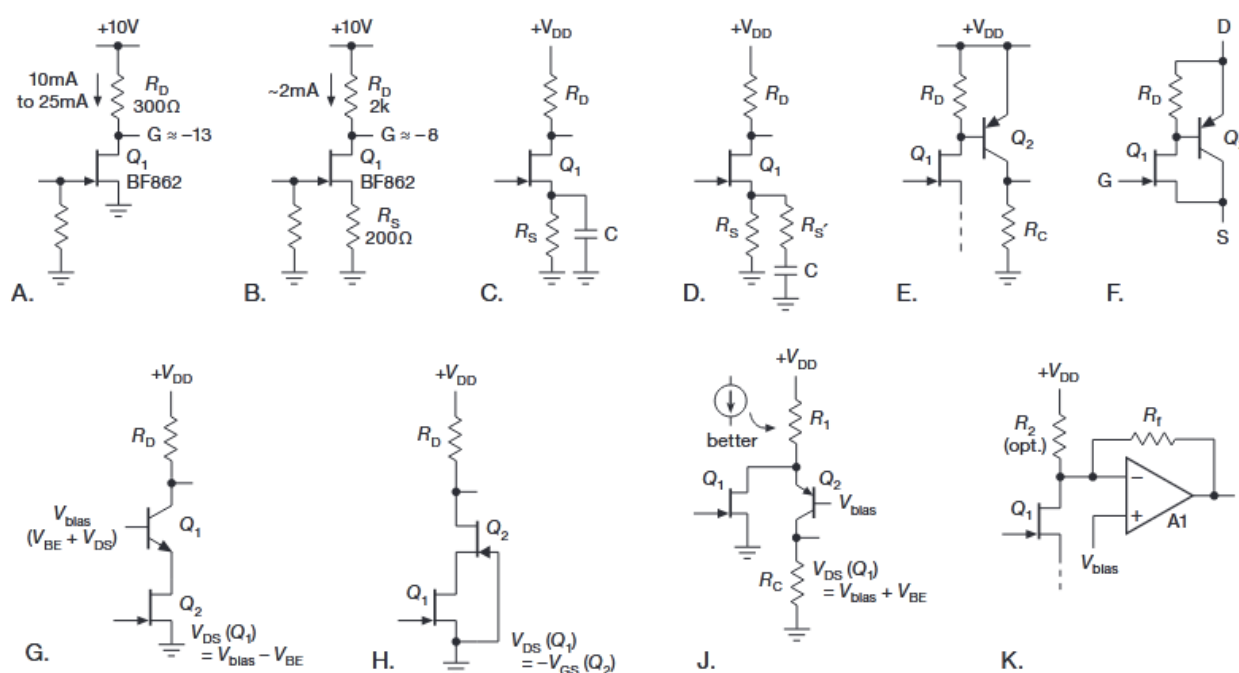
Oxirgi to'rt sxemada umumiy source'li kuchaytirgich sxemasiga drain zanjirini ajratuvchi kaskod kiritish usullari namoyish qilingan. Bu nafis sxematik konfiguratsiya Miller effekti ta'sirini kamaytirish yo'llaridan biri deb hisoblanadi (Miller effekti FETning drain –gate sig'imini kaskadning kuchaytirish ko'effitsientiga ko'paytirilishi bilan bog'liq); ana shunday usul 2.84-rasmdagi sxemada birinchi marta ko'rsatilgan. Bu erda kaskod o'zining to'liq imkoniyatlarini ko'rsatdi, bu ("Miller qotili") sxemaning kirish impedansini katta bo'lib turishiga yordam beradi. Sxemaning yutuqli tomonlari: (a) drain-source kuchlanishini kichik qiymatlarda ushlab turishga imkon beradi ("zarbli ionizatsiya" hisobiga gate toki ortib ketishini oldini oladi, §3.2.8); va (b) drain-source kuchlanishini cheklab qo'yish hisobiga "g_{os} effekti" cheklab o'tiladi (I_D tokining V_{DS} kuchlanishiga bog'liqligi hisobiga chiqish impedansining r_0 cheklanganligi); shunda kuchlanishni kuchaytirish ko'effitsienti kamaymasdan oddiy ifodalanishi mumkin $G = g_m R_D$. Kaskodning shu oxirgi sifati ularni Wilson tok oynagida ishlatilganini eslatadi (2.61-rasm); bu "Early qotili" bo'ladi. Bu to'g'risida kengroq 3x-bobda (§3x.4) da ko'rishingiz mumkin, unda to'rt JFET namunasida g_m va g_{os} ko'rsatgichlari tajriba jaraynida o'lchanib, olingan natijalari va kuchaytirish ko'effitsientlarni analitik va tajriba natijalari solishtirilganini ko'rishingiz mumkin (unda sxemalar kaskao va kaskodsiz tekshirilgan). G-rasmdagi sxemada bipolar tranzistorning bazasini

³¹ Bunda biz JFETning cheklangan chiqish impedansini hisobga olmadik: agar sizni buning sababi qiziqtirsa §3x.4da ko'ring (Agar sizga bu bilimlar haqiqatan ham kerak bo'lsa... istaklaringizdan extiyot bo'ling).

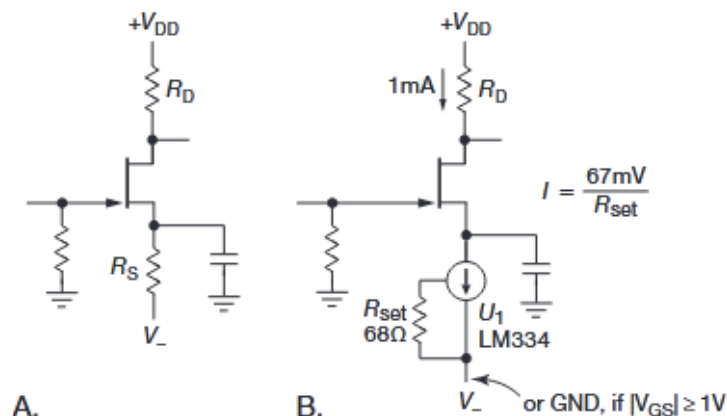
³² $I_D = f(V_{GS})$ bog'liqligini katta hajmdagi o'lchashlar tajribasi bizning bunga ishonchimizni tasdiqladi

³³ tranzistorlaridagi Early effektining analogi bo'ladi va R_D qiymatlari katta bo'lganida (va ayniqsa tok manbasi bilan almashtirilganda muhim bo'ladi). Kengroq §3x.4da ko'ring.

siljitish kuchlanishi JFETning ishchi drain-source kuchlanishini o'rnatadi. Ikkinchi JFETni shu vazifasini bajarish uchun ishlatish osonroq (N-rasmdagi Q_2 tranzistori). Bunda tranzistorni teskari siljituvchi V_{GS} kuchlanishi, drain toki bir xil qiymatda bo'lganida, Q_1 tranzistoridagidan kattaroq bo'lishi kerak, ammo gate kuchlanishining aniq bo'lmagan xarakteristikalarini buni mavhum bo'lishiga sabab bo'ladi. J-rasmdagi sxema "invertlangan kaskod" bo'ladi, unda Q_1 tranzistori drain toklarining o'zgarishlari Q_2 tranzistoridagi tokni ajratib oladi; bu sxema siz oddiy kaskod sxemasini ishlatganingizda qachon musbat manba terminaliga kelib qolganingizni bildiradigan foydali sxema bo'ladi. Va nixoyat, K-rasmda keltirilgan sxemada op-ampda yig'ilgan transconductance kaskadi (tokni –kuchlanishga o'zgartirish; §4.3.1ni ko'ring) drain zanjirini ajratadigan Q_2 kaskod tranzistorining o'rniga ishlatilgan: R_f rezistori vositasida yaratilgan teskari bog'lanish uning invertlovchi kirishini ("–" kirishi) siljituvchi kuchlanish qiymatida ushlab turadi, shunda uning chiqish kuchlanishi $V_O = -I_D R_f + V_{bias}$; qo'shimcha R_2 rezistori bilan chiqishdagi sokinlik kuchlanishini sizga kerak bo'lgan qiymatga o'rnatish imkonini beradi.



3.29-rasm. Bir qutbli manbali oddiy JFET umumiy – source'li kuchatirgichlar



3.30-rasm. Manfiy kuchlanish manbai JFET umumiy –source kuchaytirgichining siljilishini quyiga tushirishga imkon beradi

3.29-rasmda keltirilgan sxemalar bir qutbli kuchlanish manbai bilan ishlaydi; bu sxemalar juda jo'n, ammo JFETtranzistorlarning spetsifikatsiyalarida keltirilgan I_{DSS} va V_{GS} tok va kuchlanish xarakteristikalarini aniq bo'lmaganligini hisobiga bu sxemalarning toki o'rnatilgan qiymatidan ancha farq qilishi mumkin. Agar sizda shunga manfiy kuchlanish manbaini ham qo'shish imkoni bo'lsa, tranzistorning sokinlik nuqtasini aniq o'rnatishga imkon tug'iladi. 3.30A-rasmga qarang, unda n-kanalli JFETning ishchi toki uning source terminalini quyiga tushiruvchi rezistor bilan o'rnatiladi, $I_D = -(V_- + V_{GS})/R_S$ yoki JFET gate-source kuchlanishidan katta bo'lgan manfiy manba kuchlanishlari uchun, taxminan V_-/R_S ga teng. 3.29S-rasmdagi sxemaga o'xshab, shuntlovchi kontensator JFET kuchaytirish koefitsientini signal chastotalarida oshirish imkonini beradi, ya'ni $G_V = -g_m R_D$, bunda g_m ishchi tokidagi transconductance bo'ladi. Source terminalini quyiga tushirish uchun tok manbaini ishlatish bundan yaxshiroq yechim bo'ladi (3.30B-rasm). LM334 integral sxemasi, qimmat bo'lmagan (~\$0.50), rezistor bilan boshqariladigan tok manbai bo'ladi (\$9.3.14ni ko'ring). Bu sxemada tok manbai 1 mA tokka sozlangan ($I \approx 0.067/R_{set}$). Bu sxema ishlatilsa tok qiymati o'rnatilgan holini o'zgartirmaydi (uning qiymati V_{GS} kuchlanishiga bog'liq bo'lmaydi); LM334, undagi kuchlanish 1 Vga tushkunicha yaxshi ishlaydi, demak sxemaning quvvat manbai bir qutbli bo'lishi ham mumkin. Shunda JFETning gate-source kuchlanishi muvofiq ishchi tokda kam deganda bir volt bo'lishi kerak.³⁵

D. Ketma-ket feedback ("tokli feedback")

JFETlarda yig'ilgan kuchaytirgichlarning eng yaxshi sifati ularning kirish kirish qarshiliklari juda katta ekanligi bo'lsa ham, kuchaytirish koefitsienti kichik va uni aniq o'rnatish oson emas. Bipolyar tranzistorlarda yaratilgan kuchaytirgichlarning kuchaytirish koefitsientini aniq qilib o'rnatish bo'ladi va qiymati katta, ammo buning uchun undagi kirish toklari bilan to'lanadi. Shu ikki kerakli sifatlarni birlashtirish uchun kuchaytirgichning kirish kaskadini, kuchaytirish koefitsienti kichik bo'lsa ham, JFETlar loyihalab, keyingi kaskadida katta kuchaytirish koefitsientini ta'minlaydigan sxema ishlatish kerak bo'ladi. Ana shu yo'lda siz juda kichik kirish tokli (katta kirish impedansiga ega) kirish kaskadini JFETdan olib, keyingi kaskadning katta ochiq halqa kuchaytirish koefitsientini manfiy feedback bilan kerakli bo'lgan qiymatiga keltirishingiz mumkin. zBu sxemani biz odatdagidek emas, balki chuqurroq batafsil barcha elementlarini o'rganib chiqamiz va shu yo'lda yangi konsepsiya kiritamiz. 3.31-rasmda, kirish toklari o'ta kichik bo'lgan va (feedback bilan) kerakli kuchaytirish koefitsientini ta'minlab bera oladigan, JFET kuchaytirgichlar misollaridan birinchisi keltirilgan. Bu sxema, 2.92-rasmda keltirilgan ketma-ket feedbackli bipolyar juftga o'xshash: Q_1 umumiy source'li kuchaytirgich bo'lib, Q_2 bipolyar tranzistorda, chiqishda kuchlanish bo'yicha kuchaytirish koefitsientini ta'minlaydigan ikkinchi kaskad yig'ilgan, Q_3 tranzistori qaytargich sxemasida yig'ilgan bo'lib, uning baza-emitter zanjiriga o'rnatilgan R_3 rezistoridagi kuchlanish tushuvi Q_2 tranzistorning kollektor toki qiymatini belgilaydi. Ana shu sxema kuchlanish bo'yicha kerakli kuchaytirish koefitsientini ta'minlaydi (JFETning kichik qiymatdagi g_m bilan buni ta'minlab bera olmaydi).

FET va bipolyar tranzistorlarning transconductance parametrlarini solishtirish

Yuqorida qayd etilgan holatni raqamlar bilan isbotlash uchun JFET va BJT tranzistorlari 1mA tokda ishlashini ko'rib chiqaylik. Ikki tranzistor ham umumiy emitterli (manbali) sxemada yig'ilgan kuchaytirgichlar, oqava (kollektor) qarshiligi 5 k va manba kuchlanishi +10 volt deb olaylik (3.22-rasm). Siljitik masalasini e'tiborga olmasdan faqat kuchaytirish koefitsientiga ahamiyat beraylik. BJT tranzistorining emitter ichki qarshiligi r_e 25 om, demak bundan $g_m = 40$ mS, kuchlanishni kuchaytirish koefitsienti – 200 (bu qiymatni siz – $R_C/r_e = 5000/25 = 200$ hisoblab topishingiz mumkin). Tipik JFET (misol uchun 2N4220da) oqava toki 1mA bo'lganida $g_m = 2$ mS. Shunda kuchlanishni kuchaytirish koefitsienti $G_V = -g_m R_D = -2\text{mS} \times 5\text{k} = -10$ bo'ladi. Solishtirish natijasi odamni esan-kiratib qo'yadi. Kichik g_m qaytargich konfiguratsiyasida katta Z_{out} chiqish qarshiligini ta'minlab beradi (3.23-rasm).

JFET uchun $Z_{out} = 1/g_m = 500 \Omega$ (signal manbai impedansiga bog‘liq emas) BJT bilan solishtiramiz,. Uning chiqish impedansi:

$$Z_{out} = R_s/h_{fe} + r_e = R_s/h_{fe} + 1/g_m$$

kollektor toki 1 mA bo‘lganida $R_s/h_{fe} + 25 \Omega$ bo‘ladi. Tipik bipolyar tranzistorning bettasi, aytaylik $h_{fe} = 100$ va signal manbaining impedansi $R_s < 5 \text{ k}$ bo‘lganida chiqish impedansi ($Z_{out} = 25 \Omega$ dan 75Ω gacha bo‘ladi). Agar signal manbaining impedansi $R_s > 50 \text{ k}$ bo‘lsa JFET qaytargichi yaxshiroq bo‘ladi.

Endi FET uchun oqava tokining boshqaruv elektrodi – manbai oralig‘idagi kuchlanish tushuviga bog‘liqligini bipolyar tranzistor uchun yozilgan, kollektor tokining baza–emitter kuchlanish tushuviga bog‘liqligini belgilovchi ekvivalent (Ebers – Moll) tenglamasi bilan solishtirib ko‘raylik.

BJT: Ebers –Moll tenglamasi,

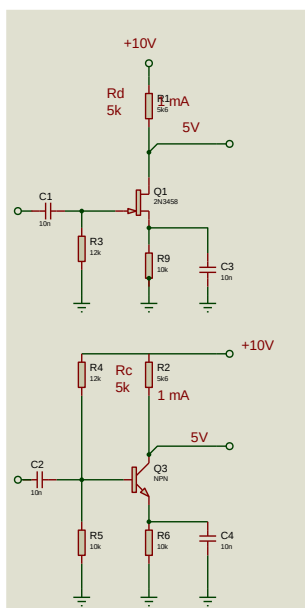
$$I_C = I_S \{ \exp(V_{BE}/V_T) - 1 \},$$

bunda

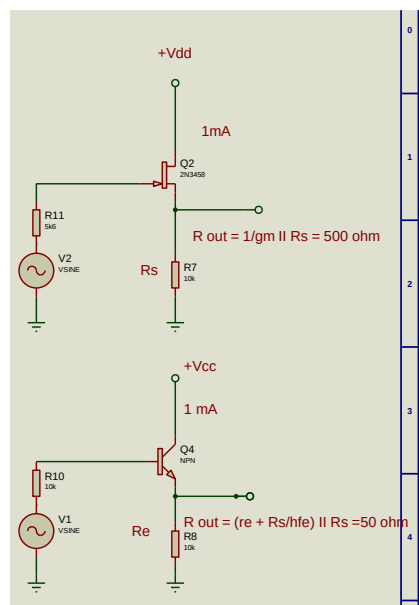
$V_T = kT/q = 25 \text{ mV}$ I_S siljish toklaridan katta bo‘lgan kollektor toklari uchun $g_m = dI_C/dV_{BE} = I_C/V_T$ bo‘lishini ko‘rsatadi. Bundan bizga tanish bo‘lgan natijani olamiz $r_e(\text{ohms}) = 25/I_C(\text{mA})$, bunda $g_m = 1/r_e$.

FET: tranzistor endi ochilgan holatida, oqava toklari juda kichik bo‘lganida,

$$I_D \propto \exp(V_{GS})$$



3.22-rasm.



3.23-rasm. Qaytargichlarning chiqish impedansi

Oqava toki, Ebers –Moll tenglamasiga o‘xshab kuchlanishga eksponensial bo‘g‘langan va tokka proporsional bo‘lgan transconductance ni beradi. Lekin, haqiqiy k konstantasining qiymati uchun (uning qiymati FETning geometriyasi, zaryad tashuvchilarining harakatchangligi va boshqalarga bog‘liq) FETning o‘tish o‘tkazuvchanligi BJTnikidan biroz kichik bo‘ladi: p-kanalli MOSFET uchun $I/40 \text{ mV}$, n-kanalli MOSFET uchun $I/60 \text{ mV}$ va BJT uchun $I/25 \text{ mV}$. Tok qiymati oshganida FET normal “to‘yingan” holatiga chiqqanida oqava toki:

$$I_D = k(V_{GS} - V_T)^2,$$

undan $g_m = 2\sqrt{kI_D}$ transconductance qiymati aniqlanadi. Demak, oqava toki oshganda FETning o'tkazuvchanligi tokning kvadrat ildiz ostidagi qiymatiga proporsional ko'payar ekan va shu qiymatdagi kollektor tokida ishlayotgan bipolyar tranzistorning o'tish o'tkazuvchanligidan kichik bo'lar ekan. Bizning aniq tenglamada (tranzistor kanalining kengligi/ uzunligi nisbatini kattalashtirish hisobiga)k konstantasi oshirilsa, o'tish o'tkazuvchanligi ham ortadi (shunda o'rnatilgan V_{GS} kuchlanish tushuvida oqava toki ham oshadi), ammo shunga qaramay uning o'tish o'tkazuvchanligi bipolyar tranzistornikidan kichik bo'lib qolaveradi.

Tok manbaidan iborat aktiv yuklamani qo'llab FETli kuchaytirgichlarning kuchlanishni kuchaytirish koeffitsientini oshirsa bo'ladi, ammo bipolyar tranzistorda yig'ilgan kuchaytirgich ana shu qiymatdagi toklarda yaxshiroq bo'lib qolaveradi. FETlar, juda katta kirish impedansi va kichik kirish toklari kabi, betakror xarakteristikalariga ega bo'lgani bilan ularda yig'ilgan kuchaytirgichlarni juda kam ko'rasiz.

FETlarning o'tish o'tkazuvchanligi, ularning to'yingan rejimiga chiqqanida, $V_{GS} - V_T$ ga proporsional bo'ladi va kanali yopilishiga yaqin qolgan JFETning o'tish o'tkazuvchanligi nominal qiymatining yarmiga tushib qoladi (nominal qiymati $ID = IDSS$, ya'ni $V_{GS} = 0$ bo'lgan holat uchun beriladi).

Differensial kuchaytirgichlar

Xarakteristikalari kelishtirilgan FETlar, bipolyar tranzistorlarda yig'ilgan kaskadlaridan avval joylashtirilgan, kirish impedansi katta bo'lgan differensial kuchaytirgich sifatida ishlatilishi mumkin. Bunday sxemalarda operatsion kuchaytirgichlar va komparatorlar loixalanadi. Avval qayd etganimizdek, bipolyar tranzistorlarda yig'ilgan kuchaytirgichlarga nisbatan FETlarning boshqarish elektrodini siljitish uchun kattaroq kuchlanish kerak bo'ladi va bu kuchlanish qiymatini stabil ushlab tura olmaydi, ammo ularning juda katta kirish impedansi ularning asosiy afzalligi bo'ladi.

Ossillyatorlar

Umuman olganda, FETlar noyob xarakteristikalari (katta kirish impedansi va kichik siljitish toklari) tufayli barcha sxemalarda bipolyar tranzistorlarni o'rnini bosishi mumkin. Misol uchun ular LC generatorlari va kvarsli ossillyatorlarda samarali ishlatiladi. Quyidagi bo'limlarda bunga misollar keltiramiz.

Aktiv yuklama

Bipolyar tranzistorli kuchaytirgichlarda ishlatilganidek, FETli kuchaytirgichlarda oqava yuklamasini aktiv yuklama, ya'ni tok manbai bilan almashtirish mumkin. Shu bilan kuchlanish kuchaytirilishi ancha katta qilish mumkin:

$$G_V = -g_m R_D \text{ (yuklamada oqava rezistori o'rnatilganida)}$$

$$G_V = -g_m R_0 \text{ (tok manbai yuklama sifatida ishlatilganida)}$$

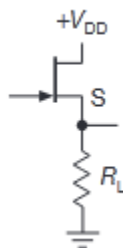
bunda R_0 oqavaga qaragan impedans (" g_{oss} " deb ataladi), tipik qiymatlari 100 k dan 1Mgacha. FETlarning differensial jufti uchun aktiv yuklama sifatida tok oynagi ishlatilishi mumkin. Sxema stabil siljitilmagan, ammo tashqi teskari bog'lanishi yo'q. Tok oynagi FETlar va bipolyar tranzistorlarda yig'ilgan bo'lishi mumkin. Bunday sxemotexnik konfiguratsiya FETli operatsion kuchaytirgichlarda ishlatiladi.

Manba qaytargichlari

FET larning o'tish o'tkazuvchanligi nisbatan kichik bo'lgani tufayli ularni bevosita umumiy manbali kuchaytirgich sxemasida ishlatishni o'rniga, oddiy bipolyar tranzistorli kuchaytirgichning kiri-

shidagi bufer bo‘lgan “manba qaytargichi” (emitter qaytargichisining analogi) sxemasida ishlatish yaxshiroq bo‘ladi. SHunda siz, FET ishlatilishi tufayli, katta kirish impedansi va kichik kirish toklarga erishasiz, bipolyar tranzistorlarning katta o‘tish o‘tkazuvchanligi tufayli yagona kaskadda katta kuchaytirish koeffitsientini olasiz. Buning ustiga, diskret FET(ya’ni integral sxemaning qismi bo‘lmagan) bipolyar tranzistorga nisbatan kattaroq bo‘lgan va umumiy manbali kuchaytirgich sxemalarida Miller effektiga olib keladigan, elektrodlararo sig‘imga ega bo‘ladi; manba qaytargichisi emitter qaytargichisiga o‘xshab Miller effektiga ega bo‘lmaydi.

Katta kirish impedansiga ega FETli qaytargichlar odatda ossilloskop va o‘lchash kuchaytirgichlarining kirish kaskadlarida ishlatiladi. Kondensatorli mikrofon, rN-elektrod, zaryadlangan zarrachalar detektori yoki tibbiyot va biologiyadagi mikroelektrodli signal manbalari juda katta ichki impedansiga ega bo‘ladi. Bunday signal manbalaridagi signalni kuchaytirish uchun kirish kaskadi (diskret yoki operatsion kuchaytirgich tarkibida) FETli bo‘lgan kuchaytirgichni ishlatish masalani samarali hal qilishga imkon beradi. Sxema tarkibidagi qaytargich kaskadi avvalgi kaskaddan kichik tok olishi yoki umuman tok olmasligi talab etilgan bo‘lishi mumkin. Bunday kaskadlarga misol sifatida analogli “olib saqlash”, “pik detektori” sxemalarini ko‘rsatish mumkin. Bunday sxemalarda olingan potensial sig‘imda vaqtinchalik saqlanadi va keyingi kuchaytirgich kaskadi shu sig‘imdan tok oladigan bo‘lsa saqlangan potensial “o‘tirib” qoladi. Yuqorida qayd etilgan hollarda FETlarning signal manbaidan juda kichik tok olishi ularning kichik o‘tish o‘tkazuvchanligidan afzalroq ekanligi, manba qaytargichlarini (yoki umumiy manbali kuchaytirgich sxemalarini ishlatish) bipolyar emitter qaytargichisidan afzal ekanligini ta’minlaydi.



3.25- rasm.

3.25-rasmda eng sodda manba qaytargichisi ko‘rsatilgan. O‘tish o‘tkazuvchanligidan foydalanib, emitter qaytargichisiga o‘xshab, sxema chiqishidagi signal amplitudasini ifodalashimiz mumkin. Bizda

$$v_s = R_L i_d$$

i_g toki hisobga olishga e’tiborsiz kichik bo‘lgani sababli; ammo

$$i_d = g_m v_{gs} = g_m (v_g - v_s)$$

bundan

$$v_s = \left[\frac{R_L g_m}{(1 + R_L g_m)} \right] v_g$$

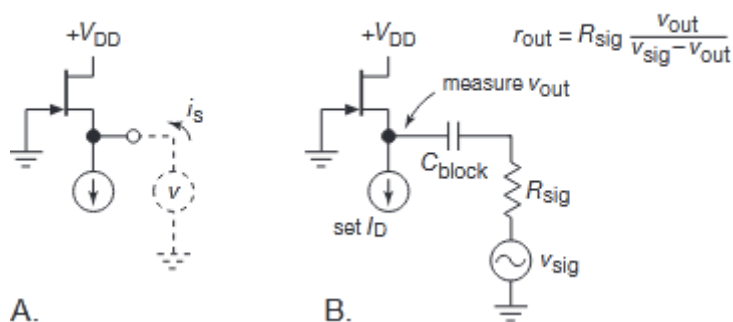
$R_L \gg 1/g_m$ uchun bu juda yaxshi qaytargich bo‘ladi ($v_s \approx v_g$), ammo baribir birga yetmaydi.

Chiqish impedansi

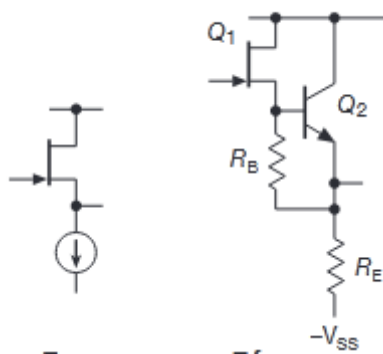
Yuqorida keltirilgan v_s uchun yozilgan tenglamadan manba qaytargichining chiqish impedansi $1/g_m$ ga teng ekanligini aniq ko‘rsatib beradi (manba kuchlanishi v_g ketma-ket ulangan $1/g_m$ orqali R_L yuklamani quvvat bilan ta’minlaydi deb impedansni hisoblab ko‘ring). Emitter qaytargichining chiqish impedansi $r_e = 25/I_C$ yoki $1/g_m$ bo‘lganini eslasak, FETli manba qaytargichisining chiqish impedansi

bilan bir xil bo'lib chiqadi. Manba qaytargichisining chiqish impedansi aniq $1/g_m$ ga teng ekanligini, boshqaruv elektrodi yerga ulangan FET orqali chiqishiga berilgan manba toki qiymatini hisoblash orqali osonlikcha ko'rsatish mumkin (3.26-rasm). Oqava tokini ifodalaymiz

$i_d = g_m v_{gs} = g_m v$ bundan $r_{out} = v/i_d = 1/g_m$ chiqish qarshiligini aniqlaymiz. Tokning qiymati bir necha milliamper bo'lganida chiqish impedansining qiymati bir necha yuz om bo'ladi. FETli manba qaytargichi emitter qaytargichisiga o'xshab aniq chiqish impedansiga ega ekanligi ko'rinib turibdi.



3.26-rasm.



3.27-rasm.

Bu sxemada ikkita kamchilik bor:

1. Sxemaning nisbatan katta chiqish impedansi chiqishdagi signal tebranishlarini kirishdagidan ancha kichik bo'lishiga olib keladi, chunki yuklama rezistorining R_L yakka o'zi manba qaytargichining chiqish impedansi bilan kuchlanish bo'luvchisini tashkil qiladi. Yana, oqava toki signal ketidan o'zgarib turishi o'tish o'tkazuvchanligi g_m va muvofiq chiqish impedansini o'zgarishiga olib keladi va chiqishda biroz nochiziklik (signal shaklining buzilishi) hosil bo'lishiga sabab bo'ladi. Bu muammoni hal qilish uchun o'tish o'tkazuvchanligi katta bo'lgan FET ishlatish kerak bo'ladi, ammo FET- bipolyar tranzistor kombinatsiyasi yaxshiroq yechim beradi.

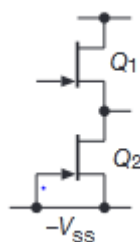
2. Aniq tok qiymatini o'rnatish uchun kerak bo'lgan V_{GS} parametri FETlar ishlab chiqariishida deyarli nazorat qilib bo'lmaydigan parametrlar bo'lgani sababli manba qaytargichisida avvaldan ko'rsatib bo'lmaydigan dc siljishlar bo'ladi va bu kamchilik o'zgarimas tok kuchaytirgichlari uchun muhim ahamiyatga ega bo'ladi.

Aktiv yuklama

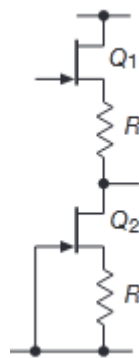
Bir necha qo'shimcha komponentlar manba qaytargichisi xarakteristikalarini sezilarli darajada yaxshilashi mumkin. Kelin bularni ko'rib chiqaylik:

Birinchidan, R_L yuklama rezistorini tok manbai bilan almashtiraylik (3.27-rasm). Konstanta qiymatidagi manbaning toki V_{GS} boshqaruv elektrodi – manba oralig‘idagi kuchlanish tushuvini deyarli stabil bo‘lishiga olib keladi va shu bilan nochiziqlikni yo‘qotadi. Bu o‘zgartirishni siz manba qaytargichisi sxemasida yuklama qarshiligi R_L cheksiz qiymatga ega deb tasavvur qilishingiz mumkin. Bilishimizcha tok manbaining qarshiligi deyarli cheksiz bo‘ladi. O‘ng tomondagi sxema kichik chiqish tokini ta‘minlab berishi bilan ajralib turadi, chunki V_{BE}/R_B bilan belgilangan tok konstanta qiymatini ushlab turadi. Lekin biz hali siljitish kuchlanishining (kirishdan chiqishga tushgan kuchlanish) V_{GS} ($V_{GS} + V_{BE}$ – o‘ng tomondagi sxema uchun) nostabilligi va muvofiq nochiziqlikdan qutilib olganimiz yo‘q. Buning uchun biz mavjud FET uchun uning I_{sink} – oqib chiqqan tokini I_{DSS} toki qiymatiga muvofiq o‘zgartirishimiz mumkin (birinchi sxemada) yoki R_B baza qarshiligini o‘zgartirsak bo‘ladi (ikkinchi sxemada). Ikkita sababga ko‘ra bu yechimni yaxshi deb bo‘lmaydi: (a) har bir FET uchun sxema alohida sozlanishi kerak bo‘ladi. (b) Temperaturaning normal qiymatlarida baland bo‘lganida berilgan V_{GS} kuchlanish tushuvida I_D oqava toki temperatura bog‘liqligi sababli o‘zgaradi.

Siljitish kuchlanishini nolga tushirish uchun bir xil tranzistorlardan tashkil topgan FETlar jufti yaxshiroq yechim beradi (3.28-rasm). Q_1 va Q_2 yagona kremniy plastinasida bir xil texnologiyada yaratilgan FETlar jufti bo‘lishi kerak. Q_2 tranzistori $V_{GS} = 0$ holatiga to‘g‘ri kelgan tokni o‘tkazadi. Ikki FET uchun $V_{GS} = 0$ va shu tufayli Q_1 siljitish kuchlanishi nolga teng bo‘lgan qaytargich bo‘ladi. Q_2 Q_1 temperaturasi doim bir xil bo‘lgani tufayli, temperaturani o‘zgarishlariga qaramay siljitish kuchlanishini nol bo‘lib qolaveradi.



3.28-rasm.



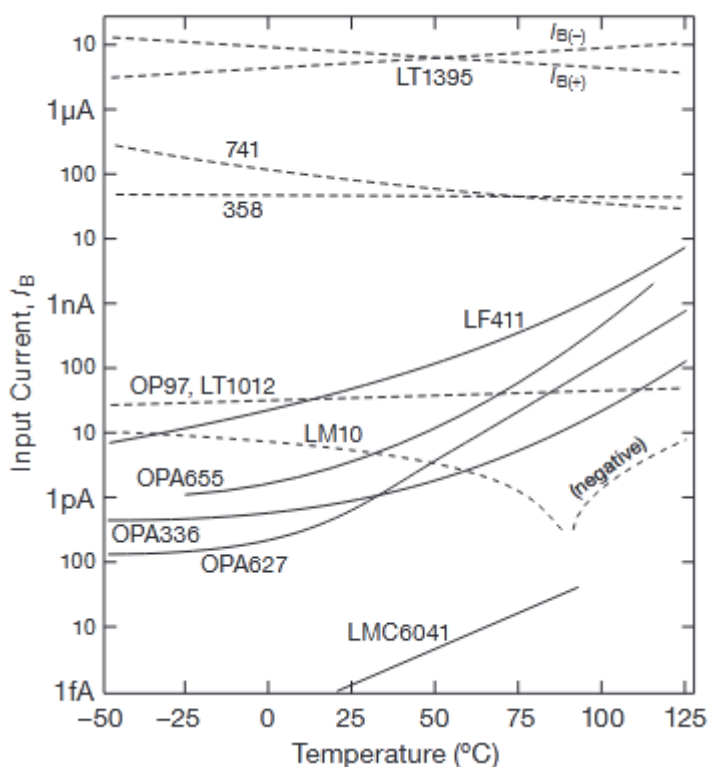
3.29-rasm.

Keltirilgan sxemani siz odatda manba rezistorlari bilan ko‘rgan bo‘lasiz (3.29-rasm). Biroz o‘ylab ko‘rsangiz, R_1 rezistori kerak ekanligiga ishonasiz, $R_1 = R_2$ tengligi Q_1 va Q_2 bir xil tranzistorlar bo‘lganida $V_{out} = V_{in}$ bo‘lishini ta‘minlaydi. Sxemaning bu modifikatsiyasi I_D oqava tokini, uning maksimal I_{DSS} qiymatidan kichik bo‘lgan qiymatda, o‘rnatib qo‘yish imkonini beradi va shu rejimda ishlagan FETli tok manbai qaytargichning chiziqlilikni yaxshilaydi. Sxemaning shu modifikatsiyasi ossillokoplarda vertikal kuchaytirgichining kirish kaskadi sifatida ko‘p ishlatiladi. Bu sxema ishlashini yanada yaxshilash uchun oqavani qo‘shimcha sxema bilan yuklash (kirish sig‘imini yo‘q qilish maqsadida) va chiqish impedansini kamaytirish uchun chiqishiga bipolyar tranzistorda yig‘ilgan kaskad qo‘shish mumkin. Shu sxemaning chiqish signalini quyidagi yuklamalarning himoya zanjirlariga berib ekranlangan kabellarda mavjud bo‘lgan sig‘imlarni olib tashlash uchun ishlatilishi mumkin. Aksincha bu sig‘imlar katta kirish impedansiga ega signal manbaining ishlashiga salbiy ta‘sir ko‘rsatishi mumkin.

FETning boshqaruv elektrodidagi tok

Umuman FETlar va shu jumlada MOSFETlar boshqaruv elektrodlarining toki nolga teng bo‘ladi deb aytgan edik. FETlarning bu xususiyati, balki, eng muhimi bo‘lib, katta kirish impedansli kuchaytirgich va qaytargichlar sxemalarida undan foydalanishni ko‘rib chiqdik. Analogli kalitlar va raqamli

logika sxemalarida FETlarning bu xususiyati kerak bo'ladi. FETlarni chuqurroq o'rganganimizda, ularning boshqaruv elektrodida mavjud bo'lgan toklar bilan to'qnashib qolishimiz mumkin albatta. Boshqaruv elektrodleri orqali oqadigan toklar bor ekanligini bilish kerak, chunki uni inkor qilish ertami kech sizni murakkab xolatga keltirib qo'yishi mumkin. Aslida, boshqaruv elektrodidagi cheklangan toklarning hosil bo'lishining bir necha mexanizmi bor: MOSFETlardagi kanalni boshqaruv elektrodidan izolyasiya qilib turuvchi kremniy dioksidi juda mukammal bo'lmagani tufayli shu izolyasiya orqali pikoamperlar ko'lamida siljish toklari oqib o'tadi. JFETlarda bo'lsa boshqaruv



3.30-rasm.

elektrodining “izolyasiyasi” teskari tomonga ishlaydigan diod (pn- kontakt) vositasida amalga oshirilgan. Biz bilamizki, yarimo'tkazgich materialdagi begona aralashmalar teskari ulangan diod orqali siljish toklari oqishiga sababchi bo'ladi. Yana bir mexanizm, JFETlarning (ayniqsa, n- kanalli turida) “*ta'sir osti ionizatsiyasi*” nomi bilan ma'lum bo'lgan effekt ta'sirida boshqaruv elektrodida yaralgan tok xaybatga soladigan qiymatlarda bo'lishi mumkin. Va nixoyat, JFETva MOSFETlarda majud elektrod-lararo sig'imlar o'zgaruvchan signal bilan zaryad-razryadlanishi hisobiga hosil bo'lgan *dinamik toklar*, boshqaruv elektrodida oqadigan toklarning yana bir mexanizmi bo'ladi. Bu mexanizm bipolyar tranzistorlarga o'xshab Miller effekti sababli ishlaydi.

Ko'p hollarda boshqaruv elektrodidagi toklar bipolyar tranzistorlardagi baza toklarga nisbatan e'tiborga loyiq bo'lmagan qiymatlarga ega bo'ladi. Ammo, ba'zi bir holatlarda FETlarning kirish toklari *kattaroq* bo'lishi mumkin! Raqamlarga qaraylik.

Boshqaruv elektrodidagi siljish toklari

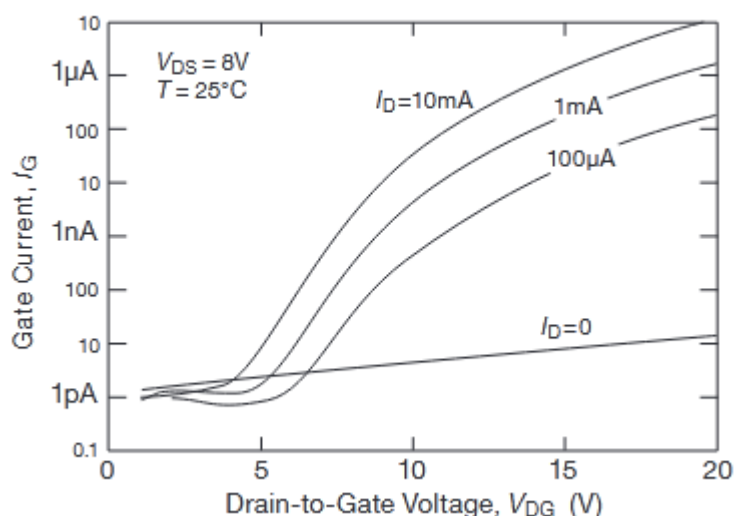
FETli kuchaytirgich (yoki qaytargichning) past chastotalardagi kirish impedansi mavjud siljish toklari bilan chegaralanadi. JFETlarning spetsifikatsiyalarida breakdown voltage BV_{GSS} nomi bilan keltirilgan kuchlanishning qiymati keltiriladi. Bu kuchlanish boshqaruv elektrodi bilan manba (FETning manba va oqava elektrodleri birlashtirilgan bo'ladi) oralig'iga beriladi. SHu kuchlanish ta'sirida boshqaruv elektrodidan kanalga oqib o'tgan tok $1 \mu A$ qiymatiga etganga to'g'ri kelgan kuchlanish shu

atama bilan nomlanadi. Bu qiymatidan kichik bo'lgan kuchlanishlarda I_{GSS} siljish toklarining qiymati keskin tushib ketadi va pikoamper ko'lamida o'lchanadi. MOSFETlardagi boshqaruv elektrodning izolyasiyasini (elektrod bilan kanal oralig'idagi kremniy dioksidli izolyasiyani) buzilib ketishiga (tok o'tkazadigan bo'lib qolishi nazarda tutilmoqda) yo'l qo'ymasligigiz kerak, aksincha bu, boshqaruv elektrodining siljish toki nominal kuchlanishlarda ham maksimal qiymatiga chiqib olishi mumkin. FETli integral kuchaytirgich sxemalarida (misol uchun, FETli operatsion kuchaytirgichlarda) "input bias current" I_B – kirishdagi siljitish toki deb chalg'ituvchi nom olgan parametr keltiriladi. Bu ko'rsatkich ayni boshqaruv elektrodan kanalga siljib o'tgan tokni nazarda tutadi va pikoamper ko'lamidagi o'lchamlarda keltiriladi.

Siljish tok qiymatlarining ko'lami pikoamperlarda bo'lgan sxemotexnika uchun eng yaxshi xabar bo'ladi. Lekin, bu tok qiymati temperatura ta'sirida keskin ko'tarilib ketishi (aslida eksponensial tezligida) (temperatura 10°C o'sganida tok qiymati ikki barobar ortadi) juda yomon xabar desa bo'ladi. Aksincha, bipolyar tranzistorning baza toki siljish toki emas va temperatura o'sganida baza toki biroz kamayadi. Kirish zanjirlari FETlardan bo'lgan operatsion kuchaytirgichlarda xona temperaturasidagi kirish toklari boshqalarga qaraganda eng kichik bo'ladi, lekin temperatura o'sishi bilan keskin ortib ketadi va bipolyar tranzistorli operatsion kuchaytirgichlar uchun keltirilgan qiymatlaridan ham ortadi.

JFETlardagi ta'sirli ionizatsiya toklari

Odatdagi siljish toklariga sabab bo'ladigan effektlarga qo'shimcha, n-kanalli JFETlar sezilarli darajadagi katta bo'lgan V_{DS} va I_D – oqava-manba kuchlanishi va oqava toklar ko'lamida ishlaganida hosil bo'ladigan siljish toklari bo'ladi (spetsifikatsiyalarda keltiriladigan boshqaruv elektrodidagi siljish toklari noreal ish rejimi uchun beriladi: $V_{DS} = I_D = 0$!). 3.31 – rasm nima bo'lganini ko'rsatadi. V_{DG} boshqaruv elektrod – manba oralig'iga berilgan kuchlanish ma'lum qiymatga etmaguncha siljish toklarining qiymati I_{GSS} toki qiymatida atrofida bo'ladi, keyin esa keskin o'sib ketadi. SHu ortiqcha "ta'sirli ionizatsiya" tokining qiymati oqava toki qiymatiga proporsional bo'lib, temperatura va kuchlanishga eksponensial ravishda o'sadi. Bu toklarning paydo bo'lishi manba – oqava kuchlanishi BV_{GSS} qiymatining 25%ga etganidan boshlanadi va natijada boshqaruv elektrodidagi tok mikroamper va undan ham katta qiymatlarga ko'tarilishi mumkin. Kirish toki mikroamper bo'lgan "katta impedansli buffer" albatta yaroqsizdir. Agar siz 2N4868A tranzistorini qaytargich sifatida ishlatib unga 40 volt manba bersangiz 1 mA oqava tokini olasiz.



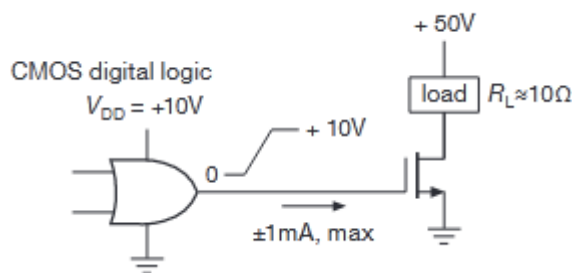
3.31-rasm.

Bunday ortiqcha siljish toklari n-kanalli JFETlarda uchraydi va ulardagi manba –oqava kuchlanishi katta bo‘lganida paydo bo‘ladi. Bu toklardan qutilish yo‘llaridan biri (a) oqava manbai kuchlanishini kamaytirish yoki kaskod sxemasini qo‘llash; (b) r-kanalli JFET ishlatish, unda bu effekt ancha kichik bo‘ladi yoki (s) MOSFETni ishlatish bo‘ladi. Eng muhimi bu xodisa borligini bilish va kelajakda sizga surpriz bo‘lib qolishini oldini olish bo‘ladi.

Boshqaruv elektrodidagi dinamik toklar

Boshqaruv elektrodidagi siljish toklari o‘zgarmas tokli effekt hisoblanadi. Ammo boshqaruv elektrodiga o‘zgaruvchan kuchlanishlar ham beriladi va shunda tranzistorning ichki sig‘imlari ishga tushadi. Umumiy manbali kuchaytirgichni olaylik. Bipolyar tranzistorlarda yig‘ilgan kuchaytirgichda tranzistorning kirish sig‘imining (baza bilan yer oralig‘idagi sig‘im C_{iss}) ta‘sirida sig‘imni ko‘paytiruvchi Miller effektini ko‘rasiz (C_{rss} testkari bog‘lanish sig‘imiga ta‘sir ko‘rsatadi). Bipolyar tranzistor larga nisbatan FETlarda sig‘imlar bilan bog‘liq bo‘lgan effektning muhimligi ikki omilga taqaladi: birinchidan, sizga kirish toklari juda kichik bo‘lishi zarur bo‘lgani sababli bipolyar tranzistorlarning o‘rniga FETlarni ishlatasiz; natijada sig‘im orqali oqib o‘tgan toklar qiymati o‘sha sig‘im uchun kattaroq bo‘ladi. Ikkinchidan, ekvivalent bipolyar tranzistorga nisbatan FETlarda mavjud bo‘lgan sig‘imlar ancha katta bo‘ladi.

Sig‘imlar effektini baholash uchun ichki impedansi 100k bo‘lgan manbaning signalini FETli kuchaytirgich kuchaytirilishini ko‘rib chiqaylik. dcda muammo yo‘q, chunki signal manbaining ichki impedansida pikoamper toklar bor yo‘g‘i mikrovolt kuchlanish tushuvi hosil qiladi. Ammo, signal chastotasi 1MHz bo‘lganida, aytaylik, kirishdagi 5pF sig‘im 30 k shuntlovchi impedansni hosil qiladi va bu shunt signalni anchagina so‘ndirilishiga olib keladi. Aslida, har bir kuchaytirgichda ichki impedansi katta bo‘lgan va katta chastotada ishlaydigan manbaning signalini kuchaytirishda muammolar paydo bo‘ladi va shunday hollarda muammoni yechimi past impedansda (yuqoridagi chastotalarda tipik yuklama qarshiligi 50 Ω bo‘ladi) yoki parazitik sig‘imlarni olib tashlash uchun sozlangan LC konturlarni ishlatish bo‘ladi. Katta chastotalarda FET kuchaytirgich signal manbai uchun 10^{12} omlik yuklama bo‘la olmaydi.



3.32-rasm

Yana bir misol uchun 10 A yuklamani kommutatsiya qiladigan MOSFET kalitini ko‘rib chiqaylik (katta quvvatli JFETlar bo‘lmaydi) (3.32-rasm). Ba‘zilar soddaligidan MOSFET kaliti, kichik tok beradigan raqamli logika bilan, ishga tushira oladi deb o‘ylashi mumkin. Misol uchun CMOS raqamli logikasining chiqishidagi kuchlanish erdan +10 Vgacha o‘zgarganida beradigan toki 1 mA bo‘ladi. Aslida, bunday sxema fojियaga olib keladi, chunki 1 mA tok bilan 2N6763 tranzistorning 360 pF kirish sig‘imini zaryadlash hisobiga kommutatsiya vaqti 20 μ s gacha cho‘zilib ketadi. Bundan ham achinarlisi, boshqaruv elektrodidagi dinamik toklar ($I_{gate} = C dV_D/dt$) logikaning chiqishiga qaytib, “SCR latchup” “qaytib ushlash” effekti hisobiga, uni ishdan chiqarishi mumkin. Katta quvvatli bipolyar tranzistorlardagi sig‘imlar yuqorida ko‘rsatilgan qiymatlarda bo‘ladi va dinamik toklari ham shu qiymatlarga yaqin bo‘ladi; lekin 10 amperli elektron kommutator loixalaganingizda, bipolyar tranzistorni yurgazish uchun bazasida 500 mA tok bo‘lishini talab qiladi, FETga esa kichik tok berishga harakat

qilasiz. SHu misoldan, yana bir marta, FET o'zining o'ta yuqori impedansi bergan afzallikni biroz yo'qotadi.

FETlarni qarshiligi o'zgartiriladigan rezistor sifatida ishlatish

3.17-rasmda JFETning volt amper xarakteristikalari keltirilgan (V_{GS} kuchlanish tushuvlarining kichik qiymatlari uchun oqava tokining V_{DS} kuchlanishiga bo'lgan bog'liqligi keltirilgan). Alohida qilib tranzistorning normal "to'yingan" va "chiziqli" rejilarda ishlagandagi xarakteristikalari keltirilgan. MOSFETning xarakteristikalari 3.2-rasmda keltirilgan. $I_D = f(V_{DS})$ xarakteristikalarining V_{DS} kuchlanishi ($V_{GS} - V_T$) qiymatidan kichik bo'lgan qismida funksiya chiziqli xarakterga egaligi ko'rinib turibdi va ularni nol nuqtasidan qarshi tomonga yo'naltirish mumkin. Demak, xarakteristikalarning shu qismida FETlarni kuchlanish bilan boshqariladigan rezistor sifatida ishlatish imkoni bor ekan. Bunda boshqaruv kuchlanishi musbat va manfiy bo'lishi mumkin. Xarakteristikalarning chiziqli qismi uchun oqava tokini quyidagicha ifodalash mumkin:

$$I_D = 2k[(V_{GS} - V_T)V_{DS} - V_{DS}^2/2]$$

Bundan (I_D/V_{DS}) nisbatini ajratib, quyidagi ifodaga kelimiz:

$$\frac{1}{R_{DS}} = 2k \left[(V_{GS} - V_T) - \frac{V_{DS}}{2} \right]$$

Bu ifoda xarakteristikadagi nochiziqlikni ko'rsatib turibdi, ya'ni rezistiv rejimdan chekinganlik mavjud ekan (qarshilik kuchlanishga bog'liq bo'lmazligi kerak). Lekin, oqava kuchlanishi, tranzistor ochilgandagi qiymatidan, kichik bo'lgan joyda ($V_{DS} \rightarrow 0$) oxirgi ifoda muhim bo'lmay qoladi va FET o'zini rezistordek tutadi:

$$R_{DS} \approx 1/[k2(V_{GS} - V_T)]$$

Tranzistor konstruksiyasiga bog'liq bo'lgan k parametrining qiymati sizga aniq ma'lum bo'lmagani sababli qarshilik ifodasini quyidagicha yozish foydaliroq bo'ladi:

$$R_{DS} \approx R_0(V_{G0} - V_T)/(V_G - V_T)$$

Bunda barcha ko'lamdagi V_G uchun R_{DS} qarshiligining qiymati aniq V_{G0} kuchlanishda topilgan R_0 qarshilik qiymatidan hisoblab topiladi.

Yuqorida keltirilgan formuladan, kanalning o'tkazuvchanligi ($= 1/R_{DS}$) boshqaruv elektrodidagi kuchlanish ostona kuchlanishidan ortiq bo'lgan qiymatiga proporsional ekanligini ko'rishingiz mumkin. Boshqa bir foydali fakt $R_{DS} = 1/g_m$, ya'ni xarakteristikaning chiziqli qismida kanalning qarshiligi, to'yingan qismidagi o'tish o'tkazuvchanligiga teskari proporsional bo'lar ekan. Bu juda qulay narsa bo'ldi, chunki tranzistorning spetsifikatsiyalarida g_m o'tish o'tkazuvchanligining qiymati albatta keltiriladi.

FETlardan yaratiladigan rezistorning qarshiligi o'nning bir qismi (katta quvvatli MOSFETlar uchun 0.1Ω dan) cheksizlikkacha bo'lishi mumkin. Bunday rezistorlar kuchaytirgichlarning kuchaytirishini avtomatik boshqaruv zanjirlarida qo'llanilishi mumkin: teskari bog'lanish zanjiriga ulangan rezistor avtomatik ravishda chiziqli rejimida ushlab turiladi. Siz shuni esda tutishingiz kerakki, bunday kuchaytirishni avtomatik boshqarish sxemalarida FETni signal qiymatlari katta bo'lmagan joyga o'rnatish kerak, undagi signal amplitudasi 200 mVdan kichik bo'lishi kerak.

FETni yaxshi rezistor sifatida ushlab turadigan V_{DS} oqava –manba kuchlanishi ishlatilgan FET xarakteristikalariga bog'liq va boshqaruv elektrodidagi kuchlanish V_P (yoki V_T) qiymatidan ortgan qis-

miga proporsional bo'ladi. Kuchlanish $V_{DS} < 0.1(V_{GS} - V_P)$ bo'lganida qarshilikning nohiziqiligi 2% atrofida, va kuchlanish $V_{DS} \approx 0.25(V_{GS} - V_P)$ bo'lganida 10% bo'ladi. O'zaro bir xil bo'lgan FETlarda osonlacha bir vaqtda bir necha signalni boshqaradigan qarshiligi o'zgaruvchan rezistor yaratsa bo'ladi. Sanoatda rezistor sifatida ishlatiladigan, aniqligi 30% bo'lgan FETlar ishlab chiqaradi. Kompensatsion sxemalar vositasida bu rezistorlarning chiziqliligi yaxshilab, o'zgarish ko'lamini kengaytirsang bo'ladi. Biz buni kelasi boblarda ko'rsatamiz. Kuchaytirgichning kirishida biz betakror JFET bo'lgan 2SK170B (yoki LSK 170B) tranzistorini ishlatdik: uning transconductance ko'rsatgichi katta (25 mS atrofida I_{DSS} qiymati 6 – 12 mA bo'lganida) va shovqin kuchlanishlari juda kichik ($\sim 1nV/\sqrt{Hz}$). Gate kuchlanishini nol qilib oldik; R_D rezistori qarshiligini yetarli darajada kichik qilib olib, I_{DSS} tokining qiymatlari 2:1 nisbatda farqlanadi deb qabul qildik (boshqa JFETlarga qaraganda qat'iy talab qo'yilgan). SHunda $I_{DSS(max)}$ toki maksimal qiymatiga chiqqanida ham tranzistor dc bo'yicha to'yingan rejimga kirib qolmasligi ta'minlanadi. Drain kuchlanishini haqiqiy qiymatining ahamiyati yo'q, chunki kuchaytirgich chiqishidan signal dcn bloklovchi S_1 kondensatori orqali ikkinchi kaskadga uzatiladi. Hozircha ikkinchi kaskadni hisobga olmasdan turib (va $R_g = 0$ ga o'rnatib), kaskadning kuchaytirish ko'effitsientini aniqlaymiz $G = g_m R_D$, yoki qiymati qo'pol qilib olganda $G \approx 25$ bo'ladi. Bu qiymat JFETlarning ishlab chiqarilish variatsiyalari sababli $\pm 25\%$ ko'lamda bo'lishi mumkin. Ammo signal chastotalarida kaskadning drain yuklamasi aslida ikkinchi kaskadning kichik kirish impedansiga teng bo'ladi. Ikkinchi kaskad op-ampda yig'ilgan tok – kuchlanish konverteri ("transresistance") sifatida ishlaydi (§4.3.1Sni ko'ring). Uning "kuchaytirish ko'effitsienti" (chiqish kuchlanishining kirish tokiga nisbati, qarshilik birliklarida o'lchanadi) R_1 qiymatiga teng, shunda kuchaytirgichning umumiy kuchaytirish ko'effitsienti $G = g_m R_1$ bo'ladi ($R_g = 0$ ga teng va feedback yo'q deb oldik). Shunda, sxema komponentlari ko'rsatilgan nominallarda bo'lsa, ochiq halqa bo'yicha kuchaytirgichning kuchaytirish ko'effitsienti $G_{OL} \approx 2500$ ga teng bo'ladi. Endi R_f zanjiri bilan feedback halqasini yopdik. Shunda feedback kuchlanishi kirishning signalining $R_g/(R_g + R_f)$ qismini ayiradi va shunda ideal yopiq halqa kuchaytirish ko'effitsienti $G_{CL} = 1 + R_f/R_g = 50$ bo'ladi. Halqa kuchaytirish ko'effitsienti (ochiq halqali ko'effitsientining yopiq halqali ko'effitsientga nisbati) 50 atrofida bo'ladi va shu bilan kerakli chiziqlilik va kuchaytirish ko'effitsientining stabilligi ta'minlanadi (§2.5.3ni ko'ring). R_g rezistor qarshiligining kichik qiymat da ekanligiga ahamiyat bering: ochiq halqa kuchaytirish ko'effitsienti kamayib ketmasligi uchun uning qarshiligi yetarli darajada kichik bo'lishi kerak (*chunki* $R_g < 1/g_m$); qarshilikning kichik bo'lishi, unda hosil bo'ladigan Johnson shovqinlarining ulushini kamaytiradi (§8.1). Transconductance ko'rsatgichining 25 mS bo'lgani JFET uchun R_g rezistori qarshiligini 40 Ω qiymati bilan chegaralaydi; ana shu JFETda hosil bo'ladigan $\sim 1nV/\sqrt{Hz}$ shovqin kuchlanishi R_g rezistori qarshiligini 25 Ω qiymati bilan chegaralaydi. Shularni hisobga olib ~ 10 Ω qarshilikni tanladik. Komponentlarning ko'rsatilgan nominallarida kuchaytirgichning ochiq halqa kuchaytirish ko'effitsienti $\sim 20\%$ ga kamayadi, kirish zanjirlarda mavjud shovqin kuchlanishi $\sim 8\%$ ga kattalashadi va chiqish kuchlanishining to'liq tebranishida feedback zanjiri op-ampni ± 20 mA tok bilan yuklaydi³⁴.

Op-amp tanlashda uning chastota ko'lamini kengligiga asoslandik (~ 100 MHz chastotada uning kuchaytirish ko'effitsienti birgacha tushadi), shunda yopiq halqa kuchaytirish ko'effitsienti 20 MHz chas-

³⁴ Agar bu sizni qoniqtirmasa, R_f va R_g rezistorlarning qarshiliklarini ikki yoki uch barobar Signal manbasining chiqish impedansi kichik bo'lgan holda. Agar signal manbasining chiqish impedansi kattaroq bo'lsa, chastota xarakteristikasining pasayishi kirish sig'imi bilan belgilanadi: Q_1 tranzistorining drain-gate sig'imi C_{rss} 6 pF 100 k Ω chiqish impedansiga ega manbadan yurgazilganida kuchlanish ko'effitsientining - 3dBga tushishi ~ 400 kHz chastotaga to'g'ri keladi. Yaxshi tomononi shuki gate-source sig'imining qiymati ($C_{iss} \approx 30$ pF) feedback bilan yo'q qilinadi. "Miller effektining ulushi qancha?" deb so'rarsiz. Op-ampning invers (-) kirishi, R_1 orqali bajarilgan feedback tufayli, o'zgarmaydigan ("virtual er") potentsialida bo'lgani bilan Miller effekti yo'q qilinadi; §4.3.1Sni ko'ring.

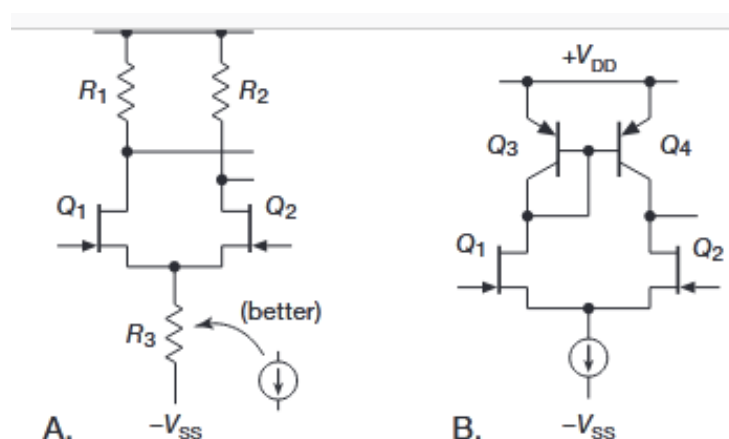
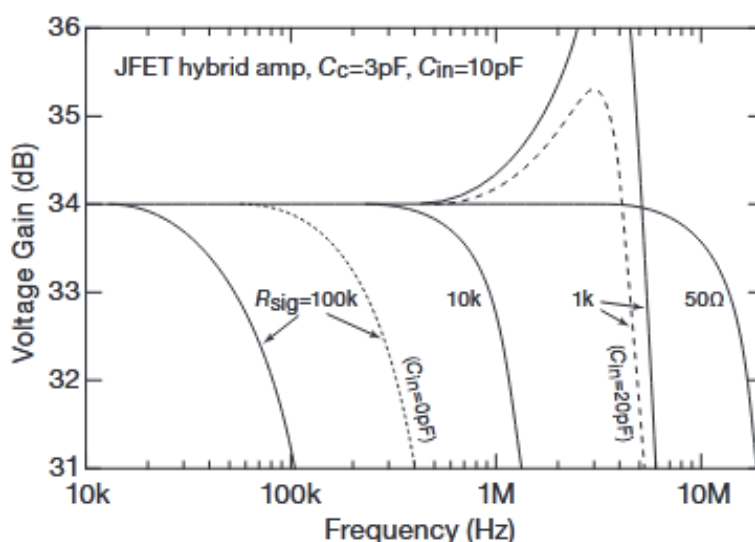
totada kamayishni boshlashiga erishdik³⁵, buni 3.35-rasmda ko'rishingiz mumkin. Bunday yutuq chiqishdagi kuchlanishning tebranish imkoni bo'ladi: 10 MHzli signalning tebranish ko'lamini ± 10 V va shunda yuklama toki 100 mAgacha ko'tarilishi mumkin. Sig'imi kichik bo'lgan kompensatsion S_S kondensatori stabillikni orttiradi: kompensatsiya bo'lmagan holda chastota xarakteristikadagi 16 MHz chastotada 5 dBlik cho'qqini ko'rishingiz mumkin bo'lar edi.; shu kompensatsion kondensator qo'shilganida 10 MHz chastotada bor yo'g'i 0.1 dBlik cho'qqi qoladi xolos va - 3 dBlik nuqta 22 MHz gacha suriladi³⁶. JFET larning katta kirish impedansi ishlatilgan alternativ kuchaytirgich sxemasi, kuchlanish kuchaytirgichi kaskadining kirishidagi JFET source qaytargichi bo'ladi. Bu juda yaxshi sxema hisoblanadi, ayniqsa JFETning source terminali tok manbai bilan quyiga siljirilgan sxemalarda. Ammo, 3.34-rasmdagi sxema o'zining kam shovqinligi hamda chiziqliligi bilan o'ziga jalb qilib turadi.

3.2.4 Differensial kuchaytirgichlar

Shu joygacha biz JFET tranzistorlar $I_D = f(V_{GS})$ xarakteristikalarining o'zgaruvchan tok kuchaytirgichini loyihalashdagi sifatlari bilan shug'ullanib keldik. Ammo biz bundan ham yaxshiroq ish qilishimiz mumkin: tranzistorlari o'zaro muvofiqlashtirilgan JFET juft, dc kuchlanishini kuchaytiradigan mukammal kuchaytirgich loyihalash imkonini beradi. Ularning juda kichik bo'lgan kirish toklari, bipolyar tranzistorlarda yig'ilgan differensial kuchaytirgichning, juda katta kirish impedansiga ega bo'lgan birinchi kaskadi sifatida ishlatish, hamda keyingi bobda bizni kutib turgan, operatsion kuchaytirgichlar va komparatorlarning birinchi kaskadida ishlatish imkonini beradi. Avval ko'rib chiqqanimizdek JFETlarni siljitish V_{GS} kuchlanishlari nisbatan katta bo'lgani sababli, ularni siljitish uchun kerak bo'lgan kuchlanish qiymati va bu kuchlanishning nostabilligi, bipolyar tranzistorli kuchaytirgichlarga nisbatan umuman katta bo'ladi, ammo kirish impedansi unikidan anchagina katta bo'ladi 3.36-rasmda, 2.62- va 2.67-rasmlarda keltirilgan bipolyar tranzistorli differensial kuchaytirgichlarning eng oddiy analogi ko'rsatilgan. Klassik "uzun dumli" juft asosida yaratilgan va 3.36A-rasmda keltirilgan differensial kuchaytirgichning kuchaytirish koeffitsienti (sxemada $R_1 = R_2$, $\Delta V_{out} / \Delta V_{in}$ nisbati bilan belgilanadi, chiqishi differensial qilib olingan) $G = g_m R_1$ ga teng bo'ladi; sinfaz signallarning rejeksiyasi umumiy source R_S rezistorining o'rniga tok manbai ishlatilib anchaga yaxshilanadi. Bu sxemaning kamchiligi, tranzistorlarning transconductance ko'rsatgichi bir xil bo'lmaganligi sababli, ularning kuchaytirish koeffitsientlari ham bir xil bo'lmaganligida; yana kuchaytirish koeffitsienti, JFETlarning transconductance ko'rsatgichlari o'zi umuman cheklangan bo'lgani sababli, katta emas. Drain yuklamasi rezistorlarining o'rniga tok oynagini ishlatib (3.36B-rasm) kuchaytirish koeffitsientining cheklanganligini aylanib o'tishingiz mumkin. Bu sxema fragmenti stabil siljiltirilmagan: ammo kuchaytirgichning keyingi, dc bo'yicha feedback bilan ta'minlangan, kaskadlari bilan birga ishlatiladi.

³⁵ kattalashtirishingiz mumkin, faqat bunda shovqin kuchlanishlari biroz ortadi. §8.6da kam shovqinli JFETli sxemalar to'g'risida o'qishingiz mumkin.

³⁶ Har bir feedbackli sxemaning chastota xarakteristikasida ma'lum chastotalarda cho'qqilar paydo bo'lishi mumkin (yoki eng yomon hollarda to'liq masshtabdagi ossillyasiya hosil bo'lishi mumkin). Bu sxemaning kirish impedansi bir necha k Ω bo'lgan hollarda chastota xarakteristikasida paydo bo'ladigan cho'qqilar, 3.35-rasmda ko'rsatilganidek, arzimagan bo'ladi. Kirishga qo'shilgan $\sim 10 - 20$ pF shuntlovchi kondensator signal amplitudasini kamaytirib, chastotalar ko'lamini biroz cheklaydi

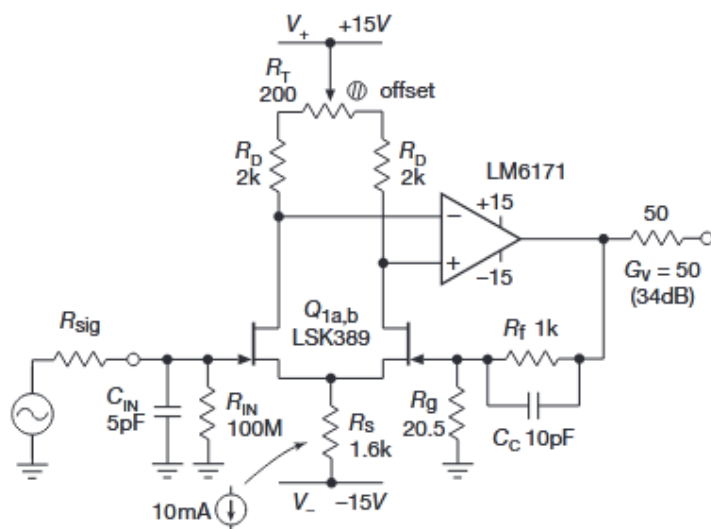


Bu sxemalar Miller effekti ta'siridan ham holi emas (§2.4.5), uning C_{rss} feedback sig'imini ko'paytirish imkonini effektiv kirish sig'imini kattalashtiradi, natijada (signal manbaining impedansi bilan birgalikda) kuchaytirgichning chastota ko'lamini toraytiradi. Tok oynagi (B-rasm) Q_1 tranzistorining drain tokini aniq qiymatda ushlab turadi, ammo Miller effekti Q_2 tranzistorining kirishida o'z ta'sirini ko'rsatib turaveradi³⁷. Bipolyar tranzistorlarli kuchaytirgichlardagidek, Miller effektini yo'q qilib yuborish usullaridan biri drain zanjirida kaskod tranzistorlarini ishlatish bo'ladi (JFET yoki bipolyar). Bu to'g'risida keyinroq 3x-bobning "Kaskodning chastota ko'lamini" mavzusida batafsil ifoda beramiz. Drain kuchlanishini fiksatsiya qilishi bilan birga kaskod, 3.36A-rasmdagi oddiy sxemaning kuchaytirish ko'effitsientining kamayishini ham yo'q qiladi: buning sababi JFETlarning drain toki drain kuchlanishiga biroz bog'liq bo'lganida (volt-amper xarakteristikasining yuqori qismi kuchlanishlar o'qiga parallel bo'lmagani sababli, chiqish impedansi cheklangan qiymatga ega bo'ladi); tranzistorning bu sifati ideal $g_m R_1$ kuchaytirish ko'effitsientini 25%ga kamaytiradi. Shu va boshqa sabablarga tayanib, kuchaytirgichning chastota ko'lamini unchalik katta ahamiyatga ega bo'lmasa ham, biz kaskodlarni

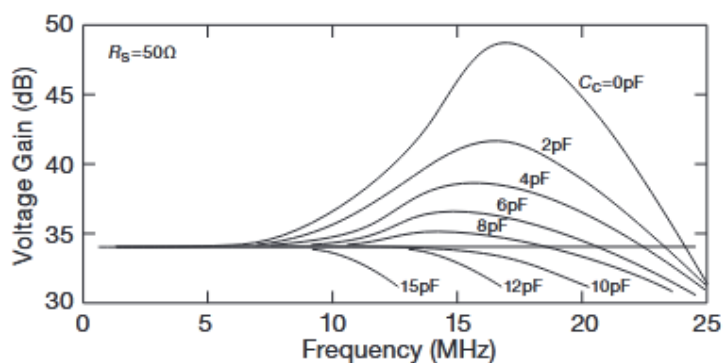
³⁷ Agar bu chiqish, 3.31 yoki 3.34-rasmdagidek kuchlanishni cheklaydigan transimpedance kaskadiga yuklanmagan bo'lsa

tavsiya qilamiz.”Boshqa sabablar” deganimizda g’alati narsalar nazarda tutiladi. Ahamiyat bering, odatda pikoamperlar bilan o’lchangan JFETlarning gate toki gate-source kuchlanishi o’sishi bilan keskin kattalashib ketadi. 3.49-rasmga nazar soling, unda pikoamperlar mikroamperlarga aylanib ketgan! Kaskod sizga drain tokini fiksatsiya qilib, kichikroq kuchlanishlarda ishlash imkonini beradi va shu bilan yuqorida keltirilgan effektini yo’q qilishga imkon beradi. Buning ajoyib illyustratsiyasi 3x-bobdagi §3x.4ning oxirida keltirilgan.

A. Misol: Gibrid JFET dc kuchlanish kuchaytirgichi. Yuqorida ko’rib chiqilgan gibrid kuchaytirgich loyihasining misolida (3.34-rasm) biz as kuchlanish kuchaytirgichini ishlatib, JFET tranzistorining drain toki bilan bog’liq bo’lgan muammolarni aylanib o’tib ketgan edik. Bunday sxemalar audio yoki yuqori chastotali kuchaytirgichlar uchun qoniqarli bo’ladi; ammo ba’zi hollarda sizga kuchaytirgichning chastota xarakteristikasi dcdan boshlangan bo’lishi kerak bo’lishi mumkin. Kirish kaskadida, o’zaro muvofiq bo’lgan JFETlar juftidan iborat bo’lgan differensial kirishli kuchaytirgich ishlatib, shu maqsadga erishishingiz mumkin (sxemasi 3.37-rasmga keltirilgan). Sxemaning umumiy konfiguratsiyasi umumiy source’li differensial kuchaytirgichi bo’lib, kuchaytiriladigan signal kirishlaridan biriga beriladi. Kuchaytirgichning differensial chiqishi chastotasi keng ko’lamli op-ampga yuklangan. Op-ampning chiqishidagi kuchlanish (kuchaytirish koeffitsientini o’rnatish uchun o’rnatilgan kuchlanish bo’luvchisida bo’linib), bir qismi differensial juftning ikkinchi kirishiga manfiy feedback zanjiri orqali beriladi. Avvalgi sxemada bo’lganidek, kuchaytirgichning yopiq halqa kuchaytirish koeffitsienti $G_{CL} = 1 + R_f/R_g = 50$ teng bo’ladi; kichik halqali kompensatsiya S_s kondensatori kuchaytirgichning chastota xarakteristikasida mavjud bo’lgan cho’qqini tekislaydi. Sxemaning nozik sifatlati detallarda niqoblangan, agar sizning omadingiz bo’lsa simfonik garmoniyada uyg’unlashib ketishi mumkin. Bu sxema juda yaxshi ishlaydi; demak, bu mavzuni kengroq ko’rib chiqishimizga asos bor. Quyiga nazar soling.



3.37-rasm. Or-ampni o’rab olgan yopiq halqa, uning chiqishidagi kuchlanishning bir qismini JFET juftining ikkinchi kirishiga berib, kirish impedansi katta bo’lgan, keng chastota ko’lamli va kam shovqinli dc kuchlanishi kuchaytirgichini yaratishga imkon berdi. Manba kuchlanishini rejeksiya qilish uchun R_s source’ni siljituvchi rezistorni tok manbai bilan almashtirish kerak (3.26-rasm)



3.38-rasm. 3.37-rasmdagi kuchaytirgichning chastota xarakteristikasini to'g'rilash uchun kompensatsion S_s kondensatorlarning sig'imini tanlash. 8 yoki 10 pF sig'im bilan kuchaytirgich talabga muvofiq ishlaydi.

LSK389 juda kam shovqinli ($\sim 1nV/\sqrt{Hz}$) monolitik JFET jufti bo'ladi³⁸, uchta I_{DSS} toklari ko'lamiga mo'ljallab ishlab chiqariladi. Biz ularda o'rta tokli B-belgili turini tanlab olamiz (uning I_{DSS} toki 6 mA va 12 mA qiymatlar oralig'ida bo'ladi). Juftning har bir tranzistorining drain tokini 5 mA qilib o'rnatib, ikki tranzistorning source terminallaridan oqib chiqqan tok shunda 10 mA qiymatiga ega bo'ladi. Demak, biz drain kuchlanishlarini 5 V bo'lishini belgilab oldik (op-amp kuchlanishlar tengligini ta'minlab beradi). SHunda ochiq halqa kuchaytirish koeffitsienti (kirishdan differensial chiqishgacha) taxminan $G = g_m(R_D + 0.5R_T) \approx 40$ bo'ladi. Buning uchun ochiq halqa kuchaytirish koeffitsienti ancha katta bo'lgan (90 dB ya'ni $\times 30,000$) op-amp kerak bo'ladi; bu baxaybat konfiguratsiyada uning stabiligi ishonarli bo'lmasligi mumkin. Ammo havotir olmang – *bo'lish nisbati* $\div 50$ bo'lgan kuchlanish bo'luvchisi yopiq zanjirda ochiq halqa kuchaytirish koeffitsientini havsiz holatigacha chegaralaydi³⁹, barcha nostabillik tendensiyalari S_s kondensatorining sig'imini muvofiq tanlash bilan bostiriladi. Spetsifikatsiyasiga muvofiq kirishdagi $Q_{1a,b}$ jufti "Aniq Muvofiqlashtirilgan". Ammo JFET lar masshtabida bu "muvofiqlik" maksimal ± 20 mV ko'lamida bo'lishi mumkin (bipolyar tranzistorlarda 100 barobar katta), bu kuchlanish kuchaytirgichning kuchaytirish koeffitsienti $G = 50$ bilan kuchaytirilib, chiqishda 1V kuchlanishga aylanishi mumkin! Demak, R_T trimmeri bilan tranzistorlarning sokinlik toklarini teng (balans) holatiga keltirib, chiqishni nolga keltirishi mumkin. Bizning dastlabki loyihamızda Miller effektini bostirish uchun, kirish tranzistorlarining drain terminali erga shuntlovchi kondensator bilan ulab qo'yilgan edi.

Endi feedback stabilizatsiyasi uchun "stabilizatsiya" qilishni ko'rib chiqaylik. 3.34-rasmdagi yagona chiqishli sxemada R_1 yoki R_f rezistorlarga parallel, sig'imi kichik bo'lgan kondensator ulashingiz mumkin. 3.37-rasmdagi sxemada biz kirish kaskadining simmetriyasini ta'minlashimiz kerak, shuning uchun S_s kondensatorini R_f rezistoriga parallel ulaymiz. Sig'imi har xil bo'lgan kondensatorlarni ulab ko'rib, sig'imi 10pF bo'lgan kondensator chastota xarakteristikasidagi cho'qqini to'liq yo'q qilishini aniqladik (kuchaytirgichning amplituda-chastota xarakteristikasini amplitudasi kichik bo'lgan sinusoidal signalni kirishiga berish bilan tekshirdik): 3.38-rasmda biz o'lchab aniqlagan xarakteristikalar keltirilgan. Kompensatsiya amalining yakuniy nuqtasi kirishga parallel C_{in} kondensatorini o'rnatish bo'ldi. Bu kondensator $\sim 1k\Omega$ bo'lgan signal manbai R_{sig} impedansida mavjud bo'lgan kichik cho'qqichalarni bostirish uchun mo'ljallangan. Uning sig'imi 5pF bo'lsa (sxemaning kirish sig'imi $\sim 20pF$ gacha bo'lganini ko'tarsa ham) vazifasini a'lo bajarishi aniqlandi. 3.39-rasmda yakuniy sxemaning amplituda chastota xarakteristikalari (kuchaytirgich kuchaytirish koeffitsientining signal chastotasiga bog'liqligi) keltirilgan (3.37-rasmda keltirilgan komponentlar nominallarida).

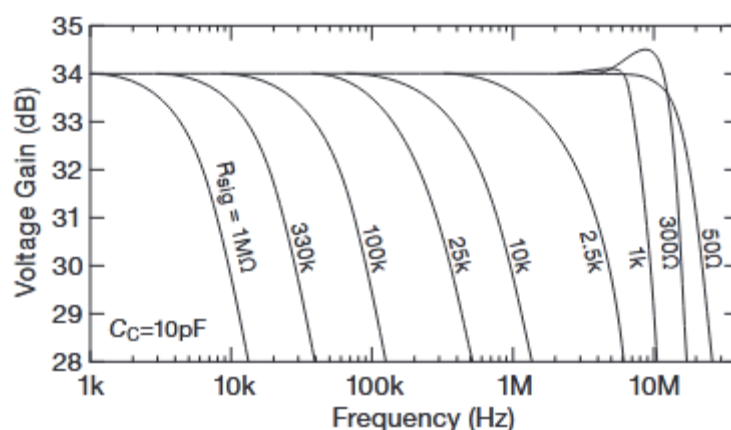
³⁸ Ishlab chiqarishdan olib qo'yilgan Toshiba firmasining mashhur 2SK389 juftiga almashtirilgan

³⁹ Op-amp qaytargich sifatida, kuchaytirish koeffitsienti stabil birga teng bo'lgan holatida ishlatilganidek, kuchaytirish koeffitsienti taxminan shu qiymatda bo'ladi.

Xarakteristikalar R_{sig} impedansining to'qqizta qiymati uchun olingan (qarshiliklar to'rt dekadaga bo'lingan). Avvalgi sxemadagidek, LM6171 op-amp mikrosxemasi chiqishida kuchlanish tebranishini $\pm 10V$ va chastotasi 10 MHz ko'lamlarida bo'lishini ta'minlaydi. Kuchaytirgichning chiqishiga ketma-ket ulangan 50 Ω lik rezistor sig'imli yuklama bilan ishlaganida stabillikni ta'minlaydi; 50 Ω lik koaksil kabelga ishlaganida "qaytish terminali" vazifasini ham bajaradi (N-ilovada: Transmissiya liniyalarini ko'ring). Bu op-ampni juda shovqinsiz deb bo'lmaydi ($e_n \sim 12nV/\sqrt{Hz}$), ammo bu deyarli yaxshi kuchaytirgich: sxema kirish kaskadining ~ 40 kuchaytirish koeffitsienti op-ampning shovqin ulushining kirishga keltirilgan qiymatini $\sim 0.3 nV/\sqrt{Hz}$ gacha tushiradi. Shunda kuchaytirgichning umumiy shovqin kuchlanishi $\sim 2nV/\sqrt{Hz}$ ni tashkil qiladi⁴⁰. Bu juda yaxshi kuchaytirgich. Unga biroz o'zgartirish kiritilsa (birinchidan R_s rezistorini tok manbaiga almashtirish kerak), ikkita shunda kuchaytirgich "instrumental kuchaytirgich" (INA) deb nomlangan kuchaytirgichni tashkil qilib, barcha mavjud integral instrumental kuchaytirgichdan (INA) shovqin va tezlik parametrlari bo'yicha yaxshi bo'ladi; §8.6.3 dagi 8.49-rasmni ko'ring.

B. JFET – kirishli op-amp bilan solishtirish

Bizning qulog'imizga: "Siz ko'p komponentlardan yig'ilgan o'zingizning aqlli sxemangiz bilan ko'p maqtanavermang. SHu kunlarda bu sxemangiz eskirib qoldi, sxemangiz ko'rsatgan xarakteristikalarini zamonaviy, ishlatishga tayyor integral sxemalar-operatsion kuchaytirgichlar ta'minlab berishi mumkin" degan gaplar chalinishi mumkin.



3.39-rasm. 3.37-rasmdagi kuchaytirgichning o'lgangan amplituda-chastota xarakteristikalarini (kuchaytirish koeffitsientining chastotaga bog'liqligi). Kuchaytigichga signal beradigan manbaning impedansi R_{sig} bir necha qiymatlarda bo'lganida o'lgangan.

Ammo siz bunga qodirmisiz? 3.2-jadvalda, kirishi JFET bo'lgan, bizning sxema bilan raqobat qila oladigan, op-amp ro'yxati keltirilgan. Ularning xarakteristikalarini bizning 3.37-rasmda keltirilgan dc gibrid kuchaytirgichimiz bilan qanday raqobat qilar ekan? Qani ko'raylikchi. **Chiqishdagi kuchlanishning tebranish ko'lamini** Faqat birinchi uchta op-ampda chiqish kuchlanishining tebranish ko'lamini $\pm 15V$; yaxshi, ammo... **Chastota ko'lamini** ...eng tezkor "yuqori voltli" op-ampning chastota ko'lamini 80 MHz, demak kuchaytirgichning $G = 50$ bo'lganida chastota ko'lamini 2 MHz pastga tushib ketadi; ikki eng tezkor op-ampning chastota ko'lamini bizning kuchaytirgich chastota ko'lamiga yaqin bo'lsa ham, chiqishidagi kuchlanishning tebranish ko'lamini $\pm 4V$ yoki shunga yaqin. Aksincha, bizning kuchaytirgich

⁴⁰ Agar siz shovqin yanyada kam bo'lishini istasangiz, bir kristalda yaratilgan bir juft IF3602 JFETga almashtirishingiz mumkin. Bu kirishdagi shovqinlarni $\sim 0.7nV/\sqrt{Hz}$ gacha kamaytiradi, ammo kirish sig'imi anchaga oshadi (300pF atrofiga!). (Feedback zanjirining termik shovqinlari R_g rezistorining qarshiligi $\sim 5\Omega$ gacha tushmagunga qadar ortib boradi; §8.1 va 8.80-rasmni ko'ring).

chastota ko‘lami 4GHz (op-ampning $f_T = 100 \text{ MHz}$ ko‘lamidan 40 barobar keng), va kuchaytirish koeffitsienti ham ortiqcha (misol, 10 MHz da 400ga teng) hamda signal shakli buzulishlari ham kamroq. **Shovqinlar** Bizning kuchaytirgichda shovqinlar kuchlanishi $\sim 2nV/\sqrt{Hz}$, 3.2-jadvaldagi eng yaxshi op-ampdan 6 dBga kam. **Narxi** Op-ampning narxi \$5 – 10, ulardan yaxshi ishlaydigan gibrid kuchaytirgichning narxi bo‘lsa (\$2.50 LM6171 tranzistorli va \$3.25 LSK389 dual JFET).

Table 3.2 Selected Fast JFET-input Op-amps^a

Part #	Supply		I_{bias} 25°C typ (pA)	e_n 1kHz typ (nV/ $\sqrt{Hz}$)	GBW typ (MHz)	Slew Rate typ (V/ μ s)	Cost qty 25 (\$US)
	Voltage range (V)	I_Q typ (mA)					
OPA604A	9–50	5	50	10	20	25	2.93
OPA827A	8–40	5	15	4	22	28	9.00
ADA4637	9–36	7	1	6	80 ^d	170	10.12
OPA656	9–13	14	2	7 ^b	230	290	5.59
OPA657	9–13	14	2	7	1600 ^d	700	10.01
ADA4817	5–10.6	19	2	4 ^c	1050	870	4.93

Notes: (a) candidates for wideband low-noise amplifier.

(b) low e_n noise: $C_{in}=2.8\text{pF}$. (c) lowest e_n noise:

$C_{in}=1.5\text{pF}$. (d) decomp, $G_{CL} > 7$.

Izohlar: (a) chastota ko‘lami keng va kam shovqinli kuchaytirgichlar nomzodlari. (b) $e_n C$ shovqinlari kam: $C_{in} = 2.8 \text{ pF}$. (c) $e_n C$ shovqinlari eng kam: $C_{in} = 1.5 \text{ pF}$. (d) decomp, $G > 7$

Musobaqani davom etamizmi? Gibrid kuchaytirgich, xarakteristikalarining kombinatsiyasida, chastota ko‘lamining kengligi, chiqishdagi kuchlanishning tebranish ko‘lami va shovqinlarining kamligi bo‘yicha yutib chiqdi. Ammo biz hali musobaqani yakunlaganimiz yo‘q.

Siljitish kuchlanishi. Op-amplar yutdi, uchta tezkor namunaning jadvalda keltirilmagan parametr V_{OS} qiymati 2mV (max); gibrid kuchaytirgichda kerak bo‘lsa nomuvofiqlikning eng katta $\pm 20\text{mV}$ qiymati trimmer bilan chiqishdagi nolga keltiriladi.

Komponentlar soni. Yana op-amplar yutdi.

Kirish sig‘imi. Faqat ADA4817ning kirish sig‘imi 1.5 pF , gibrid kuchaytirgichda bo‘lsa 10 pF (biz 2 barobar kam shovqin uchun haq to‘ladik).

Kirish toki. ADA4817ning kirish toki 20 rA (max) (ammo bu kichik kuchlanishlarda ishlaydigan komponent), aksincha gibrid kuchaytirgichning kirish toki 200 rA (otmang!- bu tok katta manfiy siljitish kuchlanishiga to‘g‘ri keladi, $V_{GS} = -30 \text{ V}$).

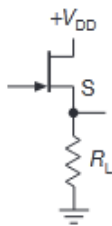
Verdikt nima bo‘ldi? Ikki tomon argumentlari: agar JFET op-amplarini tanlasangiz, ularni ishlatish oson, katta tezkorlik (va katta chiqish kuchlanishi tebranishining ko‘lamini olishingiz mumkin, ammo shu ikki parametrni yagona mikrosxemada ola olmaysiz), chiqishning o‘zi balanslangan va kirish sig‘imi juda kichik (demak " $e_n S$ " shovqini ham kam; 8-bobni ko‘ring). Gibrid kuchaytirgich bo‘lsa yuqori tezkorlik, chiqish kuchlanishi tebranish ko‘lamining kattaligi hamda eng kichik shovqin kuchlanishini ta‘minlab berishi mumkin; ammo manual sozlashni talab qiladi, sxemasi murakkabroq va kirish sig‘imi kattaroq bo‘ladi. E’tibor beringki, op-amplar aslida ancha “egiluvchan” blok bo‘lib, misol uchun, kirishdagi sinfaz kuchlanishlarni katta ko‘lamda bo‘lishi imkoni bor, gibrid sxemada bu imkon yo‘q; ammo uning keragi ham yo‘q, chunki kirishning potentsiali doim yerga yaqin bo‘ladi (kuchaytirish koeffitsienti 50 bo‘lgani tufayli).

3.2 5 Ossilyatorlar

Umuman olganda, FETlar noyob xarakteristikalarini (katta kirish impedansi va kichik siljitish toklari) tufayli barcha sxemalarda bipolyar tranzistorlarni o'rnini bosishi mumkin. Misol uchun JFETli kuchaytirgichlar yuqori stabilli LC generatorlari va kvarsli ossillyatorlarda samarali ishlatiladi. Quyidagi §7.15 D bo'limida bunga misollar keltiramiz.

3.2.6 Source qaytargichlari

FET larning transconductance ko'rsatgichi nisbatan kichik bo'lgani sababli ularni bevosita umumiy source'li kuchaytirgich sxemasida ishlatishni o'rniga, oddiy bipolyar tranzistorli kuchaytirgichning kirishidagi bufer bo'lgan "source qaytargichi" (emitter qaytargichining analogi) sxemasida ishlatish yaxshiroq bo'ladi. Shunda siz, FET ishlatilishi tufayli, katta kirish impedansi va kichik kirish toklarga erishasiz, bipolyar tranzistorlarning katta transconductance ko'rsatgichi tufayli yagona kaskadda katta kuchaytirish ko'effitsientini olasiz. Buning ustiga, diskret FET (ya'ni integral sxemaning qismi bo'lmagan), bipolyar tranzistorga nisbatan kattaroq bo'lgan va umumiy source'li kuchaytirgich sxemalarida Miller effektiga olib keladigan, elektrodlararo sig'imga ega bo'ladi (§2.4.5B); source qaytargichi emitter qaytargichiga o'xshab Miller effektiga ega bo'lmaydi. Katta kirish impedansiga ega FETli qaytargichlar odatda ossilloskop va o'lchash kuchaytirgichlarining kirish kaskadlarida ishlatiladi. Kondensatorli sig'imli mikrofon, rN-elektrod, zaryadlangan zarrachalar detektori yoki tibbiyot va biologiyadagi mikroelektrodlar signal manbalari juda katta ichki impedansiga ega bo'ladi. Bunday signal manbalaridagi signalni kuchaytirish uchun kirish kaskadi (diskret yoki operatsion kuchaytirgich tarkibida) FETli bo'lgan kuchaytirgichni ishlatish masalani samarali hal qilishga imkon beradi. Sxema tarkibidagi qaytargich kaskadi avvalgi kaskaddan kichik tok olishi yoki umuman tok olmasligi talab etilgan bo'lishi mumkin. Bunday kaskadlarga misol sifatida analogli "sample-and-hold"- "olib saqlash", "pik detektori" sxemalarini ko'rsatish mumkin. Bunday sxemalarda olingan potensial sig'imda vaqtinchalik saqlanadi va keyingi kuchaytirgich kaskadi shu sig'imdan tok oladigan bo'lsa saqlangan potensial "o'tirib" qoladi. Yuqorida qayd etilgan hollarda FETlarning signal manbaidan juda kichik tok olishi ularning kichik transconductance ko'rsatgichidan afzalroq ekanligi, source qaytargichlarini (yoki umumiy source'li kuchaytirgich sxemalarini ishlatish) bipolyar emitter qaytargichidan afzal ekanligini ko'rsatadi. 3.40 – rasmda eng oddiy source qaytargichi sxemasi ko'rsatilgan. Kirish toki deyarli nol bo'lgani tufayli bu sxemaning chiqishidagi signalning ko'rinishi kirishidagining aniq nusxasi bo'ladi. Keling uning muhim ko'rsatgichlari bo'lgan sokinlik ishchi nuqtasi, aniq kuchaytirish ko'effitsienti, chiqish impedansi va kirishni chiqishga nisbatan siljitilganligini batafsil ko'rib chiqaylik.

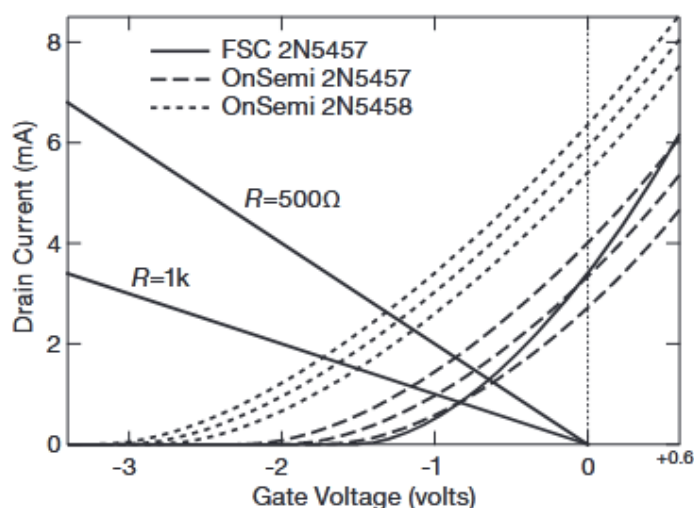


3.40- rasm. n- kanalli JFETli source qaytargichi. Npn- turdagi bipolyar tranzistorli emitter qaytargichidan farqi (uning chiqish kuchlanishi kirish kuchlanishidan doim $V_{BE} \approx 0.6 V$ qiymatiga kam bo'ladi) chiqish kuchlanishi kirish kuchlanishidan musbatroq bo'ladi.

A. Sokinlik ishchi nuqtasi. JFET source qaytargichini tahlil qilish bipolyar tranzistorli emitter qaytargichini analiz qilishga nisbatan oson emas. Emitter qaytargichining chiqish kuchlanishi kirish kuchlanishining nusxasi bo'lib, nisbatan stabil bo'lgan $V_{BE} \approx 0.6 V$ kuchlanishiga kichik bo'ladi. Buning sababi FETtranzistori o'tish xarakteristikasining $I_D = f(V_{GS})$ qiyaligi kamroq (aniqligi ham kam)- bu muammo bilan biz JFETli tok manbai (§3.2.2) va kuchaytirgich (§3.2.3) mavzularida uchrashgan edik. Source tokini I_S (demak $I_D = I_S$) yaratadigan muvofiq V_S (demak $V_{GS} = V_S$) sokinlik source

kuchlanishini aniqlash uchun biz itteratsiya usulidan foydalanishimiz mumkin. Bu amalni biz, 3.21A-rasmda keltirilgan JFETning chiqish xarakteristikalarini $I_D = f(V_{DS})$ oralig'ida interpolatsiya qilib yoki 3.41-rasmda ko'rsatilgan o'tish xarakteristikasi bo'ylab, kerakli $I_D R_L = -V_{GS}$ sokinlik nuqtasini aniqlamaguncha, yuqori – quyiga sirpanib, amalga oshirishimiz mumkin. Ammo, avval vakuum lampalar davrida juda keng qo'llanilgan, ajoyib grafikli usul ham bor. Bu usulda ishchi nuqtani darrov topishimiz mumkin. Bu usul “yuklama liniyasi” deb ataladi.

B. Yuklama chizig'i. 3.40-rasmda keltirilgan source qaytargichining ishchi nuqtasini aniqlash uchun biz oddiy Ohm qonunidan foydalanamiz. Shu qonunga muvofiq R_L yuklama rezistoridagi tok unga berilgan kuchlanish tushuviga proporsional to'g'ri ega, $I_D R_L = -V_{GS}$ ya'ni tok qiymatini rezistor qarshiligi cheklab turadi. Yuklama rezistorining bunday cheklash qobiliyatini biz grafik usulda 3.41-rasmda keltirilgan tranzistorning o'tish xarakteristikalarini ustidan chizishimiz mumkin. Bu to'g'ri chiziqning qiyaligi $-1/R_L$; chiziqning yo'nalishi “orqaga” qarab borishiga ahamiyat bering, buning sababi $V_S = -V_{GS}$ bo'lganida. Ishchi nuqta bir vaqtda cheklanishlar va tranzistorning o'tish xarakteristikalarini bilan muvofiqlangan bo'lishi kerak. Boshqacha qilib aytganda, ishchi nuqta ikkita chiziq kesishgan nuqtasida aniqlanadi. Bizning misolda yuklama rezistorining qarshiligi $R_L = 1k$ bo'lganida ishchi nuqta $V_D = +1.6V$ (va 2N5458 tranzistorining eng quyi xarakteristikasidan $I_D = 1.6 mA$ tok qiymatini aniqlaymiz). Bu usulga darrov mehningiz tushib qolmasligini oldini olish maqsadida sizga bir narsani eslatib qo'yishni zarur deb bildik: JFETtranzistorlarining o'tish xarakteristikalarini juda keng yoyilgan bo'ladi. Misol uchun, xarakteristikalarini 3.41-rasmda keltirilgan 2N5458 tranzistorining spetsifikatsiyasi bo'yicha I_{DSS} tokining qiymatlari 2 dan 9 mA gacha bo'lishi mumkin (tokni uzib qo'yish pinchoff kuchlanishi -1.0 V dan -7.0V gacha ko'lamda bo'lishi mumkin). Amaliyotda bunchalik keng ko'lamdagi pinchoff kuchlanishiga ega tranzistorlar kam uchraydi va bitta ishlab chiqaruvchining mahsuloti bo'lgan tranzistorlar partiyasida (ularning korpusida belgilangan sana bo'yicha aniqlangan tranzistorlar to'plami) ko'lam cheklangan bo'ladi; misol uchun 2N5458 tranzistorining o'ta namunasida bajarilgan o'lchashlar (3.41-rasm) bo'yicha bu sxema uchun topilgan sokinlik nuqtalari 1.52 dan 1.74 V kuchlanishlar ko'lamiga joylashdi.



3.41-rasm. 2N5457 va 2N5458 turdagi n-kanalli JFET tranzistorlarning $V_{DS} = 10V$ kuchlanishida o'lchangan o'tish xarakteristikalarini. Bu o'lchashlar I_{DSS} ko'lamiga chegarasidan tashqarida, V_{GS} kuchlanishi musbat 0.6V bo'lgan ko'lamda ham bajarilgan. OnSemi grafiklari o'ta tranzistorning ichida aniqlangan I_{DSS} toklari eng kichik, o'rta va eng katta qiymatlari uchun chizilgan.

C. Chiqish amplitudasi va kuchlanishni kuchaytirish koeffitsienti. Avval §2.3.3 da emitter qaytargichlar uchun bajarganimizdek transconductance ko'rsatgichidan foydalanib, JFET qaytargichi-

ning chiqishidagi signal amplitudasini ifodalashimiz mumkin. Bizda i_g tokining qiymati arzimagan bo'lgani sababli, chiqishdagi signal kuchlanishining quyidagicha ifodallasak bo'ladi

$$v_s = R_L i_d;$$

$$\text{ammo } i_d = g_m v_{gs} = g_m (v_g - v_s),$$

$$\text{demak } v_s = \left[\frac{R_L g_m}{(1 + R_L g_m)} \right] v_g.$$

Bundan kuchaytirish koeffitsientini ifodalaymiz

$$G = \frac{1}{1 + \frac{1}{g_m R_L}} \quad (3.7)$$

$R_L \gg 1/g_m$ bo'lgan qiymatlari uchun bizning qaytargich yaxshi sxema bo'ladi ($v_s \approx v_g$), uning kuchaytirish koeffitsienti taxminan birga teng, ammo doim undan kichik bo'ladi. Bu misolimizda biz bu chegaraga yaqin emasmiz, unda transconductance ko'rsatgichining o'lgangan qiymati $g_m = 1.9 \text{ mS}$ qaytargichning $1 \text{ k}\Omega$ qarshilikli yuklamada kuchaytirish koeffitsientini $G_v = 0.66$ beradi xolos, bu ideal birdan ancha kam. Ammo shunga qaramay, signalning tebranishlari sababli transconductance ko'rsatgichining o'zgarishlari keraksiz noxizizlikka olib keladi. Bu muammoni echish yo'llaridan biri transconductance ko'rsatgichi katta bo'lgan JFET ishlatish yoki (yaxshiroq) bipolyar tranzistorli transconductance kuchaytirgichini qo'shish bo'ladi (3.29F-rasmi va §3x.2ni ko'ring). Ammo, tashqi yuklama impedansi katta bo'lgan hollarda, aktiv yuklama sifatida, tok manbaini ishlatish chiroyli yechim bo'ladi. Buni biz keyingi bo'limda (§3.2.6 F) ko'ramiz.

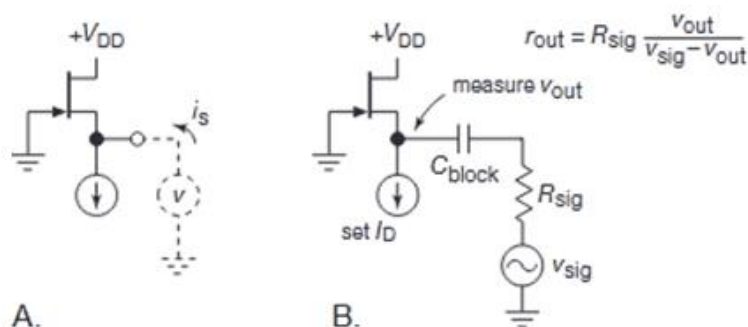
D. Kirish impedansi. JFET source qaytargichi kirish impedansi katta ekanligiga bo'lgan ishonchimiz asosan oqlangan bo'ladi, ammo gate terminalida siljib chiqqan ihroj toklar (§3.2.8) mavjud bo'ladi va kirish sig'imi ham kichik bo'lmagan qiymatga ega (3.7-jadvalni ko'ring). Gatening ihroj toklari drain-gate kuchlanishi 5 Vdan oshganda o'zini ko'rsata boshlaydi (3.49-rasm), demak siz JFET ning datasheetini ko'rib, kerak bo'lgan hollarda V_{DG} kuchlanishini cheklash uchun kaskod sxemasini qo'shishni o'ylab ko'ring. Qaytargich kirishiga signal katta impedansli signal manbaidan beriladigan bo'lsa uning chastota ko'lamini tranzistorning kirish sig'imi sababli chegaralanadi, $f_{3dB} = 2\pi C_{in}$, bunda $C_{in} = C_{iss} + C_{rss} + C_{stray}$. Tranzistorning C_{iss} gate-source sig'imi C_{rss} gate-drain sig'imidan ikkidan besh barobargacha katta bo'ladi, ammo baxtimizga qaytargichning kuchaytirish sifati bilan bu sig'imler bootstrapping qilinadi (ta'siri kamaytiriladi) va ularning effektiv qiymatlari $(1 - G_v)C_{iss}$ barobarga kamayadi. Agar siz bizning tavsiyaga (quyidagi) ko'nsangiz, G_v birga yaqin bo'lsa JFETning faqat C_{rss} sig'imi chastota ko'lamini cheklashda ahamiyatli bo'lib qoladi. Ammo tranzistorning drain terminalini ham bootstrapping qilib C_{rss} sig'imining ta'sirini besh barobarga kamaytirish mumkin. Qolgan C_{stray} sig'imi chastota ko'lamini ko'raytirishi mumkin, ammo siz sig'im tranzistor kirishidagi sxemaning o'tkazgichlari tomonida yaratilishini hisobga olib, kirishni "himoyalasangiz" (ya'ni kabelning ekraniga qaytargichning chiqish signalini bersangiz; signalni himoya qilish bo'yicha ma'lumotni §5.15.3 da topasiz), bu sig'im ta'sirini ham ancha kamaytirsa bo'ladi.

E. Chiqish impedansi. Yuqorida keltirilgan v_s uchun yozilgan tenglama source qaytargichining chiqish impedansi $1/g_m$ ga teng ekanligini aniq ko'rsatib beradi (signal manbai kuchlanishi v_g ketma-ket ulangan $1/g_m$ orqali R_L yuklamani quvvat bilan ta'minlaydi deb impedansni hisoblab ko'ring). Emitter qaytargichining chiqish impedansi $r_e = 25/I_C$ yoki $1/g_m$ bo'lganini eslasak, FETli source qaytargichining chiqish impedansi bilan bir xil bo'lib chiqadi. Source qaytargichining chiqish impedansi aniq $1/g_m$ ga teng ekanligini, gatei yerga ulangan FET orqali chiqishiga berilgan manba toki qiymatini hisoblash orqali osonlikcha ko'rsatish mumkin (3.42-rasm). Drain tokini ifodalaymiz:

$$i_d = g_m v_{gs} = g_m v,$$

$$\text{bundan } r_{out} = v/i_d = 1/g_m \quad (3.8)$$

chiqish qarshiligini aniqlaymiz. Tokning qiymati bir necha milliamper bo'lganida chiqish impedansining qiymati bir necha yuz ohm bo'ladi⁴¹. FETli source qaytargichi aniq emitter qaytargichiga o'xshagan emas. Ularning farqi ostona osti zonadagi toklarning juda kichik qiymatda bo'lganida, bu zonada ba'zi JFET tranzistorlarning transconductance ko'rsatgichi bipolyar tranzistorlar ana shu qiymatdagi toklar rejimida ishlagandek bo'ladi; 3.54-rasmni ko'ring.



3.42-rasm. Source qaytargichining chiqish impedansini hisoblash

Bu misolda $g_m = 1.9 \text{ mS}$ JFETtranzistorining source terminaliga qarab turgan qarshilik $r_{out} = 525 \Omega$ 1 k source yuklamasi rezistori bilan parallel ulanib, chiqish impedansini 345Ω ga teng qildi, bu impedans qiymati bipolyar tranzistorli emitter qaytarnichining chiqish impedansidan $r_e = 16 \Omega$ ancha katta, shunda tranzistorning toki o'sha 1.6 mA bo'lgan. Biz tranzistorning $I_D = f(V_{GS})$ o'tish xarakteristikasini o'lchab, grafiklarini chizgan bo'lganimiz tufayli qaytargichning kuchlanishni kuchaytirish ko'effitsienti hamda chiqish impedansini yetarli darajada aniq hisoblab topish imkoniga ega bo'ldik. Shunda bizga ishlab chiqaruvchining 2N5458 tranzistori uchun bergan datasheet oz yordam berganini aytishimiz kerak: bu xarakteristikalar faqat kichik toklarda ishlaydigan 2N5457 ga berilib, 2N5458 uchun keltirilmagan; 2N5458 uchun g_m faqat I_{DSS} uchun keltirilgan xolos, uning keltirilgan qiymatlari $1.5 \text{ mS} - 5.5 \text{ mS}$ ko'lamida bo'lishi ko'rsatilgan. Ana shu ko'lam bilan, yuqorida keltirilgan I_{DSS} va $V_{GS(off)}$ qiymatlarining chegaralari bizga transconductance ko'rsatgichining ishchi qiymatini yaxshi baholab olishga imkon berishmadi, shunda source rezistorining aniq qiymati uchun ishchi nuqtani aniqlashga xavotir qildik. Biz boshqa yaxshiroq yo'lni tanladik: aytaylik R_S rezistori qarshiligini o'zgartirish bilan $I_D = 1.6 \text{ mA}$ tok qiymatini o'rnatdik; so'ng $g_m \propto \sqrt{I_D}$ faktini ishlatib, I_{DSS} va g_m (I_{DSS}) qiymatlarining keltirilgan chegaralarida g_m ko'rsatgichining kafolatli ko'lami 0.6 mS dan 4.9 mS gacha bo'ldi⁴². g_m ko'rsatgichining biz o'lchagan qiymati, ikki chegaraning geometrik o'rta qiymatiga teng bo'lib, shu ko'lamning ichiga tushdi. Bu sxemada ikkita kamchilik bor:

3. Sxemaning nisbatan katta chiqish impedansi chiqishdagi signal tebranishlarini kirishdigidan ancha kichik bo'lishiga olib keladi, chunki yuklama rezistorining R_L yakka o'zi source qaytargichining chiqish impedansi bilan kuchlanish bo'luvchisini tashkil qiladi. Yana, drive toki signal ketidan o'zgarib turishi g_m va muvofiq chiqish impedansini o'zgarishiga olib keladi va chiqishda biroz nochiqlik (signal shaklining buzilishi) hosil bo'lishiga sabab bo'ladi. Bu muammoni hal qilish uchun

⁴¹ Amalda, qaytargichning chiqish impedansini o'lchashning qulayroq usuli: 3.42B-rasmda ko'rsatilganidek, kirishiga signal tokini berib, source kuchlanishini o'lchash bo'ladi. Tokni signal generatoridan oling, uning ketma ket ulangan chiqish qarshiligi R_{sig} qaytargichning r_{out} chiqish qarshiligidan ancha katta bo'lishi kerak, v_{out} kichik bo'lishi ta'minlang, aytaylik $\sim 50 \text{ mV}$; shunda rasmdagi tenglama sizga r_{out} qiymatini beradi.

⁴² Aslida, g_m va I_{DSS} parametrlar o'zaro bog'liq bo'lgani sababli, bizning baxolash imkonlarimiz torayishi mumkin: g_m qiymati katta bo'lgan JFET tranzistorlarida I_{DSS} toklari ham katta bo'ladi.

transconductance ko'rsatgichi katta bo'lgan FET ishlatish kerak bo'ladi, ammo FET- bipolyar tranzistor kombinatsiyasi yaxshiroq yechim beradi (3.29F-rasm).

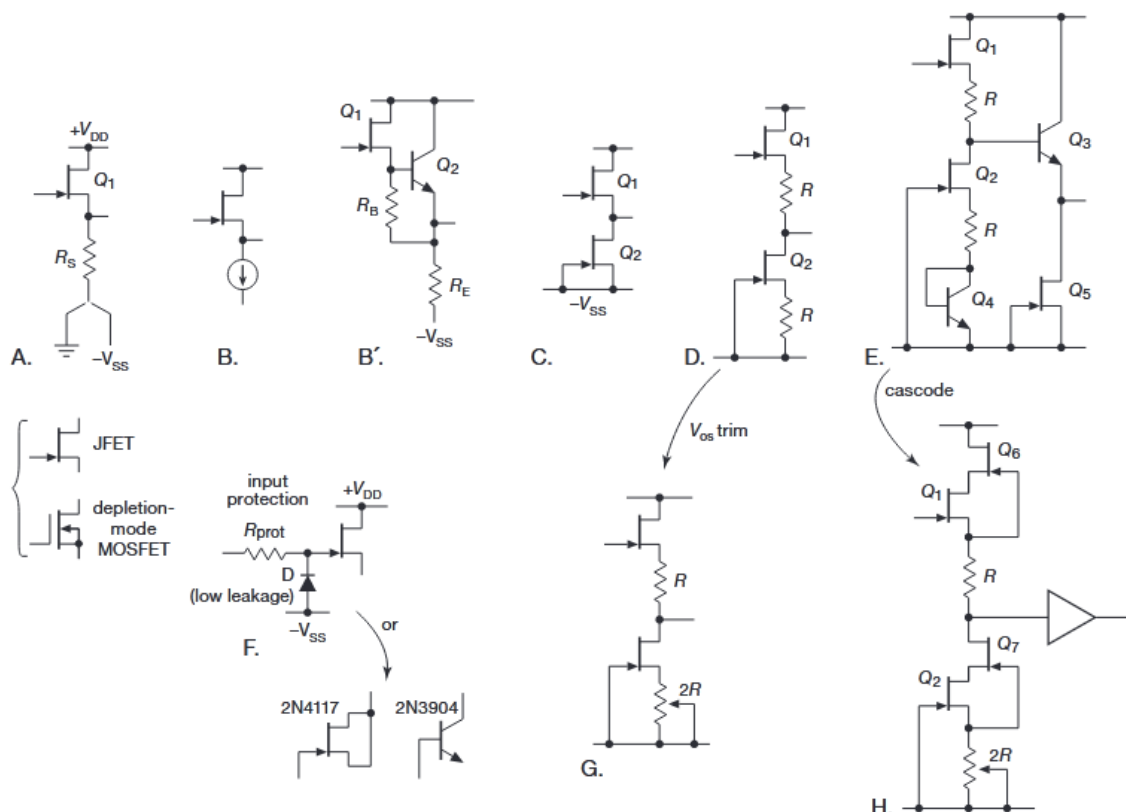
4. Aniq tok qiymatini o'rnatish uchun kerak bo'lgan V_{GS} parametri FETlar ishlab chiqarilishida deyarli nazorat qilib bo'lmaydigan parametr bo'lgani sababli source qaytargichida avvaldan ko'rsatib bo'lmaydigan dc siljishlar bo'ladi va bu kamchilik o'zgaras tok kuchaytirgichlari uchun muhim ahamiyatga ega bo'ladi. (Qo'shimcha muammo sifatida FETlarning drain tokining drain-source kuchlanishiga bog'liq bo'lganini ko'rsatsa bo'ladi. Bu hodisani siz " g_m effekti" deb nomlasangiz bo'ladi. Bu effekt ham kuchaytirish koeffitsientini ideal $G = 1$ qiymatidan pasaytiradi. Bu to'g'risida §3.3.2da va 3-bobining "Yuklamasi sig'imli source qaytargichlarining chastota ko'lamini" bo'limida ko'proq ma'lumot olishingiz mumkin). Balki shu joyda to'xtash qilib, biz ko'rib chiqqan sxemalarning katta qismini hayotga tadbiiq qilish oson ekanligini tushunsak bo'ladi. Agar shu sxemalarni qo'shimcha manfiy quvvat manbai bilan ishlatsak, ular yaxshi ishlashini ham tushunsak bo'ladi. Ammo ko'p hollarda bunday bo'lmaydi; shu sababli sxemotexnikadagi cheklanishlar orasidan o'tib, yakka quvvat manbali JFET source qaytargichi sxemasida mavjud bo'lgan qiyinchiliklardan o'tishimizga to'g'ri keldi. Bu sxemotexnikani o'rganishga yordam beradi. Agar sxemangiz uchun manfiy manbani ham ishlatish imkoningiz bo'lsa shuni bajaring!

F. Aktiv yuklama. Bir necha qo'shimcha komponentlar source qaytargichi xarakteristikalarini sezilarli darajada yaxshilashi mumkin. Biz bilan shu joyda ishlang, biz buni ketma-ket bajaramiz (3.43-rasm). Birinchidan, R_L yuklama rezistorini tok manbai bilan almashtiraylik (3.43A-rasmda R_S bilan belgilangan). Konstanta qiymatidagi manbaning toki V_{GS} gate-source oralig'idagi kuchlanish tushuvini deyarli stabil bo'lishiga olib keladi va shu bilan nochiziqlikni yo'qotadi. (Bu o'zgartirishni siz manba qaytargichi sxemasida yuklama qarshiligi R_S cheksiz qiymatga ega deb tassavur qilishingiz mumkin).

Chiroyli sxemotexnik yechim (V -rasm) sifatida bipolyar tranzistorda yig'ilgan qaytargichni ko'rsatish mumkin. Bunda qaytargich bir vaqtda ikkita vazifani bajaradi, deyarli konstanta V_{BE}/R_B toki va kichik chiqish impedansini ta'minlab beradi. Lekin biz hali siljitish kuchlanishining (kirishdan chiqishga tushgan kuchlanish) V_{GS} ($V_{GS} + V_{BE} - B$ sxema uchun) nostabilligi va muvofik nochiziqlikdan qutilib olganimiz yo'q. Buning uchun biz mavjud FET uchun uning I_{sink} -oqib chiqqan ihroj tokini I_{DSS} toki qiymatiga muvofiq o'zgartirishimiz mumkin (birinchi sxemada) yoki R_B baza qarshiligini o'zgartirsak bo'ladi (ikkinchi sxemada). Ikkita sababga ko'ra bu yechimni yaxshi deb bo'lmaydi: (a) har bir FET uchun sxema alohida sozlanishi kerak bo'ladi. (b) temperaturaning normal qiymatlaridan baland bo'lganida, berilgan V_{GS} kuchlanish tushuvida I_D drain toki temperatura bog'liqligi sababli ikki barobargacha o'zgarishi mumkin. Siljitish kuchlanishini nolga tushirish uchun bir xil tranzistorlardan tashkil topgan FETlar jufti yaxshiroq yechim beradi (3.43C-rasm). Q_1 va Q_2 yagona kremniy plastinasida bir xil texnologiyada yaratilgan FETlar jufti bo'lishi kerak, misol LSK389 (3.7 -jadvalga qarang) Q_2 tranzistori $V_{GS} = 0$ holatiga to'g'ri kelgan I_{DSS} tokni o'tkazadi. Ikki FET muvofiqlangan bo'lgani uchun $V_{GS} = 0$ va shu tufayli Q_1 siljitish kuchlanishi nolga teng bo'lgan qaytargich bo'ladi. Q_2 va Q_1 temperaturasi doim bir xil bo'lgani tufayli, temperatura o'zgarishlariga qaramay siljitish kuchlanishini nol bo'lib qolaveradi.

Keltirilgan sxemani siz odatda source rezistorlari bilan ko'rgan bo'lasiz (3.43D - rasm). Biroz o'ylab ko'rsangiz, yuqoridagi R rezistori kerak ekanligiga ishonasiz, ikki rezistor qarshiliklarining tengligi, Q_1 va Q_2 bir xil tranzistorlar bo'lganida, $V_{out} = V_{in}$ bo'lishini ta'minlaydi. Sxemaning bu modifikatsiyasi I_D drain tokini, uning maksimal I_{DSS} qiymatidan kichik bo'lgan qiymatda, o'rnatib qo'yish imkonini beradi va shu rejimda ishlagan FETli source qaytargichning chiziqligini yaxshilaydi. Sxemaning G modifikatsiyasida Q_1 va Q_2 tranzistorlarning nomuvofiqligi sababli mavjud qoldiq siljish kuchlanishini (o'zi kichik) o'zgartirish imkoni bor; misol uchun, LSK389ning spetsifikatsiyasida

keltirilgan tranzistolar juftining nomuvofiqligi (drain toki 1 mA bo'lganida) $\Delta V_{GS} = 20 \text{ mV}$ ⁴³. E-sxema chiqishiga bipolyar tranzistordagi (Q_3) qaytargich bilan, chiqishni quyiga suruvchi JFET tok manbai (Q_5) qo'shilgan. Q_4 tranzistori Q_2 tranzistorining source terminalidagi kuchlanishga kompensatsiya V_{BE} kuchlanishini qo'shish bilan kirishdan chiqishga tushadigan dc siljitish kuchlanishini taxminan nolda ushlab turadi. A – D-sxemalarni Q_1 tranzistorining drain-source kuchlanish tushuvi kirishdagi signal bilan birga o'zgarishi kabi muammo birlashtiradi. Bu muammo nohush effektlarga sabab bo'lishi mumkin. Misol uchun, faraz qilaylik C-rasmdagi sxemaning chiqish kuchlanishi $\pm 10 \text{ V}$ manba bo'lamida tebranish imkoniga ega va kirishdagi signal +5V va – 5V ko'lamida o'zgaradi.



3.43-rasm. Kuchaytirish koeffitsienti birga teng JFET source qaytargichlari eng oddiysidan eng yaxshisigacha.

Kirishdagi signal musbat cho'qqisiga etganida Q_1 tranzistorining drain-source kuchlanishi 5 Vdan kamroq bo'ladi, Q_2 tranzistoridagi muvofiq kuchlanish 15 Vdan katta bo'ladi. FETlarning drain toki (belgilangan V_{GS} qiymatida) drain-source kuchlanishining o'zgarishlari ketidan biroz o'zgargani sababli (§§3.3.2 va 3x.4da kengroq ko'riladi) kuchaytirish koeffitsienti aniq birdan kichik bo'ladi va nohiziqlik paydo bo'lishi mumkin; buning yana bir salbiy oqibati drain-source kuchlanishi 5 Vdan oshganda gate toki keskin ortib ketib (3.49-rasmga qarang) tranzistor parametrlarini salbiy tomonga o'zgarishiga sabab bo'ladi. Bu muammoning (va boshqalarning ham!) eng yaxshi yechimi N-rasmda keltirilgan kaskod

⁴³ Bu juda ayyor chiqdi: spetsifikatsiyaga muvofiq bu juft tranzistorlarning ikkida ham V_{DS} kuchlanishi tengbo'lish ko'rsatilgan, ammo D-sxemada V_{DS} kuchlanishi manba terminaliga nisbatan kirishdagi signal kuchlanishiga bog'liq o'zgaradi. Qaytargichni siljituvchi kuchlanishning qiymatini aniqlash uchun sizga JFETning chiqish o'tkazuvchanligini (g_{os}) bilish kerak bo'ladi, bu o'tkazuvchanlik V_{DS} kuchlanishi nomuvofiqligiga proporsional bo'lgan qaytargichning kirish-chiqish siljitish kuchlanishini belgilab beradi. Bu parametr JFETlar datasheetida keltirilmaydi (3.7-jadvalni ko'ring), bilishimizcha $g_{os} \approx 100 \mu S$ bo'lib $\Delta V = \Delta V_{DS} / G_{max}$ siljish kuchlanishini hosil qiladi; shunda V_{DS} kuchlanishlarning 10Vga farqi $\approx 60 \text{ mV}$ siljish kuchlanishini beradi bu sozlanmagan JFET juftining (V_{DS} kuchlanishi balanslangan bo'lgan holdagi) 20 mV maksimal qiymatidan ancha katta. Bu qanday davolanadi? N-rasmdagi sxema kaskod bo'lib, har bir JFETdagi V_{DS} kuchlanishini konstanta qiymatida ushlaydi. Yana, ajoyib kaskodga shon-sharaflar.

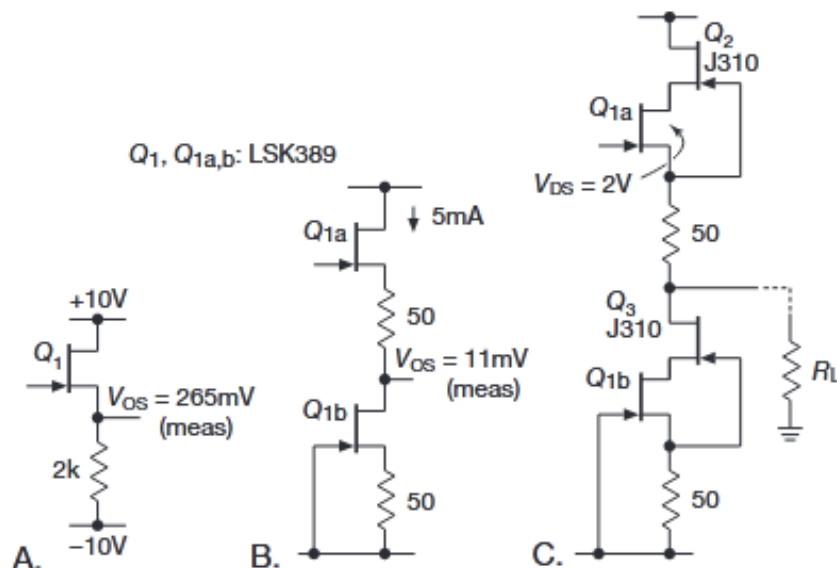
sxemasi bo'lad. Bu sxemaga biz Q_6 va Q_7 JFETlarni qo'shdik. Bu tranzistorlar o'zaro muvofiq bo'lishi kerak, ammo ulardagi V_{DS} kuchlanishi Q_1 va Q_2 tranzistorlarning minimal V_{DS} kuchlanishlaridan katta bo'lishi kerak. Kaskod tranzistorlari Q_6 va Q_7 tranzistorlarining V_{DS} kuchlanishini Q_6 va Q_7 tranzistorlarning V_{DS} kuchlanishiga, drain toki oqqanida, tenglashtiradi. Shunda Q_1 va Q_2 tranzistorlari konstanta V_{DS} (va kichik) kuchlanishida ishlaydi va shu bilan avvalgi paragrafdagi sxemaning kamchiligini yo'q qiladi. Buning natijasi juda foydali va uni biz signallar shakli kam buziladigan sxemalarni o'rganganimizda ko'rib chiqamiz. JFET qaytargichlarini yanada mukammal bo'lishini (3.29-rasmdadagidek transconductance ko'rsatgichining keskin katta bo'lishi o'rtamiyona kuchaytirgichni qutqarib qoladi) Q_1 tranzistorining drain terminaliga pnp transconductance kuchaytirgichini qo'shish bilan amalga oshirish mumkin; buning foydasi qaytargich nisbatan kichik yuklama imedansiga ishlaganida ko'rinadi. Bu to'g'risida §3x.2 da ham ko'rishingiz mumkin. JFET lar kattaroq gate toklarida ham ishlashi mumkin, ammo bunda revers kuchlanishlar ta'sirida shikastlanishi mumkin. Agar shuning imkoniyati mavjud bo'lsa, F-rasmda ko'rsatilganidek gate himoyasini qo'shib qo'yish yaxshi bo'ladi. Ketma-ket ulangan R_{prot} rezistori cheklovchi D diodi orqali oqib o'tgan tokni cheklaydi (agar kichik kirish toklari asosiy talab bo'lsa, bu diod 1N3595ga o'xshab kichik ihroj tokli bo'lishi kerak). Bu sxemada diod sifatida oddiy bipolyar tranzistorning baza-kollektor kontaktini yoki JFETning gate-kanal diodini ishlatishingiz mumkin. §1x.7 da diodlarning revers toklarining o'lgangan grafiklari keltirilgan. Ammo bu erda kompromisga o'rin bor: R_{prot} rezistorining katta qarshiligi cheklovchi diodning tokini chegaralaydi, ammo u Johnson (issiqlik) shovqinlarini ortiqcha oshib ketishiga olib keladi, kam shovqinli sxemalarda buning ahamiyati katta bo'ladi. Bu muammoni depletion turdagi MOSFETli tok cheklovchisini ishlatib, chiroyli hal qilish mumkin; bu to'g'risida kengroq §5.15.4da o'qish mumkin. Bu sxemalarda JFETlar depletion-turdagi MOSFETlar bilan almashtirilishi mumkin bo'lganiga ahamiyat bering. Ularning 1000 Vgacha kuchlanish ko'lamida ishlaydigan namunalari mavjud; bunda gateni ± 20 V shikastlantiruvchi kuchlanishidan saqlash kerak bo'ladi. Bu sxemalar variantlari ekranlangan kabelga ishlaganida, uning ekrani sababli hosil bo'lgan sig'imi ta'sirini kamaytirish uchun ishlatilgan bo'ladi. Aksincha bu sig'imlar katta impedansli signal manbalari bu turdagi katta kirish impedansiga ega kuchaytirgichlar bilan ishlaganida, nohush natijalarga olib kelishi mumkin.

G. Tematik izlanishlar: signal shaklini kam buzadigan JFET qaytargichi. Qaytargich sxemalarida qo'shimcha manfiy manba terminali tomonga ulanadigan tok manbai (current-sink pull-down) va kaskod sxemasini ishlatish natijasida erishilgan yutuqlar sanog'ini o'rganish uchun biz quyidagi 3.44-rasmda keltirilgan uchta sxemani ko'rib chiqamiz. Bu sxemalarda LSK389 JFET jufti ishlatilgan bo'lib, 3.43-rasmning A, D va N sxemalarining amaliy realizatsiyasi bo'ladi. Sxemalarning chiziqligini aniq tekshirish uchun biz har bir sxemaning kirishiga toza 1 kHz sinusoidal signal berish bilan sinadik⁴⁴⁵⁰ shunda signalning amplitudasini manba kuchlanishi qiymatiga yaqin qilib oldik. Oddiy, manfiy manbaga rezistor orqali ulaniladigan, sxemada (3.44A-rasm) siljitish kuchlanishining kutilgan qiymati (sokinlik nuqtasida taxminan 0.25 V bo'ldi), kuchaytirilgan signalning o'lgangan nochiziqligi (3.45-rasm) 0.02%dan boshlanib (1Vrmsda) 0.14%gacha ko'tarildi (5Vrmsda). Bu juda yaxshi ko'rsatgich, ayniqsa, sxema ochiq halqa zanjirda, ya'ni feedback zanjirisiz ekanligini hisobga olsak: bu biz kutgandan yaxshiroq natija bo'ldi. Nochiziqlik faqat ikkinchi garmonikada kuzatildi (ya'ni, $2f_{in}$).

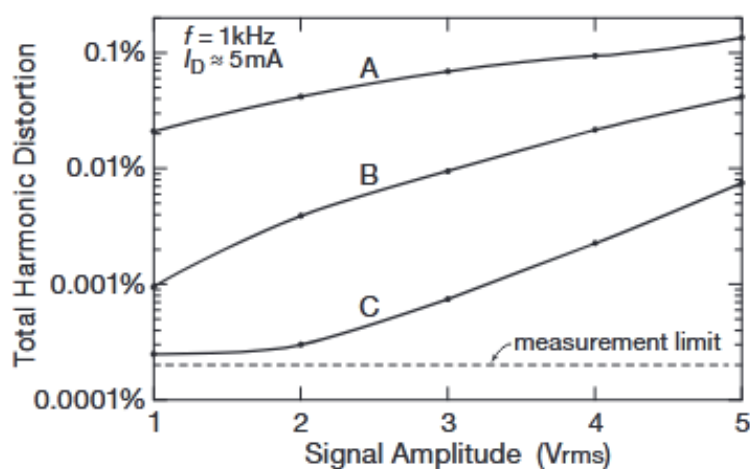
LSK389 JFET juftidagi tok manbaini qo'shib yaratilgan source qaytargichi (3.44B-rasm) yangi foydali sifat berdi: dc siljitish kuchlanishi 10 mV bo'lib, nochiziqlikning o'lgangan qiymatlari o'n barobarga (20dB) kamayganini kuzatishimiz mumkin va nochiziqlik uchinchi garmonikada kuzatildi (ya'ni, $3f_{in}$). Biz jiddiy audiofillar maskaniga kirib qoldik. Va nihoyat, kaskodni qo'shib (J310 tran-

⁴⁴ Sinash uchun signalni SRS DS360 funksional generatoridan oldik: undagi signal shaklini buzilishi 0.0003% dan kam. Chiqishdagi signal buzilishlarini ShibaSoku725B analizatorida aniqladik.

zistorning V_{GS} kuchlanishi Q_1 ning muvofiq kuchlanishidan ancha katta bo'lgani tufayli bu tranzistor $V_{DS} \approx 2V$ ko'lamida ishlab) chiziqlilik ko'rsatgichini 20dBga yaxshilaydi, o'lchangan natijalar analizator o'lchash ko'lamining quyi nuqtasigacha tushdi⁴⁵. Kaskod tomonidan ta'minlangan Q_{1a} tranzistorining kichik drain-source kuchlanishi gate tokining kichik bo'lishini ham ta'minlaydi⁴⁶.



3.44-rasm. Eng yaxshi JFETqaytargich nomini olmoqchi bo'lgan uchta nomzod.



3.45-rasm 3.44-rasmda keltirilgan JFETqaytargichlarida o'lchangan nochiqlik ko'rsatgichlari, $R_L = 1M$

3.2.7 FET qarshiligi o'zgartiriladigan rezistor sifatida

3.21-rasmda JFET tranzistorlarning chiqish xarakteristikalarini ($I_D = f(V_{DS})$) bir necha V_{GS} kuchlanishlari uchun keltirilgan. Xarakteristikalarda tranzistorning “to'yingan” va “chiziqli” (kichik V_{DS}) rejimlariga to'g'ri kelgan qismlarini ko'rish mumkin. SHu bobning boshlanishida (3.2-rasmda) MOSFET tranzistorlarning ekvivalent xarakteristikalarini keltirgan edik. $I_D = f(V_{DS})$ xarakteristikalarining kichik $V_{DS} < V_{GS} - V_{th}$ kuchlanishlariga to'g'ri kelgan qismi to'g'ri chiziqli shaklda desa bo'ladi, va bu chiziqli nolning ikki tomoniga ham cho'zilgan, demak bu tranzistorni kuchlanish bilan bosh-

⁴⁵ Ossilyatorni biz eBay dan oldik; nochiqlik analizatorini MIT Flea Marketdan oldik.

⁴⁶ Bunday kichik nochiqlik ko'rsatgichlarini katta impedansli yuklamada o'lchadik. YUklama impedansi kichik bo'lgan hollarda o'lchash kerak bo'lsa siz Q_{1a} ga “ g_m kuchaytirgichini” qo'shishingizga to'g'ri keladi; 3x-bobdagi §§3x.2 va 3x.4larga qarang

qariladigan rezistor sifatida ishlatasa bo'lar ekan. Shunda boshqaruvchi signal ikki qutbli kichik qiymatda bo'lishi kerak. $I_D = f(V_{DS})$ xarakteristikalarining chiziqli qismi uchun (§3.1.4 dagi 3.1-tenglamani ko'ring) biz osonlik bilan quyidagi nisbatni (I_D/V_{DS}) ifodalashimiz mumkin

$$\frac{1}{r_{DS}} = 2k \left[(V_{GS} - V_{th}) - \frac{V_{DS}}{2} \right] \quad (3.9)$$

Qavs ichidagi ikkinchi had xarakteristikaning nochiziqligini, ya'ni rezistiv tabiatidan cheklanganini ko'rsatadi (qarshilik signal kuchlanishiga bog'liq bo'lmashligi kerak). Drain kuchlanishi $V_{GS} - V_{th}$ kuchlanishlar farqidan ancha kichik bo'lgan ko'lamda ($V_{DS} \rightarrow 0$) tenglamaning ikkinchi hadining ahamiyati bo'lmay qoladi va shunda FET taxminan rezistor tabiatiga ega bo'lib ishlashi mumkin:

$$r_{DS} \approx 1/[2k(V_{GS} - V_{th})] \quad (3.10)$$

Tranzistorning konstruksiyasiga bog'liq bo'lgan k-parametri sizga kerak bo'lmagani sababli r_{DS} qarshiligini quyidagicha ifodalash foydalibroq bo'lardi $r_{DS} \approx r_{G0}(V_{G0} - V_{th})/(V_G - V_{th})$ (3.11)

bunda r_{DS} qarshiligining, barcha V_G qiymatlari uchun bo'lgan, qiymati aniq V_{G0} qiymatiga to'g'ri kelgan r_{G0} (aniq bo'lgan) qiymati orqali ifodalangan.

3.2-masala. Yuqorida keltirilgan "masshtablash" qonunini chiqaring.

Yuqorida keltirilgan formulalardan tranzistorning o'tkazuvchanligi ($= 1/r_{DS}$) $V_G - V_{th}$ gate kuchlanishi tranzistorning ostona kuchlanishidan katta bo'lgan qiymatiga proporsional ekanligi ko'rinib turibdi. Boshqa foydali fakt $r_{DS} = 1/g_m$, ya'ni kanalning qarshiligi xarakteristikaning chiziqli qismida to'yingan transconductance ko'rsatgichiga invers (teskari proporsional) bo'lar ekan. Buni bilish juda foydali, chunki bu ikki parametrning bittasi albatta tranzistorning spetsifikatsiyasida keltiriladi.

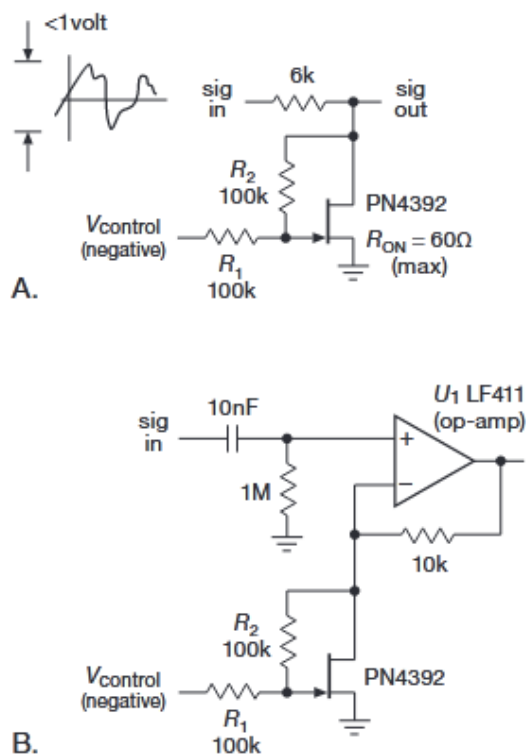
3.3-masala. Transconductance ko'rsatgichini to'yingan drain toki formulasi (§3.1.4) yordamida aniqlab, $r_{DS} = 1/g_m$ formulasi to'g'ri ekanligini isbotlang.

FETda yaratilgan rezistorning qarshiligi ohm ning bo'laklaridan (MOSFETlarda 0.001Ωdan) ochiq zanjirgacha bo'lishi mumkin. Bunday rezistorlar kuchaytirish koeffitsientini avtomatik boshqarish (automatic-gain-control – AGC) sxemalarida ishlatiladi. Bu funktsiyani bajarganda FET rezistor kuchaytirgichning feedback zanjiriga ulanib, chiqishdagi signal kuchlanishini chiziqli ko'lamda ushlab turish uchun kuchaytirish koeffitsientini avtomatik boshqaradi. Bunday AGC ishlatganingizda FET-rezistori sxemada o'rnatilgan joyida signal amplitudasining o'zgarishlari kichik bo'lishiga ahamiyat berishingiz kerak, ya'ni signalning amplitudasi 200 mVdan oshmasligi kerak. FET yaxshi rezistor bo'lib ishlashini ta'minlaydigan V_{DS} kuchlanishining ko'lamini individual FETga bog'liq bo'lib, qo'pol qilib aytganda gate kuchlanishining ostona kuchlanishidan farq qilgan qiymatiga proporsional bo'ladi. Tipik holatda siz 2% atrofidagi nochiziqlikni $V_{DS} < 0.1(V_{GS} - V_{th})$ drain-source kuchlanish ko'lamida ko'rishingiz mumkin va 10 % atrofidagi nochiziqlikni $V_{DS} \approx 0.25(V_{GS} - V_{th})$ kuchlanish ko'lamida ko'rishingiz mumkin. O'zaro muvofiqlashtirilgan FET bir necha signalni bir vaqtda boshqarish uchun ishlatiladigan o'zgaruvchan qarshilikli rezistorlar guruhini yaratish oson. O'zgaruvchan qarshilikli rezistor sifatida ishlatiladigan mahsus JFET turlari ham bo'ladi (misol uchun, 2N4338-41 va VCR seriyali FETlar), ularning ishlash nuqtasi V_{GS} kuchlanishining aniq qiymatiga belgilangan bo'ladi (odatda 0V).

A.Linearizatsiya qilish usullari

Oddiy kompensatsion sxemalar bilan FETning rezistorlik tabiati saqlanadigan V_{GS} kuchlanishining ko'lamini kengaytirib, uning chiziqliligini mukammallashtirish mumkin. $1/r_{DS}$ uchun yozilgan 3.9-formulaga nazar soling; gate kuchlanishiga drain-source kuchlanishining yarmiga teng bo'lgan kuchlanish qo'shilsa chiziqlilik ancha yaxshilanishi mumkin ekanligi yaqqol ko'rinib turibdi. Ana shu usulni amalga oshirish sxemalari 3.46-rasmda keltirilgan. Birinchi sxemada JFET rezistiv kuchlanish

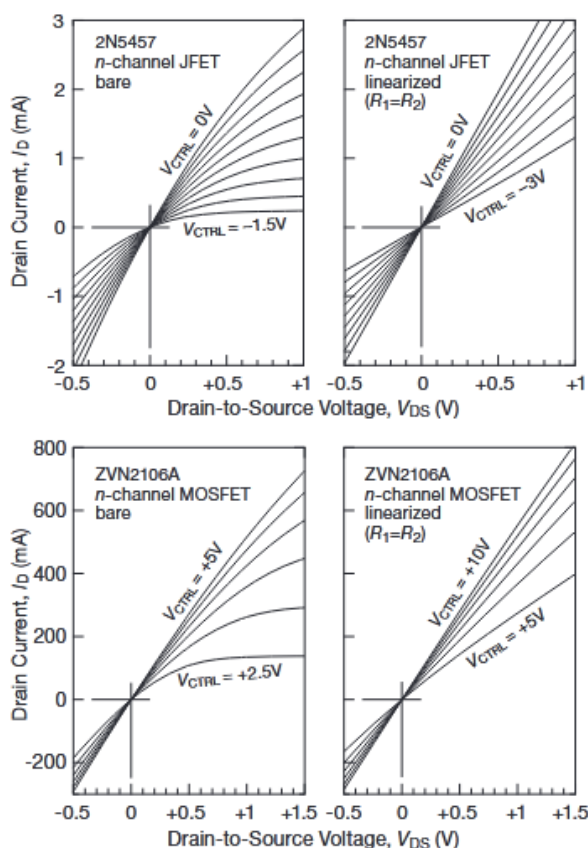
bo'luvchisining quyi qismini tashkil qiladi va kuchlanishi boshqariladigan attenuuator (yoki "volume control") sxemasini shakllantiradi. R_1 va R_2 rezistorlari yuqorida aytganimizdek V_{GS} kuchlanishiga $0.5V_{DS}$ qo'shish bilan chiziqlikni mukammallashtiradi. JFETning ON-holatidagi (gate –yerga ulangan) $60\ \Omega$ (max) qarshiligi sxemaga signalni $0 - 40\text{ dB}$ ko'lamda so'ndirib berish (attenuation range) imkonini beradi. Ikkinchi sxemada JFETli o'zgaruvchan qarshilikli rezistor operatsion kuchaytirgichda yig'ilgan noinvers kuchlanish kuchaytirgichining kuchaytirish koeffitsientini belgilovchi manfiy feedbackli kuchlanish bo'luvchisining quyi qismini tashkil qiladi (uning kuchaytirish koeffitsienti $G = [10\text{ k}/R_{FET}] + 1$).



3.46-rasm. JFETli o'zgaruvchan qarshilikli rezistorni linearizatsiya qilish.

Yuqorida keltirilgan gate kuchlanishining rezistiv bo'luvchisi vositada ishlatilganida r_{DS} qarshiligini linearizatsiya qilish juda effektiv bo'ladi. 3.47-rasmda FETlarning chiqish $I_D = (V_{DS})$ xarakteristikalarining kichik V_{DS} kuchlanishlari ko'lamidagi qismi keltirilgan. Linearizatsiya sxemasi ishlatilgan xarakteristikalar FETlar o'zining xarakteristikalar bilan o'zaro solishtirilgan. Liniarizatsiya qilingan sxemalarning ahamiyati signal shaklini kam buzadigan va kuchlanish ko'lamini bir necha millivoltidan katta bo'lgan sxemalarda katta bo'ladi. Bunday sxemalarni biz 7.22-rasmda keltirilgan ossillyator sxemalarida amplitudani boshqarish uchun ishlatganmiz. Bunda JFET tranzistori rezistor bilan, signal shaklini kam buzadigan kuchaytirgich trimmeri sifatida ishlatildi, uning o'lchangan nochiziqligi 0.0002%ni tashkil qildi xolos. FETlarni kuchaytirgichlarning kuchaytirish koeffitsientini boshqarish uchun ishlatmoqchi bo'lganingizda, misol uchun AGC yoki "modulyator"da (bu qurilmada yuqori chastotali signal amplitudasi, aytaylik, audiochastota bo'yicha o'zgaradi),"analog-multiplier"-analogli ko'paytirgich integral sxemalarini ham ko'rib chiqish befoyda bo'lmaydi. Chiqishidagi kuchlanish ikki kuchlanishning ko'paytmasi bo'lgan, yaxshi dinamik ko'lamga ega yuqori aniqlik bilan ishlaydigan qurilmalarni topish mumkin. Bundagi kuchlanishlardan biri ko'paytiruvchi koeffitsient sifatida ishlatilgan boshqaruvchi dc bo'lsa ikkinchisi boshqa kirish signali bo'ladi. Natijada signallar o'zaro ko'paytirilib, chiqishda kuchaytirilgan signal hosil bo'ladi. Analogli ko'paytirgichlarda bipolyar tranzistorlarning $g_m = f(I_S)$ xarakteristikasi $[g_m = I_C(mA)/25\text{siemens}]$ "Gilbert cell" deb

nomlanadigan konfiguratsiyada ishlatiladi. Bunday sxemalarda siljitish kuchlanishi va uning surilishi bilan bog‘liq muammolar aylanib o‘tilgan bo‘ladi. Juda katta chastotalarda (100 MHz va undan ham yuqori) passiv “balanced mixer” lar shu vazifani bajarish uchun eng yaxshi qurilma bo‘ladi. Kichik V_{DS} kuchlanishlarda ochiladigan FETlar drain-source kuchlanishi nolgacha tushib va, hatto, biroz aks ishorali bo‘lganida juda yaxshi rezistor bo‘lish tabiatiga ega ekanligini bilib qo‘yganingiz muhim. Ularda diod kuchlanishiga siljitish, to‘yinganlik yoki shunga o‘xshash tashvishlantiradigan muammolar bo‘lmaydi. Ana shu ajoyib sifat op-amp va raqamli logikada (CMOS) unumli foydalanilgan, ular aniq manba kuchlanishida to‘yingan holatgan o‘tadi.



3.47-rasm. JFET (yuqoridagi) va MOSFET (quyidagi) tranzistorlarining $I_D = f(V_{DS})$ o‘lchangan xarakteristikalaridagi chiziqlikni rezistorlar jufti (3.46-rasm) bilan mukammallashtirilgani ko‘rsatilgan. MOSFETlardagi toklar nisbatan katta bo‘lishiga ahamiyat bering.

3.2.8 FET ning gate toklari

Umuman FETlarda va ayniqsa MOSFETlarda gate toklari nolga teng deb boshidan aytib keldik. Balki bu FETlarning eng muhim sifati bo‘lgani tufayli kirish impedansi katta bo‘lgan kuchaytirgichlarda va qaytargichlarda unumli ishlatildi. Quyida ko‘riladigan analogli kommutatorlar va raqamli logikada bu o‘zini isbotini yana topadi. Bu sifat tabiatiga chuqurroq nazar bilan qaralsa gate toklari bor bo‘lishi mumkin deb o‘ylashimiz tabiiy. Gate toklari to‘g‘risida bilib qo‘yish juda muhim, chunki bu toki nolga teng deb yaratilgan tranzistor modeli sizni ertami kech muammolar bilan to‘qnashtirib qo‘yishi mumkin. Aslida, cheklangan gate toki hosil bo‘lishining bir necha mexanizmlari bor. (a) MOSFETlarda ham kanalni gate terminalidan izolyasiya qilib turadigan kremniy oksidi ideal bo‘lmaganligi sababli undan pikoamperlar ko‘lamidagi ihroj toklari o‘tadi. (b) JFETlarda gate terminali teskari ulangan diodli kontakt bilan “izolyasiyalangan” va diodaga xos bo‘lgan ihroj toklarining hosil bo‘lish mexanizmiga ega. (s) Yana bir mexanizm, JFETlarning (ayniqsa n-kanalli turida) “*ta’sir osti ionizatsiyasi*” nomi bilan ma’lum bo‘lgan effekt ta’sirida gateida yaralgan tok xaybatga soladigan qiymatlarda bo‘lishi

mumkin. (d) Va nihoyat, JFET va MOSFETlarda majud elektrodlararo sig'implar o'zgaruvchan signal bilan zaryad-razryadlanishi hisobiga hosil bo'lgan *dinamik toklar*, gateida oqadigan toklarning yana bir mexanizmi bo'ladi. Bu mexanizm bipolyar tranzistorlarga o'xshab Miller effekti sababli ishlaydi⁴⁷. Bu muhim mavzuni keyinroq §§3.5 va 3.5.4larda ko'rib chiqamiz. Ko'p hollarda gateidagi toklar bipolyar tranzistorlardagi baza toklarga nisbatan e'tiborga loyiq bo'lmagan qiymatlarga ega bo'ladi. Ammo, ba'zi bir holatlarda FETlarning kirish toklari *kattaroq* bo'lishi mumkin! Raqamlarga qaraylik.

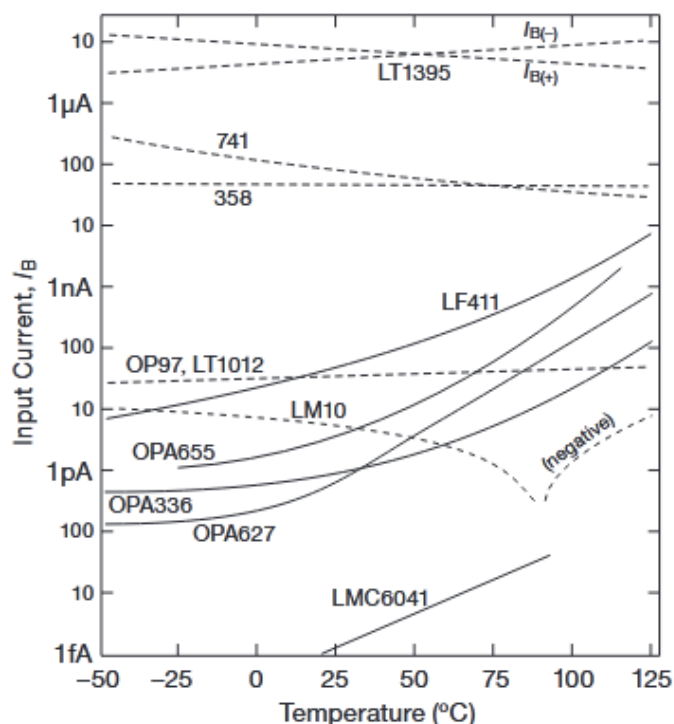
A. Gatedagi sizish toklari

FETli kuchaytirgich (yoki qaytargichning) past chastotalardagi kirish impedansi mavjud ihroj toklari bilan chegaralanadi. JFETlarning spetsifikatsiyalarida breakdown voltage BV_{GSS} nomi bilan ataladigan kuchlanishning qiymati keltiriladi. Bu kuchlanish gate bilan source (FETning source va drain elektrodleri birlashtirilgan holda o'lchanadi) oralig'iga beriladi. SHu kuchlanish ta'sirida gateidan kanalga sizib o'tgan ihroj toki $1 \mu A$ qiymatiga etganiga to'g'ri kelgan kuchlanish shu atama bilan nomlanadi. Bu kuchlanish qiymatidan kichik bo'lgan kuchlanishlarda I_{GSS} ihroj toklarining qiymati keskin tushib ketadi va pikoamper ko'lamida o'lchanadi. MOSFETlardagi gatening izolyasiyasini (gate bilan kanal oralig'idagi kremniy dioksidli izolyasiyasi) buzilib ketishiga (tok o'tkazadigan bo'lib qolishi nazarda tutilmoqda) yo'l qo'ymasligimiz kerak, aksincha bu, gatening ihroj toki nominal kuchlanishlarda ham maksimal qiymatiga chiqib olishi mumkin. FETli integral kuchaytirgich sxemalarida (misol uchun, FETli operatsion kuchaytirgichlarda) "input bias current" I_B – kirishdagi siljitish toki deb chalg'ituvchi nom olgan parametr keltiriladi. Bu ko'rsatgich ayni gatedan kanalga sizib o'tgan ihroj tokini nazarda tutadi va pikoamper ko'lamidagi o'lchamlarda keltiriladi. Ihroj toki qiymatlarining ko'lam pikoamperlarda bo'lgani sxemotexnika uchun eng yaxshi xabar bo'ladi. Lekin, bu tok qiymati temperatura ta'sirida keskin ko'tarilib ketishi (aslida eksponensial tezligida) (temperatura $10^\circ C$ ga o'sganida tok qiymati ikki barobar ortadi) juda yomon xabar desa bo'ladi. Aksincha, bipolyar tranzistorning baza toki ihroj toki emas va temperatura o'sganida baza toki biroz *kamayadi*. 3.48-rasmda ularni solishtirish uchun bir necha op-amp integral sxemalarining kirish toklarining temperaturaga bog'liqligi grafiklari keltirilgan. Kirishi FETlardan bo'lgan op-amplarda xona temperaturasidagi kirish toklari boshqalarga qaraganda eng kichik bo'ladi, lekin temperatura o'sishi bilan keskin ortib ketadi va LM10 hamda LT1012 kabi bipolyar tranzistorli op-ampllar uchun keltirilgan qiymatlaridan ham ortadi. Bu bipolyar tranzistorli op-ampllar ORA111 va ORA627 kabi JFET kirishli op-ampllar juda qimmat bo'ladi. Shunga qaramay, LM358 va JFET LF411/2 kabi ko'p ishlatiladigan arzon op-amplarning kirish toklari qanday qiymatlarda bo'lishini ko'rsatish uchun, ularning xarakteristikalarini ham qo'shdik.

JFETlardagi ta'sirli ionizatsiya toklari. Odatdagi siljish toklariga sabab bo'ladigan effektlarga qo'shimcha, n- kanalli JFETlar sezilarli darajadagi katta bo'lgan V_{DS} va I_D – drain-source kuchlanishi va drain toklar ko'lamida ishlaganida hosil bo'ladigan ihroj toklari ham bo'ladi (spetsifikatsiyalarda keltiriladigan gateidagi ihroj toklari noreal ish rejimi uchun beriladi: $V_{DS} = I_D = 0!$). 3.49-rasm nima bo'lganini ko'rsatadi. V_{DG} gate – source oralig'iga berilgan kuchlanish ma'lum qiymatga yetmaguncha ihroj toklarining qiymati I_{GSS} toki qiymati atrofida bo'ladi, keyin esa keskin o'sib ketadi. Shu ortiqcha "ta'sirli ionizatsiya" tokining qiymati drain toki qiymatiga proporsional bo'lib, temperatura va kuchlanishga eksponensial ravishda o'sadi. Bu toklarni paydo bo'lishi source – drain kuchlanishi BV_{GSS} qiymatining 25%ga etganidan boshlanadi va natijada gatedagi tok mikroamper va undan ham katta qiymatlargacha ko'tarilishi mumkin. Kirish toki mikroamper bo'lgan "katta impedansli buffer" albatta yaroqsizdir. Agar siz BF862 tranzistorini qaytargich sifatida ishlatib, unga 20 volt manba bersangiz1

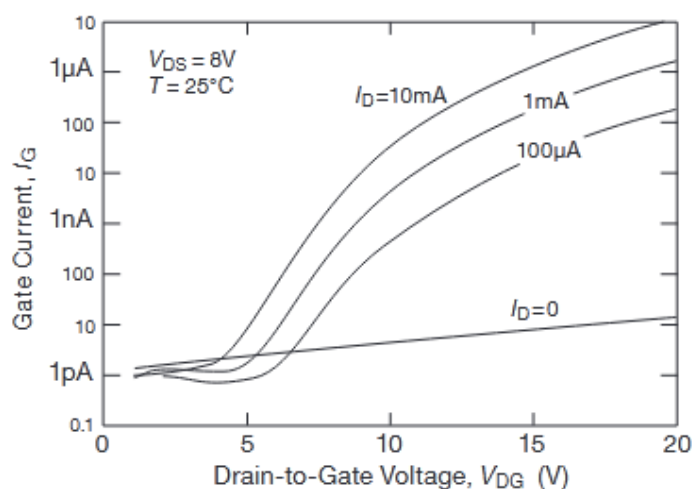
⁴⁷ Ekstremal holatlarda, misol uchun, katta kuchlanishli quvvat kommutatorlarida ishlatilgan katta MOSFET tranzistorlarini nanosekundlar bilan o'lchanadigan vaqt davomida kommutatsiya qilinganida amperlar bilan o'lchanadigan gate-drive toklari talab etilishi mumkin. Bu oddiy trivial effekt emas!

mA drain tokini olasiz. Bunday ortiqcha ihroj toklari avval n- kanalli JFET uchun xarakterli bo'lib, kattaroq drain-gate kuchlanishlarda paydo bo'ladi.



3.48-rasm. FETli kuchaytirgichlarning kirish toklari gatening sizish toklari bo'lib, xar 10°C bilan ikki barobarga ortadi. FET- kirishli kuchaytirgichlarning temperatura xarakteristiklari (qora chiziqlar) ularning yuqorida joylashgan xarakteristikalarini osonlik bilan kesib o'tganini ko'rishingiz mumkin.

Bu toklarning oldini olish yo'llari (a) kichikroq drain-gate kuchlanishlarda tranzistorni ishlatish, yoki drain manbaining kuchlanishi kichikroq qilib olish yoki kaskod ishlatish, (b) r-kanalli JFETni ishlatish (unda bu effekt ancha kichik bo'ladi) va (c) MOSFET ishlatish bo'ladi. Bunda eng kerakligi bu effektdan xabardor bo'lish, shunda surprizlar bo'lmaydi.

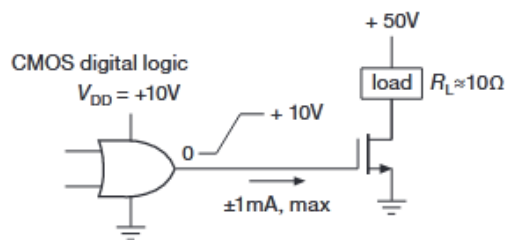


3.49-rasm. JFETlarning gate ihroj toklari katta drain-gate kuchlanishlarida keskin ortib ketadi va drain tokiga proporsional bo'ladi. Bu xodisani boshqa ish rejimlarida juda yaxshi bo'lgan BF862 n-kanalli JFET spetsifikatsiyasida ko'rishingiz mumkin.

C. Gatelardagi dinamik toklar

Gatedagi ihroj toklari dc bilan bog'liq effekt bo'ladi. Gate sig'imi orqali o'zgaruvchan toklar ham oqib kirishi mumkin. Umumiy sourceli kuchaytirgichni ko'rib chiqaylik. Bipolyar tranzistorlarda bo'lganidek siz shunda tranzistorning kirishi bilan er oralig'idagi sig'imning (C_{iss} bilan belgilanadi) ta'sirini va sig'imni ko'paytiruvchi Miller effektining (feedback zanjirida mavjud bo'lgan C_{rss} sig'imi) ta'sirini kuzatishingiz mumkin. Bipolyar tranzistorlarga nisbatan FETlarda sig'implarning ta'siri jiddiyroq bo'lishining uchta sababi bor. Birinchidan, siz juda kichik kirish toklariga erishish uchun FETlarni ishlatasiz (bipolyar tranzistorlarni o'rniga); natijada sig'im toklari nisbatan katta bo'ladi. Ikkinchidan, FETdagi sig'implar ekvivalent bipolyar tranzistorlarga nisbatan ancha katta bo'ladi. Sig'implarning ta'sirini baholash uchun, chiqish impedansi 100 k bo'lgan signal manbaidan ishlaydigan FET kuchaytirgichini ko'rib chiqaylik. Dc da muammo yo'q, chunki undagi pikoamperlarda o'lchanadigan tok, signal manbaining chiqishiga parallel bo'lgan, kuchaytirgichning kirish impedansida mikrovoltli kuchlanish tushuvini hosil qiladi xolos. Ammo, kuchaytirgichga berilgan, aytaylik, 1 MHz chastotali signal tranzistorning 5 pF kirish sig'imida 30 k shuntlovchi qarshilik hosil qiladi va shu bilan signalni anchaga so'ndiradi. Umuman olganda, barcha kuchaytirgichlarda chiqish impedansi katta bo'lgan, katta chastotali signal manbai bilan ishlaganida nohush effektlar hosil bo'lishi muqarrar. Bularning ta'sirini cheklash uchun odatda kuchaytirgich kichik impedansli (tipik qiymati 50 Ω) yuklamaga ishlashi kerak yoki LC rezonans kontur ishlatib parazitik sig'implar ta'siri olib tashlanadi. FETli kuchaytirgich signal chastotalarida 10^{12} Ω lik yuklama bo'la olmasligini yaxshi tushunib olish kerak. Boshqa misol sifatida, 5 amperlik yuqori voltli yuklamani MOSFET (katta quvvatli JFETlar bo'lmaydi) bilan kommutatsiya qilish sxemasini ko'rib chiqaylik (3.50-rasm). Ba'zilar, tranzistorni boshqarish uchun uning gateiga, chiqishida katta tok bera olmaydigan raqamli logik sxemadan, misol uchun 4000-seriyali CMOS logikadan impuls bersa kifoya deb o'ylashi mumkin. Ammo bu logik sxemasining chiqish kuchlanishi erdan +10 Vgacha o'zgarish ko'lamida chiqish toki 1 mA bo'ladi xolos. Asli bunday sxema fojiyaga olib keladi, chunki IRF740 tranzistorining o'rtacha 200 pF feedback sig'imi 1 mA tok bilan zaryadlanish jarayoni kommutatsiya vaqtini sekinlashtirib, 50 μ s gacha olib boradi.⁴⁸ Eng yomon hodisa, gatening dinamik toklari ($I_{gate} = C dV_D/dt$) (tranzistor kirish sig'imining zaryad-razryad toklari) logik qurilmaning chiqishiga ham ta'sir ko'rsatadi va "SCR latchup" deb nomlanadigan effekt sababli uni ishdan chiqarishi mumkin (bu to'g'risida ko'proq 10 va 11 boblarda); shuni oldini olish uchun va boshqa sabablarga ko'ra logik sxemasining chiqishi bilan ketma-ket rezistor ulanadi (sxemada ko'rsatilmagan).

⁴⁸ Biz qabul qilgan modelimiz juda qo'pol, chunki feedback sig'imi drain kuchlanishiga qarab tez o'zgaradi (§3.5.4Ani ko'ring). Kichik signallar uchun bajarilgan hisoblarda feedback C_{rss} sig'imini konstanta qilib olish qulay; ammo misoldagidek kommutatsion sxema uchun siz MOSFETning datasheetida *gate charge* qiymatini topishingiz kerak bo'ladi. Bu parametrlar sig'implarning nochiziqlik tabiatini hisobga olgan bo'ladi. Bizning misolda datasheetdan $Q_G \approx 40$ nC gate zaryadini topasiz, shunda kommutatsiya vaqti $t = Q_G/i = 40\mu s$ bo'ladi (dinamik tok $i = 1$ mA).



3.50-rasm. Dinamik gate toklariga misol: katta tezlikda kommutatsiya qilinadigan yuklama.

Bipolyar tranzistorlarning kirish sig'implari kichikroq bo'ladi, natijada ularning baza zanjiridagi dinamik toklar ham kichikroq bo'ladi (ammo o'sha ko'lamda); ammo siz 5 amperlik yuklamani katta quvvatli bipolyar tranzistorlarda loyihalamoqchi bo'lsangiz uning bazasiga bir necha yuz milliamper tok berishingiz (Darlington yoki boshqa tranzistor ishlatish) kerak bo'ladi, FETlarni ishlatganingizda kirish toklari kam bo'lishi mumkin. Bu misolda-gate tokini ikki amper qilib olsangiz MOSFETning kommutatsiya vaqti 25 ns bo'lishiga erishishingiz mumkin- o'ta yuqori impedansli FETlar ham o'zining jozibasini qisman yo'qotadi.

3.4-masala. 3.50-rasmdagi sxemaning kommutatsiya vaqti baholang. Gate tokini 1 A deb oling, berildi: (a) o'rtacha feedback sig'imi 200 pF, yoki (aniqrog'i) talab etilgan gate zaryadi 40 nC.

3.3 JFETlarga chuqurroq nazar

§3.1da FETlarning ishlash ko'lamining ko'rinishini keltirgan edik: drain kuchlanishi 1 V va undan yuqori bo'lgan qismida (chiqish xarakteristikasining "chiziqli" rezistiv qismidan yuqorida joylashgan) to'yingan drain toki⁴⁹⁵⁵ I_D ($V_{GS} - V_{th}$)²ga proporsional bo'lgan qismi va (juda kichik drain toklarida) I_D toki V_{GS} kuchlanishiga eksponensial bog'liq bo'lgan ostonaga o'tish qismiga bo'linadi. Bu juda oddiy rasm. Yuqori aniqlikda ishlaydigan yoki kam shovqinli (ikkisi ham) va katta kirish impedansiga ega sxemalarni yaratishda JFETlarni ishlatish kerak bo'lgani sababli ularning tabiatiga chuqurroq nazar solish foydali bo'ladi, buni real tranzistorlarda amalga oshirilgan o'lchashlar ideal natijalar beradi. Bu amalni to'liqligicha bajarish uchun biz o'zimizga ko'plab ishlab chiqaruvchilar mahsuloti bo'lgan barcha mavjud JFETlar seriyalaridan namunalarni olib, ularni o'lchashlar bilan to'liq tekshirib chiqdik. 3.7-jadvalda tekshirilgan tranzistorlarning to'liq ro'yxati o'lchangan (datasheetlarida keltirilgan I_{DSS} , g_{os} , g_m va kerakli drain toklariga to'g'ri kelgan V_{GS} kuchlanishi) parametrlari bilan birga keltirilgan⁵⁰. Yana 8.2-jadvalni ko'ring, unda kam shovqinli JFETlar to'plami keltirilgan. Mukammal JFETlarni biz 3x-bobda ko'rib chiqamiz; unda biz bir necha muhim mavzularni: JFET ishlash ko'lamini (odatda e'tibor berilmaydigan, ostonaga o'tish qismi bilan birga), JFETlarning transconductance ko'rsatkichlari va JFET sig'implarini ko'rib chiqamiz.

3.3.1 Drain tokining gate kuchlanishiga bog'liqligi

JFETlarni ishlatib sxema loyihalashda doim uchraydigan muammo *parametrlar yoyilganligi* bo'ladi. Buni 3.51 va 3.52-rasmlarda keltirilgan grafiklardan bilib olish mumkin. Bu rasmlarda n-kanalli JFET 2N5457 tranzistorlarining olti namunasida o'lchangan $I_D = f(V_{GS})$ xarakteristikalarining

⁴⁹ "To'yinganlik" iborasi adashtirishi mumkin: FETlar uchun odatda to'yinganlik toki deb nomlangan ibora ishlatiladi. Bunda drain kuchlanishi bir volt dan katta bo'lganida drain toki konstanta qiymatda bo'lgan xarakteristikaning qismi to'yinganlik deb tushiniladi. Aksincha, bipolyar tranzistorlarda "to'yinganlik" iborasi kuchlanish to'yinganligini bildiradi (tranzistor to'liq ochiq holatida), bunda kollektor kuchlanishi nolga yaqin bo'ladi. Iboraga tushuntiruvchi sifat qo'shishni keragi yo'q.

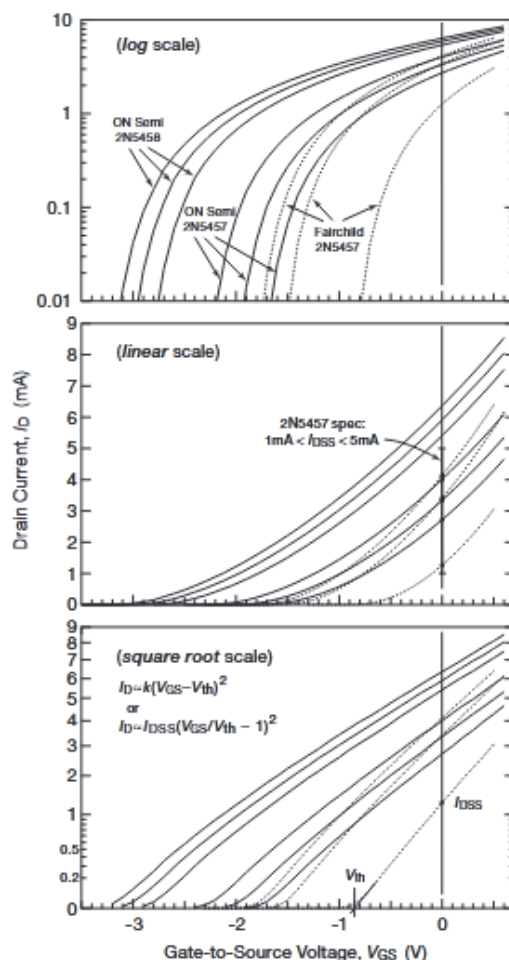
⁵⁰ Shovqin parametrlarini ko'rish uchun 8.2-jadvalga qarang. Shu JFETlar jadvali bir necha oyda bajarilgan ishlarning natijalari bilan to'ldirilgan; unda bir necha distribyutorlarning bergan datasheet spetsifikatsiyalari bilan parametrlarning o'lchangan qiymatlari solishtirildi. Ularda mavjud bo'lgan xatoliklarni aniqladik va to'g'riladik, balki o'quvchi ulardan foydalanar.

grafiklari keltirilgan (ikki ishlab chiqaruvchidan uchtdan namuna olingan⁵¹) va uchta 2N5458 tranzistorlari o'sha 2N5457 – 59 seriyadan olingan. Namunalar tanlashda biz o'lchangan I_{DSS} tokining eng katta, o'rtacha va eng kichik qiymatlariga ega tranzistorlarni o'nta namuna ichidan tanlab oldik. Xavfli bo'lsa ham, bu sinovlarda biz musbat gate kuchlanishlari tomoniga ham biroz o'tdik (kuchlanish qiymatini diod tushuvigacha, gate o'tkazuvchan bo'lguncha ko'tardik), bunda odatdagi nol – siljish atrofidagi chegaradan ancha uzoqlashdik; xatarli hech narsa bo'lmadi, ammo amaliyotda bunday qilish kerak emas. Keling shu to'qqizta tranzistordan olingan o'lchamlarni sinchiklab ko'rib chiqaylik va ular ishlashining turli aspektlarini va sxemalardagi JFETlarning o'rnini tushunishga harakat qilaylik.

A. Xarakteristikalarining kvadratik qismi. Odatda siz datasheetlar va darsliklarda *chiziqli* grafiklarni ko'rishingiz mumkin. Masshtab bilan drain tokining nol-siljitishdagi toklar (I_{DSS}) zonasida kvadratik tabiati borligini aniqlash mumkin. Deyarli barcha JFETlar shu zonada ishlaydi (3.4-tenglama). Namunalar orasida ham I_{DSS} variatsiyalarini ko'rishingiz mumkin (spetsifikatsiyalarda keltirilgan toklar ko'lamini yarim do'jana 2N5457 tranzistorlar uchun vertikal chiziq bilan ko'rsatilgan) va qiya chiziq bilan Fairchild 2N5457 tranzistorlari ko'rsatilgan. Xarakteristikaning qiyaligi, tranzistorning bu rejimda ishlashida transconductance ko'rsatgichi $g_m = dI_D/dV_{GS}$ V_{GS} kuchlanishiga nisbatan chiziqli o'sadi (3.5-tenglama), bunda drain toki ($V_{GS} - V_{th}$)ga kvadratik bog'liqlikka ega. V_{th} kuchlanishini topish: o'rtacha-kvadratik masshtabdagi grafiklarga qarang. Unda xarakteristikalarining kvadratik qismini cho'zib, uchlarini uzaytirish imkoni bor. Xarakteristika chizig'ini ekstrapolyasiya qilib drain tokining nolga teng o'qi bilan kesishguncha davom etsa V_{th} ostona kuchlanishi aniqlanadi. Bu kuchlanishda tok qiymati nolga teng bo'lmaydiyu, faqat ostona osti zonasining ustigacha tushadi.

B. Ostona osti zonasi. Logarifmik masshtabda kichik toklar zonasi juda kengaytirib ko'rsatiladi. Chiziqning egilganligi, kichik toklar ko'lamida ularning eksponensial tabiati tufayli to'g'ri chiziqqa o'zgarib qoladi - grafiklarning ana shu qismi ostona osti zonasidir.

⁵¹ Xarakteristikalarni ajratib olish uchun punktir chiziqlar bilan Fairchild tranzistorlarini belgiladik.



3.51-rasm. To‘qqizta n-kanalli 2N5457-9 JFETtranzistorlarining $I_D = f(V_{GS})$ xarakteristikalari $V_{DS} = 5V$. Bir xil xarakteristikalar chiziqli, logarifmik va kvadrat ildizi o‘qlarida keltirilgan. ON Semi va Fairchild tranzistorlarining o‘lchangan I_{DSS} , toki spetsifikatsiyaga to‘g‘ri keldi (o‘rta rasm). O‘lchashlar I_{DSS} , chegarasi tashqarisida ham bajarilganligiga ahamiyat bering, kuchlanish $V_{GS} + 0.6 V$ qiymatigacha ko‘tarildi zonasi bo‘ladi, ularning izlanishlar uchun olti barobar kattalashtirilgan ko‘rinishi 3.52-rasmda keltirilgan.

C. Chuqur ostona osti zonasi. 3.52-rasmdagi chiziqlarning uchlari uzaytirganda JFETlar drain toki pikoamperlarda bo‘lsa ham oqib turishini ko‘rishimiz mumkin. SHunda drain tokining o‘zgarishi eksponensial qonunga aniq bo‘ysinishini (bipolyar tranzistorlardagi Ebers-Moll qoyidasiga o‘xshab) ko‘ramiz va tokni quyidagicha ifodalashimiz mumkin:

$$I_D = I_0 \exp(V_{GS}/nV_T), \quad (3.12)$$

bunda $V_T = kT/q \approx 25 \text{ mV}$ biz bilgan Ebers-Moll qoyidalaridagidek (faqat arzimagan n koeffitsienti qo‘shilgan xolos). 3.52-rasmdagi o‘lchangan qiymatlar bu koeffitsientning qiymatini birga yaqin ($n = 1.05$) bo‘lganiga to‘g‘ri keladi. Boshqa so‘zlar bilan aytganda, drain toklari juda kichik bo‘lgan sohada JFET tranzistorlarining transconductance ko‘rsatgichi o‘sha qiymatdagi kollektor tokida ishlagan bipolyar tranzistorning shu ko‘rsatgichiga juda yaqin bo‘lar ekan (bu hol 3.54-rasmdagi grafiklarda o‘z isbotini topgan)⁵². Bunda Fairchild tranzistorlar xarakteristikalari, ularning kvadratik qismidagi tabiatiga

⁵² Ammo chastota ko‘lami katta emas! Misol uchun, 2N5457 tranzistori $I_D = 10 \text{ pA}$ tokda arzimagan kuchaytirish koeffitsienti – chastota ko‘lami ko‘paytmasiga ega $f_T \approx 140 \text{ Hz}$ ($f_T = g_m/2\pi C_{iss}$; 3x-bobda “Kaskodlarning chastota ko‘lami” mavzusini ko‘ring). JFET tranzistorlari bipolyar tranzistorlarga o‘xshab kichik toklarda yaxshi ishlashini bilganimiz juda ajoyib bo‘ldi, bu mikroquvvatli qurilmalar uchun juda foydali fazilat bo‘ladi. Ammo esingizda bo‘lsin bu tranzistorlarning sig‘imlari kichik toklarda ancha muammolar yaratishi mumkin, kichik toklarda ishlaydigan sxemalar oddiy sxemalardan ancha sekin ishlaydi.

o'xshab, anomal emasligini ko'rishingiz mumkin, kichik toklarda ularning transconductance ko'rsatgichi boshqa tranzistorlarniki bilan bir xil.

3.3.2 Drain tokining drain-source kuchlanishiga bog'liqligi: chiqish o'tkazuvchanligi

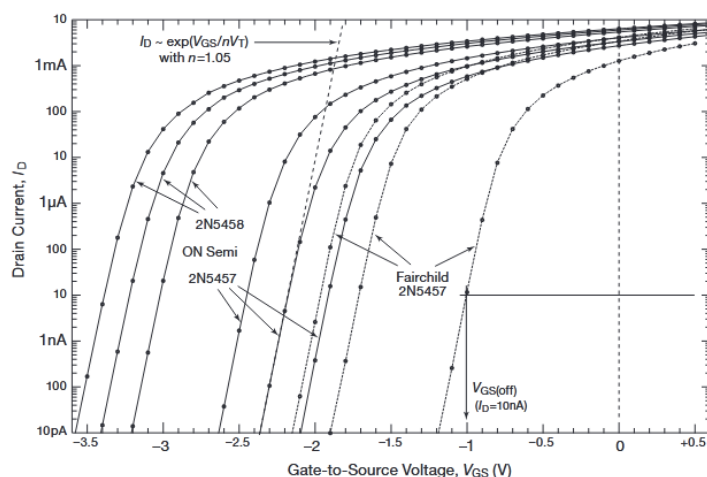
Drain toki (V_{GS} konstanta bo'lganida) drain-source kuchlanishiga biroz bog'liqligi bor (ideal tranzistorlarda bog'liqlik bo'lmasligi kerak, odatda shuni biz gapiramiz: §3.1.4 va 3.13-rasmini ko'ring). Buni siz bipolar tranzistorlardagi Early effektining analogi deb (§2x.8) yoki, shunga ekvivalent bo'lgan, gate-source kuchlanishi konstanta bo'lganida drain terminali tomonidan ko'ringan, cheklangan chiqish impedansi r_o (yoki, umuman olganda, cheklangan chiqish o'tkazuvchanligi $g_{os} = 1/r_o$) deb o'ylashingiz mumkin. Bu effekt source terminali yerga ulangan, drain yuklamasi tok manbai sifatida tuzilgan kuchaytirgichning maksimal kuchaytirish ko'effitsientini cheklaydi (bu 3.1-jadvalda keltirilgan G_{max} parametri bo'ladi), shunda sizning kuchaytirgichingiz G_{max} ga yaqin kuchaytirish ko'effitsientiga ega bo'ladigan bo'lsa buni hisobga olishingiz kerak bo'ladi. Buni source qaytargichi ishiga ham salbiy ta'siri bor (buning ta'siri $g_m R_L$ ko'rsatgichining kichik bo'lib qolishi bilan o'zini ko'rsatadi; §3.2.6ni ko'ring), agar G_{max} $g_m R_L$ ga tenglashib qolsa yoki undan kichik bo'lsa buni yaqqol ko'rish mumkin. Bular to'g'risida 3x-bobda (§3x.4) batafsil ma'lumot beriladi; ammo ular ahamiyat berishga arziydigan mavzudir.

A. Umumiy sourceli kuchaytirgichda kuchaytirish ko'effitsientining kamayishi va chiziqlilikni yomonlashishi

" g_{os} effekti" umumiy sourceli kuchaytirgichlarda, $r_o = 1/g_{os}$ qarshiligi yuklama impedansiga parallel ulanib, ularning maksimal kuchaytirish ko'effitsientini cheklaydi. Oddiy rezistiv R_D drain yuklamasi uchun kuchaytirish ko'effitsienti o'zining ideal $G = g_m R_D$ dan $G = g_m (R_D || r_o)$ ga o'zgaradi, yoki

$$G = g_m R_D \frac{1}{1 + g_{os} R_D} \quad (3.13)$$

Bundan kelib chiqqan ko'ngilsizliklar g_{os} ko'rsatgichning drain kuchlanishiga bog'liq bo'lgani sababli, biroz nochiqlik paydo bo'lishida aks etadi. §3x.4da bu to'g'risida ko'proq ma'lumot topishingiz mumkin.



3.52-rasm. 3.51-rasmdagi JFETlarning o'lgangan (nuqtalar) va logarifmik masshtabda keltirilgan $I_D = f(V_{GS})$ xarakteristikalar. JFET lar 10 rA toklarda ham yaxshi ishlaydi. Bu toklar odatda tranzistorni uzib qo'yadigan $V_{GS(off)}$ kuchlanishiga to'g'ri kelgan 10 nA drain tokidan ancha uzoq.

B. Source qaytargichida kuchaytirish ko'effitsientining xatoliklari

" g_{os} effekti" source qaytargichlarining ham kuchaytirish koeffitsientini, ideal $G = 1$ qiymatidan, kamaytiradi. Bunday holat, kuchaytirgich nisbatan engil yuklama $R_L \gg 1/g_m$ bilan ishlaganida, (ya'ni siz kuchlanishni kuchaytirish koeffitsienti birga juda yaqin bo'lishini kutganingizda) ahamiyatga arziguli bo'ladi. Shu effektning ta'sirini hisobga olgan holda sxemasi 3.40-rasmda keltirilgan JFET qaytargichining kuchaytirish koeffitsienti quyidagi shaklga keladi:

$$G = \frac{1}{1 + \frac{1}{g_m R_L} + \frac{1}{G_{max}}} , \quad (3.14)$$

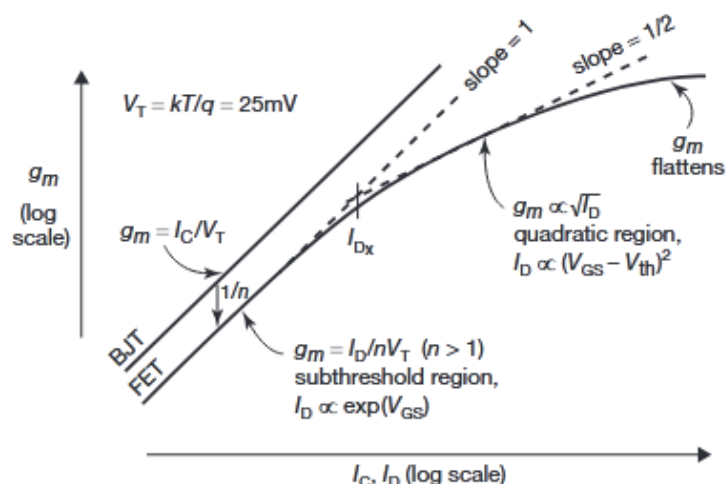
bunda G_{max} drain o'tkazuvchanligining transconductance ko'rsatgichiga, ishchi kuchlanish va tokdagi, bo'lgan nisbatini ($G_{max} = g_{os}/g_m$) ko'rsatadi. (Biz asosan G_{max} ko'rsatgichini ishlatamiz, chunki uning qiymati tokka⁵³ bog'liq bo'lmagan konstanta sifatida r_o va g_{os} ga qaraganda foydaliroq bo'ladi). Demak, sizga, misol uchun, $g_m R_L$ va G_{max} ko'rsatgichlari 100ga teng bo'lib, xatoligi 1%dan katta bo'lmagan kuchaytirgich kerak – yoki siz aktiv yuklama, kaskod sxemalari yoki " g_m kuchaytirgichi"ni ishlatib, o'z maqsadingizga erishmoqchisiz. Yuqorida 3.43-rasmda mashq uchun keltirilgan source qaytargichi sxemasiga qaytaylik, bu N-rasmdagi sxemada aktiv yuklama va kaskod ishlatilishi ko'rsatilgan. 3.1-jadvalda keng ishlatiladigan JFETlarning G_{max} ko'rsatgichining o'lgangan qiymatlari keltirilgan. Bu mavzu bo'yicha malakangizni oshirmoqchi bo'lsangiz §3x.4ni o'qing.

3.3.3 Transconductance ko'rsatgichining drain tokiga bog'liqligi

Transconductance ko'rsatgichining ifodasiga qaytsak ($g_m \equiv i_d/v_{gs}$, drain tokining gate-source kuchlanishiga qarab o'zgarishi) u FET tranzistorlari kuchaytirish koeffitsientining tabiiy o'lchami ekanligini ko'rishimiz mumkin. Bu bipolyar tranzistorlarning Ebers-Moll qoyidasiga muvofiq ifodalangan $g_m = qI_D/kT = I_D/V_T$ ko'rsatgichining analogi bo'ladi. Umuman olganda, har bir berilgan drain toki uchun FETning transconductance ko'rsatgichi bipolyar tranzistornikidan kichik bo'ladi. Kichik drain toklaridan boshlab (§3.31 va 3.52-rasmni eslang) FETlarning transconductance ko'rsatgichi xarakteristikalarining ostona osti qismida drain tokiga proporsional bo'ladi (bipolyar tranzistorlarga o'xshab), ammo uning qiymati o'sha tokda bipolyar tranzistorga nisbatan kichik bo'ladi; 3.53-rasmga qarang. Agar siz $g_m = I_D/nV_T$ shaklida ifodalasangiz, tipik JFETlar uchun n koeffitsienti 1.05dan 3gacha bo'lishi mumkin. Bularni 3.54-rasmda keltirilgan o'lgangan qiymatlaridan ko'rishingiz mumkin (kengaytirilgan grafiklarni 3x-bobning §3x.2da ko'rishingiz mumkin).

Kattaroq toklarda, FETlar xarakteristikasining "kvadratik zonasida" drain toki $I_D \propto (V_{GS} - V_{th})^2$ bilan ifodalangan joyda transconductance drain tokining kvadrat ildiz osti qiymatiga proporsional bo'lib, bipolyar tranzistorning kollektor tokiga proporsional o'suvchi ($\propto I_C$) transconductance ko'rsatgichidan pastga qarab o'zgaradi. Tok yanada kattaroq bo'lsa transconductance ko'rsatgichi o'zgarmaydi. JFET uchun ertak shu joyda to'xtaydi; ammo MOSFETlarda bo'lsa (ularda maksimal konstanta drain tokiga erishish uchun gate kuchlanishini yetarli darajada katta berishingiz mumkin) transconductance quyiga qarab intiladi, misol uchun LND150 tranzistorining $I_D = f(V_{GS})$ xarakteristikalari 3.9-rasmda keltirilgan. Transconductance ko'rsatgichini bevosita o'lchash muammo emas - §3x.3da oddiy bir usul keltirilgan (unda mavjud bo'lgan sekret drain kuchlanishini shuntlovchi kaskod sxemasi bo'ladi). Bu sxematik usulni biz 60ta JFETning transconductance ko'rsatgichini o'lchash uchun qo'lladik, shunda drain tokini yarim dekadadan o'zgartirib, 1μA dan 30 mA-

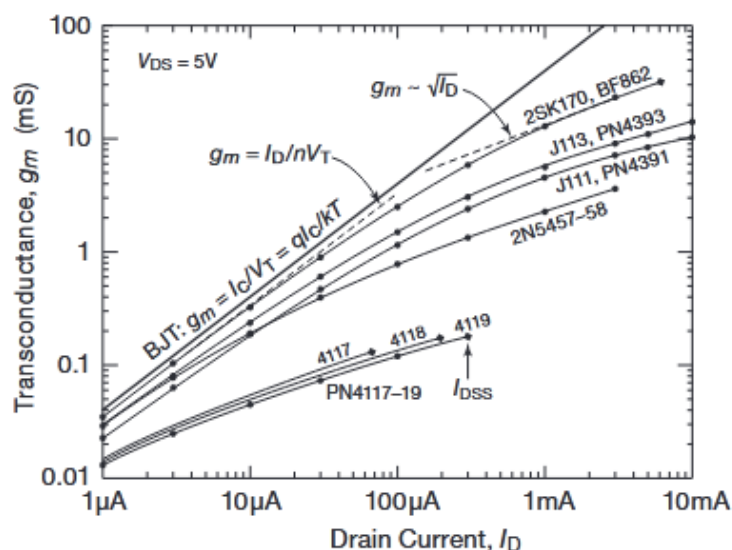
⁵³ Yaqinroq nazar bilan qaraganda g_m va g_{os} ham drain tokiga tobe, taxminan $\sqrt{I_D}$ ga proporsional (§§3.3.3, 3x.2); ularning G_{max} ko'rsatgichiga nisbati drain toki xarakteristikasi bilan deyarli parallel, ammo drain-source kuchlanishiga taxminan proporsional bo'ladi (§§3.3.4, 3x.4).



3.53-rasm. Transconductance ko'rsatgichining drain tokiga bog'liqligi: ostona osti zonasida FETlarning transconductance ko'rsatgichi tokka proporsional bo'ladi (bipolyar tranzistorlardagidek); normal toklar ko'lamida $I_D \propto (V_{GS} - V_{th})^2$ bo'lsa ko'rsatgich $\sqrt{I_D}$ ga proporsional bo'ladi; katta ishchi toklarda ko'rsatgich o'zining maksimal qiymatiga yetadi.

gacha ko'tardik. 3.54-rasmda bir necha representativ JFETlarning⁵⁴ transconductance ko'rsatgichining drain tokiga bog'liqligi ko'rsatilgan. Kattaroq toklarda transconductance drain tokining kvadrat ildiz osti qiymatiga deyarli proporsional (shu sababli $V_{GS} - V_{th}$ ga proporsional bo'ladi). Bu grafiklar "faqat" $1\mu\text{A}$ gacha davom etkazilgan bo'lsa ham, JFETlarning ko'pi (yuqoridagi to'rt grafik) ostona osti zonasida, bu tok qiymatidan kichik toklarda, yaxshi ishlaydi (transconductance drain tokiga proporsional bo'ladi).

Endi PN4117-19 tranzistorlarning ko'rsatgichlarini nima qilamiz? Yaxshi, bular juda kichik JFET tranzistorlari bo'lgani sababli (buni I_{DSS} toklari kichik bo'lganidan bilish mumkin) drain toki $1\mu\text{A}$ bo'lsa ham tokning zichligi katta bo'lib, xarakteristikalarini kvadratik zonaga olib chiqib qo'yadi.



3.54-rasm. Ba'zi representativ n-kanalli JFETlarning o'lchangan transconductance ko'rsatgichlari. Analogik grafiklarni §3x.2da ko'rishingiz mumkin.

⁵⁴ §3x.2da shu grafiklarning kengaytirilgan namunalarini ko'rishingiz mumkin.

Boshqacha qilib aytganda, yuqorida biz “tok zichligini” nazarda tutib tushuntirishimiz kerak edi (faqat drain toki emas). Shunda JFETlar ostona osti zonasi yoki kvadratik zonada ishlashi shartini tok zichligi bilan o‘lchar edik. Bu qoyida MOSFETlarga ham to‘g‘ri keladi: katta quvvatli MOSFETlar (drain toklari yuzlab amper bo‘lgan) chiziqli sxemalarda ishlatilsa ostona osti zonasiga tushadi⁵⁵. Buning ahamiyati MOSFETlar o‘zaro parallel ishlatilganida ko‘rinadi, chunki ostona osti zonasida MOSFETlarning temperatura koeffitsienti musbat bo‘ladi va ularning stabilligi uchun termik effekt juda muhim bo‘ladi; sxema loyihachisi buni hisobga olmasa bu jiddiy ziyon keltirishi mumkin.

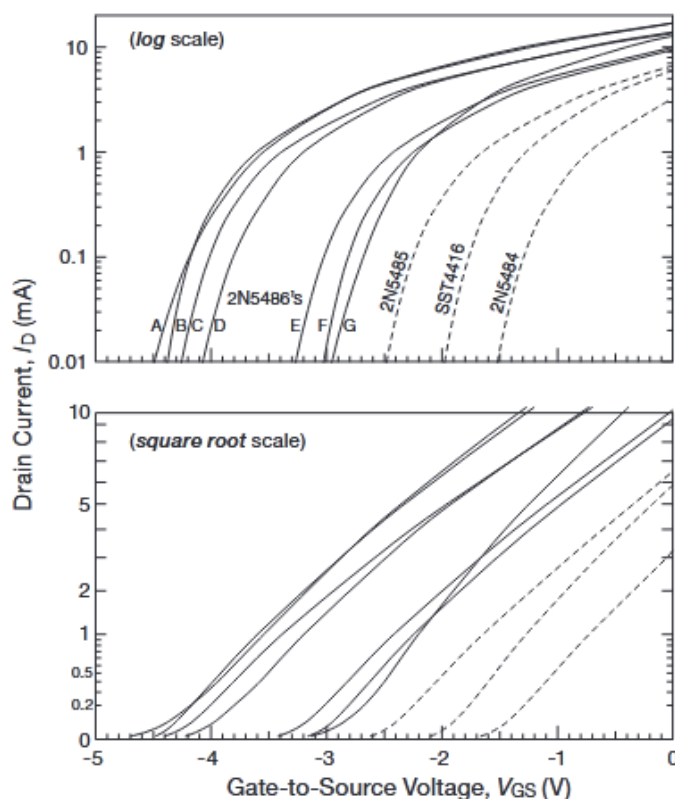
A. JFETlar oilasining ichidagi transconductance

3.54-rasm va mavzuning mazmunidan aniq bo‘ldiki JFET larning barcha ishchi toklarda transconductance ko‘rsatgichi qancha bo‘lishini avvaldan aytish imkoni yo‘q; grafiklardan berilgan tokka to‘g‘ri kelgan g_m ning 50:1 variantini olishingiz mumkin. Eng yomoni shuki, siz 3.51-rasmdagi ma’lumotlarda keltirilgan JFET turi uchun aniq gate kuchlanishiga ishchi toki qanday qiymatda bo‘lishini yoki aksini aytib bera olmaysiz. Shunday bo‘lsa ham holat unchalik himoyasiz emas. Oilasi ichida (yoki kengaytirilgan oila ichida) bir xil JFETlarning transconductance ko‘rsatgichi birinchidan (va qiymati avvaldan ma’lum) drain tokiga bog‘liq bo‘ladi, bu tokka muvofiq gate kuchlanishlari har xil bo‘lsa ham. 3.55-rasmga nazar soling, unda 2N5486 turdagi JFET tranzistorlarining yettita namunasining o‘lchangan drain toklari grafiklari keltirilgan (tranzistorlar 35 yil davomida ishlab chiqarilgan⁵⁶), shu qatorda kichik toklarda ishlashga mo‘ljallangan opa-singillar (2N5484 va 2N5485) va ularning yaqin ukasi (radiochastotalar uchun mo‘ljallangan, bir xil kichik sig‘imga ega va I_{DSS} toklari o‘zaro yaqin bo‘lgan SST4416 tranzistori). Bu tranzistorlar to‘plamida bajarilgan o‘lchashlar ko‘rsatgichlarning keng variatsiyasini namoyish qildi ($V_{GS(off)}$ ko‘rsatgichi 3:1, I_{DSS} toklari 5:1 ko‘lamda yoyilib ketgan), transconductance ko‘rsatgichi unchalik yoyilmagan⁵⁷. Ammo bu hol sizni chalg‘itmasligi kerak. O‘zingiz transconductance ko‘rsatgichini o‘lchaganingizda 3.56-rasmda keltirilgan grafiklarni olasiz: bu o‘nta tanlab olingan namunalarning berilgan drain tokidagi transconductance ko‘rsatgichi $\pm 20\%$ ga farqlandi. Xulosa: bir turdagi bir xil JFEToilasida drain toki qiymatidan (uni o‘rnatish uchun gate kuchlanishi har xil bo‘lishi mumkin) transconductance ko‘rsatgichi qiymatini taxminan aniqlash mumkin ekan. Bunda quyidagi amaliy xulosa qilishimiz mumkin: JFETda yaratilgan kuchaytirgich sizga kerak bo‘lgan kuchaytirish koeffitsientini ta’minlash uchun drain tokining aniq o‘rnatadigan feedback zanjiri bo‘lishi kerak (tanlangan tok qiymati I_{DSS} tokining tokining spetsifikatsiyada keltirilgan minimal qiymatidan oshmasligi kerak, aksincha siz boshqa tranzistorlarni qidirishga tushib ketasiz). Endi kichik bir tavsiya: JFETli kuchaytirgichning kuchaytirish koeffitsientini avvaldan bilish uchun yaxshi fikr (a) umumiy source kuchaytirgich sxemasini transconductance kuchaytirgichi bilan birga ishlatish (§3x.4), (b) minimal halqa kuchaytirish koeffitsienti g_m ga teng bo‘lgan tashqi feedback ishlatib, sizga kerak bo‘lgan kuchaytirish koeffitsientini (3.31, 3.34 va 3.37-rasmlardagidek) o‘rnatib olasiz.

⁵⁵ SPICE ni sevuvchilar extiyot bo‘ling: MOSFETlarning simulyasion modellari ostona osti zonada deyarli befoyyda bo‘ladi

⁵⁶ A.Intersil. Sana kodi 7328 (1973 yilning 28-yaftasi); B.Central Semiconductor nashri; S va E Fairchild sana kodi BF44; D. Vishay SST5486, nashri; F. Vishay sana kodi 0536; G. Motorola. 1990, tanlangan.

⁵⁷ Bu yerda foydali korrelyatsiya (o‘zaro bog‘liqlik) bor: gatening V_{th} ostona kuchlanishi siljitish kuchlanishi nol bo‘lgandagi drain I_{DSS} tokiga bog‘liq bo‘ladi.



3.55-rasm. Turli ishlab chiqaruvchilarning 2N5486 JFETtranzistorlarining etti namunasining (shu qatorda uchta kichik JFETlar punktir chiziq bilan ko'rsatilgan) o'lchangan $I_D = f(V_{GS})$ xarakteristikalarini logarifmik va ildiz osti qiymati masshtabida keltirilgan. Ularning ostona kuchlanishlari V_{th} yoyilib ketganini ko'rishingiz mumkin (grafiklarni quyi o'q tomon davom ettirib, aniqlanadi). Bunday grafiklarning yoyilganini 3.56-rasm bilan solishtiring, unda transconductance ko'rsatgichi kam variatsiyalarga ega ekanligini ko'rishingiz mumkin.

3.3.4 Transconductance ko'rsatgichining drain tokiga bog'liqligi

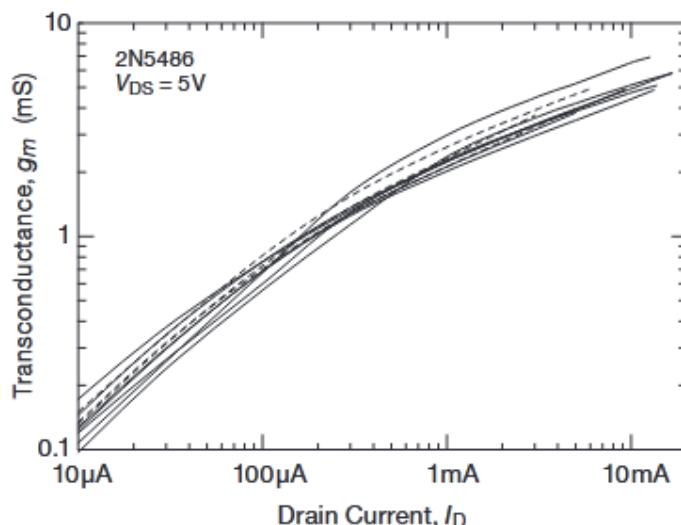
FETlarning transconductance ko'rsatgichi o'rnatilgan drain tokida drain kuchlanishiga nisbatan bog'liq emas, bundan drain-source kuchlanishi bir yoki ikki volt ko'lami istisno. Bu drain tokiga uning aniq bog'liqligiga kontrast bo'lib ko'rinadi. Bu to'g'risida 3x-bobda o'qing (§3x.2da o'lchangan parametrlar keltirilgan).

3.3.5 JFETlar sig'imi

Bipolyar tranzistorlarga o'xshab (keyinchalik MOSFETlarga ham) JFET terminallari oralig'ida sig'imlar siljitish (revers) kuchlanishi qiymatiga bog'liq bo'ladi; buni odatda "nochiziqlik sig'imi nonlinear capacitance" deb atashadi; bu sig'im qiymati siljituvchi kuchlanish qiymati ortishi bilan kamayadi. 3.57-rasmda ikkita n-kanalli JFET tranzistorlarining datasheetidan olingan feedback va kirish sig'imlarini grafiklari keltirilgan. Sig'imlarning pikofaradlarda o'lchangan qiymatlari kichik signalda ishlaydigan JFETlarga xos bo'ladi, MOSFETlardagi muvofiq sig'implardan biroz kichik (3.100-rasm bilan solishtiring). JFET lar odatda simmetrik bo'ladi, ammo katta revers siljitish ta'sirida, gate-drain sig'imi gate-source sig'imidan kichik bo'ladi⁵⁸. Bu juda yaxshi xususiyat, albatta, chunki kaskodsiz umumiy sourceli kuchaytirgichda Miller effekti C_{rss} sig'imining ta'sir effektini ko'paytiradi. Ishlab chiqaruvchilar odatda sig'imning V_{GS} kuchlanishiga bog'liqligini ko'rsatuvchi grafiklar keltirishadi, ba'zi hollarda V_{DS} va V_{DG} kuchlanishlarga bo'lgan bog'liqligi ham keltiriladi. Ammo tranzistorlarning oilasi uchun faqat yagona grafiklar keltiriladi; sig'imlarning qiymatlari I_{DSS} toklari qiymatlariga qarab

⁵⁸ "gate" va "source"deganimizda biz sxemalarda ishlatganingizdagi oyoqchalarini nazarda tutamiz.

o‘n barobar yoki undan ham ko‘pga farq qilishi mumkin; agar ularning sig‘imi I_{DSS} toklari qiymatlariga bog‘liq bo‘lsa ularni hisobga olish kerak bo‘ladi.

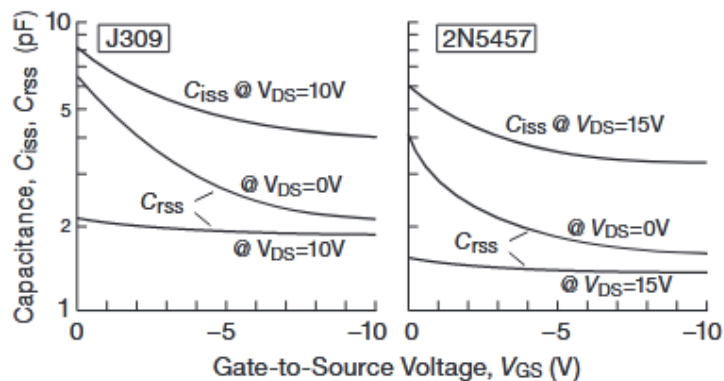


3.56-rasm. 3.55-rasmdagi JFETlarning o‘lchangan transconductance grafiklari $g_m = f(I_D)$

3.3.6 Kuchaytirgichlarda nega JFETlar (MOSFETlar emas) ishlatiladi?

Bu bobning salmoqli qismni biz, standart adabiyotda minimal hajmda ko‘riladigan JFETlarga bag‘ishladik. Boshqa adabiyotda asosiy urg‘u MOSFETlarga beriladi. Endi asosiy urg‘uni biz oxirgilarga beramiz: kichik integral MOSFETlar asosan (a) kichik kuchlanish va kichik quvvatli analogli sxemalarda (op-amplar, portativ elektronika, radiochastotali sxemalarda); (b) analogli kalitlarda; (s) logik sxemalarda, mikroprotsessorlarda va xotira sxemalarida, va diskret element sifatida yaratilgan katta quvvatli tranzistorlar (d) quvvat kommutatorlarida va chiziqli katta quvvatli sxemalarda ishlatiladi. Buning hammasi zamonaviy elektronikaning issiq mavzulari bo‘ladi, MOSFETlar bo‘lsa planetaning asosiy tranzistori bo‘lib, juda keng tarqalgan.

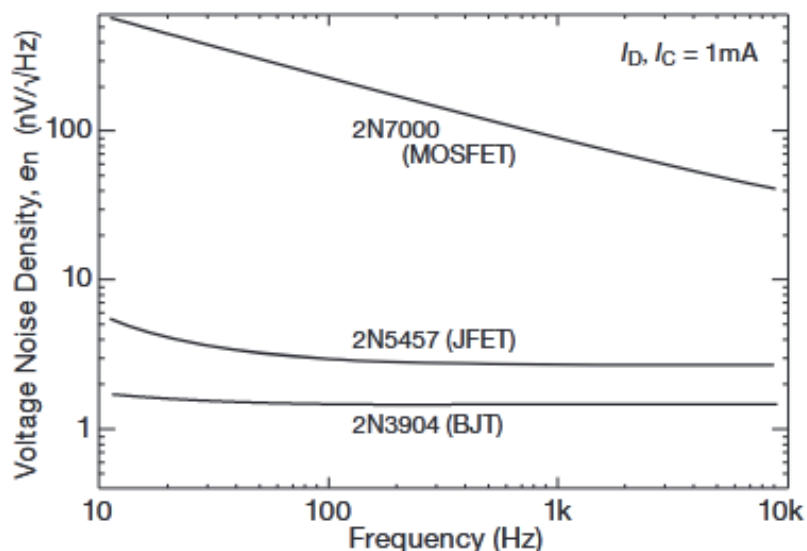
Mavzuga kirishdan avval biz katta kirish impedansi, kam shovqinlik va yaxshi aniqlik sifatleri kombinatsiyasini talab etadigan sxemalar uchun JFETlar yaxshi tanlov ekanligini eslatib o‘taylik; bularga bu tranzistorlarni ikki terminalli tok manbai, kuchlanish bilan boshqariladigan rezistor va R_{ON} qarshiligi konstanta bo‘lgan analogli kommutatorlar sohaslarini ham qo‘shish mumkin. Yuqorida keltirilgan kuchaytirgich, qaytargich va tok manbai misollari JFETlarni barcha tomonlarini ko‘rsatib berdi.



3.57-rasm. JFETlarning kirish va feedback sig‘imlari

Ana shu doiradan tashqariga chiqqan zamonaviy materiallar 3x-bobda yoritilgan, 8-bobda bo‘lsa shovqinlar bilan bog‘liq muhim materiallar o‘lchangan kattalik qiymatlari bilan birga keltirilgan. Bularni ko‘rish uchun 3.58-rasmga nazar soling, unda biz “marvarid” safini tashkil qilgan uchta eng

yaxshi tranzistorning: 2N3904 npn bipolyar tranzistor, 2N5457 JFET va 2N7000 MOSFETlarning o'lgangan shovqin kuchlanishining zichligi keltirilgan. Bu tranzistorlar birinchilikka da'vo qilmaydi; ularning narxi chaqa⁵⁹, va ular maxsus kam shovqinli tranzistorlar sifatida yaratilmagan. Ammo ular muhim trendni namoyish qiladi: MOSFETlar past chastotalarda tug'ma shovqinli, o'zining bipolyar va JFETakalariga qaraganda 40 dB shovqinliroq⁶⁰. Ularni kichik quvvatli audio sxemalarda ishlatib bo'lmaydi-ammo katta quvvatli MOSFETlar audio kuchaytirgichlarining chiqish kaskadlarida ishlatilishi mumkin.



3.58-rasm. Uchta mashhur “marvarid” tranzistorning shovqin kuchlanishlari, past chastotalarda MOSFETlarning shovqin ko'rsatgichlari yomon ekanligini ko'rishingiz mumkin.

3.4 FET kommutatorlari

Bobning boshlanishida biz bergan ikkita FET sxemalari misollari ikkisi ham kommutator bo'lib, biri logik kommutator bo'lsa ikkinchisi chiziqli analogli signallar kommutatori sxemasi bo'ladi. FETlarni ishlatish sohalaridan eng muhimi bo'lib, bu sxemalarda FETlarning eng noyob xarakteristikalari: katta gate impedansi va kanalining ikki qutbli, nol voltgacha boradigan, rezistiv o'tkazuvchanligi ishlatiladi. Amaliyotda siz, barcha raqamli logikada va chiziqli kommutatorlarda, odatda diskret tranzistor emas⁶¹, balki MOSFETli integral sxema ishlatasiz va diskret FETlarni faqat quvvat kommutatorlarida ishlatasiz. Shunday bo'lsa ham, shu chiplarni ishlashini tushunib olish katta ahamiyatga ega (va qiziqarli ham!); aksincha, sxemalarning g'oyibona patologiyasiga duchor bo'lishingiz muqarrar.

3.4.1 FETli analogli kommutatorlar

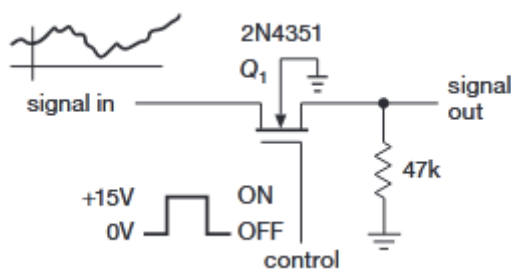
Odatda FET va, ayniqsa MOSFETlar analogli kommutator sifatida ishlatiladi. ON (ulangan) holatidagi qarshiligining juda kichikligi (nolga yaqin bo'lgani), OFF (uzilgan) holatidagi qarshiligi juda katta bo'lgani, ihroj toklarining kichikligi va kichik sig'imi kabi parametrlarining kombinatsiyasi ularni analogli signalni kommutatsiya qilish uchun ishlatiladigan, kuchlanish bilan boshqariladigan kommutator elementi sifatida ideal qurilma bo'lishini ta'minlaydi. Ideal analogli yoki chiziqli kommutator juda yaxshi mexanik kommutatorga o'xshab ishlaydi: ON holatida signalni so'ndirmasdan va o'zgartirmasdan yuklamaga o'tkazadi, OFF holatida bo'lsa yuklamani signal manbaidan to'liq uzib qo'yadi.

⁵⁹ 1000 donali o'ram, taxminan \$0.02, \$0.05 va \$0.04.

⁶⁰ John Willisonning yozishicha, bu hodisa izolyasiyalangan gateda zaryadlarning iring'ib chiqib erkin holatiga o'tishi bilan bog'liq.

⁶¹ Buni o'zingizning istagingiz bilan tanlamagan bo'lsangiz keraksiz bunga majbur bo'lgansiz, chunki diskret kichik signalli MOSFETlar yo'q bo'lib ketayotgan nasl bo'lib, balki himoyalangan muhitda ishlashga mo'ljallangan.

Kommutator asosidagi tranzistorning erga nisbatan sig'imi iloji boricha kichik bo'lishi va gateidagi kuchlanish signalga ta'sir ko'rsatmasligi kerak.

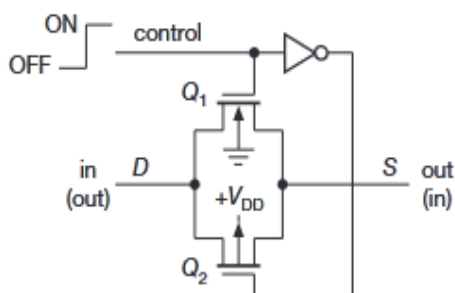


3.59-rasm.nMOS analogli kommutator, asos terminali va diod ko'rsatilgan

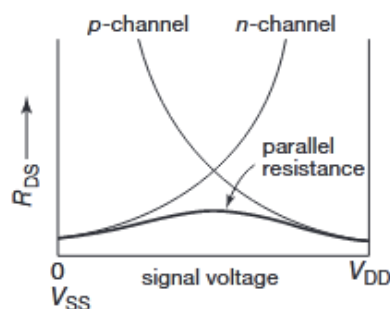
Misolga nazar solaylik (3.59-rasm). Sxemada Q_1 n – kanalli, kanali zaryad zarrachalari bilan boyitilish rejimida ishlaydigan enhancement - mode MOSFET bo'lib, gatei yerga ulanganda yoki unga manfiy kuchlanish berilganida o'tkazuvchanligi bo'lmaydi. Tranzistorning shu holatida drain-source qarshiligi (R_{off}) odatda 10000 M dan katta bo'ladi va signal yuklamaga o'tmaydi (katta chastotalarda mavjud drain-source sig'imi sababli ma'lum o'tkazuvchanlik hosil bo'lishi mumkin). Gateiga +15 V kuchlanish berilsa drain-source kanali o'tkazuvchan bo'lib qoladi va analogli kommutator sifatida ishlatilgan FETlarning tipik qarshiligi 25 dan 100 ohm (R_{ON}) bo'ladi. Gatega beriladigan kuchlanishning qiymati unchalik ahamiyatga ega emas, faqat kanal orqali oqib o'tgan signalning eng katta qiymatidan (R_{ON} qarshiligini kichik qilib ushlab turish uchun) musbatroq bo'lishi kerak. Boshqarish kuchlanishi raqamli logik sxemalardan (balki FET yoki bipolyar tranzistorlarini ishlatib, manba kuchlanishi ko'lamida yaratilgan impulsar bilan) yoki operatsion kuchaytirgich (uning chiqishidagi $\pm 13V$ kuchlanish juda yaxshi bo'lib, MOSFETni ishdan chiqaradigan 20V kuchlanishdan kichik bo'ladi). Gateiga berilgan manfiy kuchlanish (operatsion kuchaytirgich chiqishidan) MOSFETni shikastlantirmaydi va, aksincha, kommutatsiya parametrlarini yaxshilab, manfiy analogli signalarni ham kommutatsiya qilishga imkon beradi. FETli kommutatorlar ikki tomonlama qurilma ekanligini bilishingiz kerak; signalni tranzistorning source va drain tomonidan bersa bo'ladi, ya'ni uning kirish-chiqishi yo'q. Odatda, mexanik kommutatorlar ham shunday ishlaydi va bundan FET kommutatorning ishlashi tushunarli bo'lishi kerak. YUqorida keltirilgan kommutator sxemasi amplitudasi +10 voltgacha bo'lgan musbat signallarni kommutatsiya qilishi mumkin; bundan katta signallar uchun kanalni ochiq ushlab turib bo'lmaydi (R_{ON} ko'tarila boshlaydi), manfiy signallar uchun kanal ochiq, gatei erga ulansa kifoya (bunda kanal – korpus kontakti ham ochiladi). Agar kommutatsiya qilinadigan signal qo'sh qutbli bo'lsa (misol uchun, signal amplitudasi - 10 Vdan +10 Vgacha ko'lamda o'zgarib turadigan bo'lsa) siz shu sxemani ishlatib, gateiga -15 V(OFF) +15 V(ON) berishingiz kerak bo'ladi; tranzistorning ko'rpusida – 15V bo'lishi kerak. Barcha FET kommutatorlarning yuklama qarshiligi 1k dan 100k gacha bo'lishi muhim, aksincha signal yopiq tranzistorning sig'imlari orqali oqib o'tadi. YUklama qarshiligi qiymatini tanlashda quyidagini hisobga olish kerak: yuklama qarshiligi kichik bo'lsa sig'im orqali oqib o'tadigan toklar kamayadi, lekin R_{ON} ochiq kanal qarshiligi bilan kuchlanish bo'luvchisini yaratib, chiqish signalini so'ndirishi mumkin. R_{ON} qiymati signal tebranishlariga qarab o'zgarishi sababli (V_{GS} o'zgaradi) signal so'ndirilishi ham bir xil bo'lmaydi va natijada keraksiz nochiziqlik paydo bo'ladi. Juda kichik yuklama qarshiligi kalitning kirishiga chiqib signal manbaini ham yuklashi mumkin. Bu muammoni bir necha yechimi bor (ko'p kaskadli kommutator, R_{ON} qarshiligini yo'q qilish usullari). Bu usullarni §3.4.2 va 4x-bobda ko'rib chiqamiz. Ikki kaskadli FET kommutatorni, ikkinchisining chiqishini, kommutatorlar yopiq bo'lganida, erga ulash muammoning yaxshi yechimi bo'lishi mumkin. Shu usulda yakka qutbli ikki yo'nalishli kommutator yaratish mumkin (buni quyida ko'rib chiqamiz).

A. CMOS chiziqli kommutatorlar. Ko‘p hollarda qiymati manba kuchlanish qiymatiga yaqin bo‘lgan signallarni kommutatsiya qilishga to‘g‘ri keladi. Bunday hollarda, yuqorida ko‘rib chiqilgan, sodda n –kanalli kommutatorlarni ishlatib bo‘lmaydi, chunki signal o‘z amplituda cho‘qqasiga chiqqanida gatei to‘g‘ri siljimagan bo‘lib chiqadi. Bu muammoni komplementar CMOSlarni ishlatib, echish mumkin (3.60-rasm). Sxemadagi uchburchak shaklidagi shartli belgi raqamli inverterga tegishli; uning ishlashini qisqacha izohlaymiz; bu element baland HIGH kirishni past LOW chiqishga o‘zgartirib beradi, va aksincha. Boshqaruv kirishda HIGH bo‘lsa Q_1 tranzistor ON holatiga o‘tib, qiymati noldan bir necha voltgacha bo‘lgan signallarni (V_{DD} ning bo‘lagiga teng) o‘tkazadi. Signal amplitudasi V_{DD} qiymatiga yaqinlashgan sari R_{ON} keskin ortib boradi. Shunga o‘xshab, Q_2 tranzistori, yerga ulangan gatei bilan ON holatiga o‘tib, qiymati V_{DD} dan erdan bir necha voltgacha yuqori bo‘lgan signallarni kirishidan chiqishiga o‘tkazadi. SHunda signal potentsiali erga yaqin bo‘lgani sari tranzistorning R_{ON} qarshiligi keskin oshib boradi. SHunday qilib, amplitudasi er bilan V_{DD} oralig‘ida bo‘lgan signallarni tranzistorlar o‘tkazib yuboradi (3.61-rasm). Boshqaruv signali yerga ulansa ikki FET yopilib, ochiq zanjir hosil qiladi. Natijada, bu analogli kommutator, amplitudasi erdan V_{DD} gacha bo‘lgan signallarni kommutatsiya qilish imkoniga ega bo‘ladi. Bu sxema 4066 CMOS “transmission gate” kommutatsion kommutatorning asosini tashkil qiladi. U, avval ko‘rib chiqilgan FET kommutatoridek, ikki yo‘nalishli; har bir terminali kirish bo‘lishi mumkin. CMOS kommutatorlarining turli konfiguratsiyadagi integral sxemalari mavjud. 4046 analogli kommutatori “analog transmission gate” 4000 CMOS seriyaga mansub. Bu kommutator kommutatsiya qiladigan signallarning amplituda qiymati erdan musbat manba kuchlanishi qiymatigacha boradi⁶².

Umuman olganda, siz maxsus kommutator integral sxemasini, misol uchun sanoat standarti bo‘lgan DG211ni tanlaysiz. Bu detallar (va ularning turli variantlari; 3.3-jadvalga qarang) ishlatishga juda qulay: ularni boshqarish uchun ishlatiladigan logik signal (0 V= LOW, >2.4 V=HIGH), ular kommutatsiya qiladigan analogli signal $\pm 15V$ (4000 seriyaning $\pm 7.5 V$), ular turli konfiguratsiyada ishlab chiqariladi va ON holatidagi qarshiligi (25Ω yoki undan kichik bo‘lib, kichik kuchlanishlarni kommutatsiya qilganida ohmning bo‘lagigacha tushishi mumkin). Analog Devecies, Intersil, Maxim, Vishay-Siliconix va boshqa ishlab chiqaruvchilar analogli kommutatorlarining go‘zal ko‘lamini taqdim etadi.



3.60-rasm. CMOS analogli kommutator.

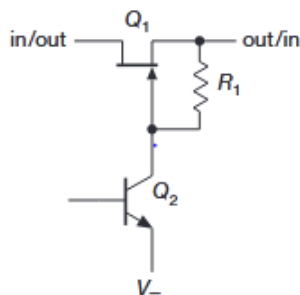


3.61-rasm. CMOS analogli kommutatorning ON qarshiligi.

B. JFETli analogli kommutatorlar. Mavjud analogli kommutatorlarning asosiy qismi parallel ulangan komplementar MOSFETlar asosida yaratilgan bo‘lsa ham (yuqorida ko‘rsatilgan CMOS arxitekturasini) analogli kommutatorlarni JFETlar asosida ham yaratish imkoni bor va ularning ba’zi bir afzalliklari ham bor. Asosiy sxemada (3.62-rasm) n-kanalli JFET Q_1 tranzistori analogli kommutator vazifasini bajaradi. Uning o‘tkazuvchanligi Q_2 tranzistorli kommutatori tomonidan boshqariladi. Bu tranzistor ochilganida JFET gateiga katta manfiy kuchlanish ($-15 V$) berilib, uning o‘tkazuvchanligini yo‘qotadi (ya’ni OFF holatiga o‘tkazadi). Q_2 tranzistori yopilganida depletion-mode JFET tranzistori

⁶² Bu rolda sxema raqamli signallarni ham kommutatsiya qilishi mumkin, chunki u shu oilaga mansub.

to'liq ochiq (ON) holatiga o'tadi. Gate rezistori R_1 qarshiligi, kommutator chiqishidagi signal liniyasi kommutatorning OFF holatida ortiqcha yuklamasin deb, ancha katta olinadi; uning qiymati kompromis asosida tanlanadi, chunki katta qarshilik kommutatorning ulanish vaqtini cho'zib yuboradi. Signal manbaining impedansi kichik bo'lgan hollarda (aytaylik, op-ampning chiqishidan signal olinsa) rezistorni sxemaning kirishiga o'rnatish ma'qul bo'ladi (signal o'ng tomondan oqib kiradi). Analogli kommutator faqat yagona JFET tranzistorida bo'lgani sababli kommutatsiya qilinadigan signal kuchlanishi manfiy manba kuchlanishiga yaqin bo'lmasligi kerak; manfiy manba kuchlanishiga yaqin bo'lgan signal kuchlanishi shunda JFETning $V_{GS(off)}$ kuchlanishi tranzistorni o'tkazuvchan holatga o'tkazib qo'yadi⁶³. Signal tarkibidagi musbat kuchlanish qiymatiga cheklanish yo'q.



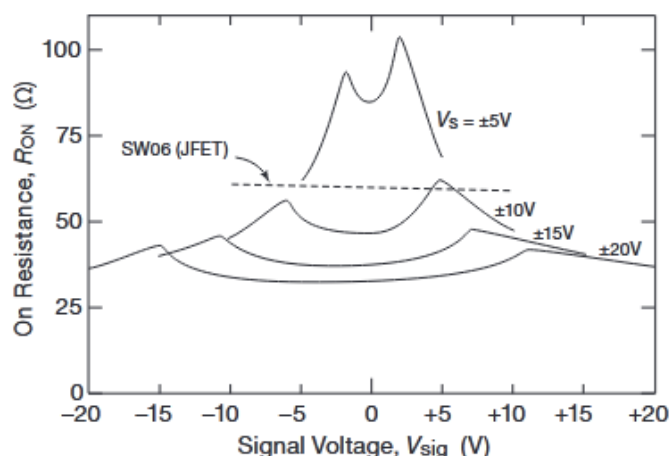
3.62-rasm. JFETli analogli kommutator

Bu JFETli analogli kommutatorning ajoyib xususiyati signal kuchlanishlariga bog'liq bo'lmagan R_{ON} qarshiligining konstantaligi bo'ladi: gate manba kuchlanishida turganida bu qarshilikning qiymati signal bilan o'zgarmaydi; JFETsignal kuchlanishi o'zgarganini sezmaydi ham! JFETli analogli kommutatorning bu ajoyib xarakteristikasi 3.63-rasmda keltirilgan. Bunda JFETli analogli kommutatorning (SW06) xarakteristikasi DG211 turdagi CMOS analogli kommutatorniki bilan solishtirilgan⁶⁴. Amalda analogli kommutatorlar kuchlanishi manfiy manba kuchlanishiga (yoki CMOS kommutatorlarining ikki qutbli qo'sh kuchlanishiga) yaqin bo'lgan kuchlanishlar bilan boshqarilmaydi. Buning o'rniga siz balki boshqarish kuchlanishining qiymatini katta qiladigan sxema bilan oddiy logik kuchlanishlari (0 – 3 V) bilan kommutatorni boshqararsiz. 3.64-rasmda buni osonlikcha amalga oshirish yo'li ko'rsatilgan. Unda chiqishidagi “ochiq kollektorli” tranzistor (§12.3) bilan diskret JFET kommutatorni boshqaradigan, komparator ishlatilgan. Integral analogli kommutatorlarda bu turdagi boshqarish sxemalar ularning sxemalariga kiritilgan bo'ladi. SW06 JFET analogli kommutatorda (va deyarli yo'qolib ketgan DG180-189 turdagi Vishay-Siliconix analoglarida) bunday drayverlar, boshqa nozik sxemalar bilan birga, qo'shilgan⁶⁵.

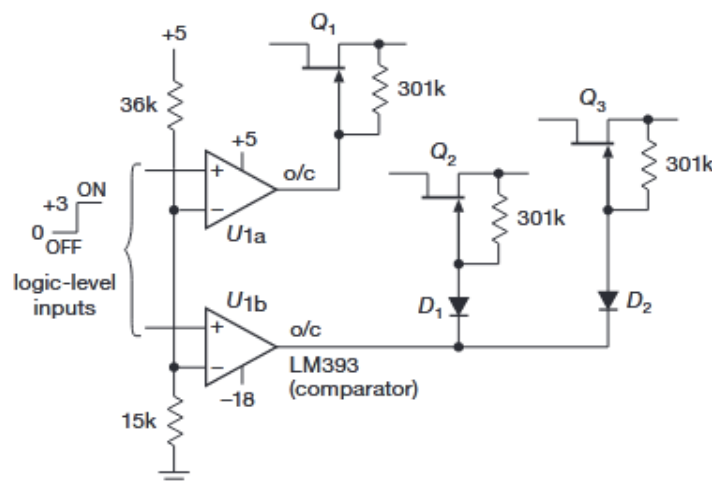
⁶³ Aslida siz $V_{GS(off)}$ kuchlanishining haqiqiy qiymatidan biroz uzoqroq bo'lishingiz kerak: bu gate-source kuchlanishi (§3.1.3) kichik drain toklari (ammo nol emas), odatda $I_D = 10 \text{ nA}$ ko'lamiga to'g'ri keladigan kuchlanish deb tushuniladi.

⁶⁴ R_{ON} qarshiligining biroz o'zgarishlarining sababi yarimo'tkazgichli asos xususiyatlariga bog'liq: SW06 kremniy asosida yaratilgan integral sxema bo'ladi: demak JFET va muvofiq komponentlar signalning absolyut qiymatiga aloqasi bor. Bunda kichik o'zgarishlar e'tiborga olinmaydigan bo'lsa ham siz sxemaga diskret komponent kiritishingiz mumkin (3.62-rasmdagidek); bunday sxemalarni siz Agilent firmasining yuqori aniqlikda ishlaydigan raqamli multimetrida ko'rishingiz mumkin.

⁶⁵ MOSFET kommutatorlariga o'xshab bu sxema gate rezistorini (3.62-rasmdagi R_1) kommutator OFF holatiga o'tganida, uzib qo'yadi va shu bilan sxemaning yuklanishini olib tashlaydi



3.63-rasm. DG211 turdagi CMOS analogli kommutatordan farq qilib (turli manba kuchlanishi uchun berilgan qora chiziqli grafiklar) JFETlarning R_{ON} qarshiligining grafigi nisbatan tekis.



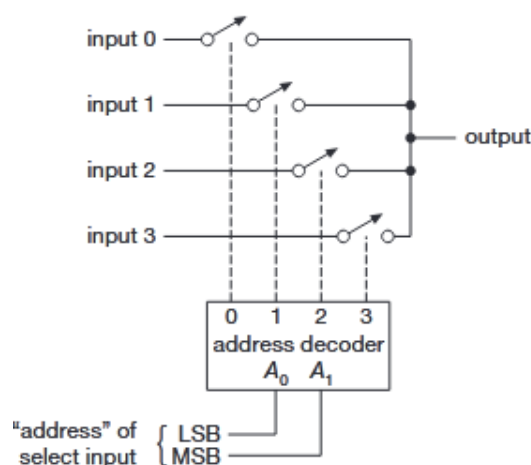
3.64-rasm. Chiqishlari ochik kollektorli komparator + 5V va – 18 V kuchlanishlardan manba oladi va 0 – 3 V logik kuchlanishli kirishlarni JFETtranzistorini ochish uchun kerak bo‘lgan – 18Vgacha ko‘tarib beradi. Bunday sxemalar Agilentning raqamli multimetrida, ±12 V ko‘lamdagi analogli signallarni o‘lchash uchun ishlatilgan (“Designs by Masters” 13.8.6ni ko‘ring). Sxemaga qo‘shilgan diodlar bir necha analogli kommutatorlarni boshqarish uchun ishlatilgan.

JFETli analogli kommutatorlar CMOS ukalariga nisbatan qo‘polroq bo‘lgani sababli ularni ortiqcha kuchlanish ta’siridan himoya qilish uchun mahsus sxemalar qo‘shish kerak bo‘ladi. Ular katta zaryaddan shikastlanishi mumkin (§3.4.2E ni ko‘ring. O‘zining noyob sifatlariga qaramasdan JFET kommutatorlari va multiplekserlar (quyida ko‘ring) ularning SW-01, SW-7510 va MUX-08 Precision Monolithics (hozir Analog Devices) turlari asta yo‘q bo‘lib ketmoqda (ammo baxtli SW-06 hali hayot!).

C. Multiplekserlar

FETli analogli kommutatorlarning chiroyli ishlatiladigan sohasi multiplekser “multiplexer” (yoki MUX) bo‘ladi. Bu sxema bir necha kirishlardan keragini tanlashga imkon beradi. Uni boshqarish raqamli logika tomonidan bajariladi. Tanlab olinadigan analogli signal multiplekserning kirishiga beriladi va yagona chiqishga oqib o‘tadi 3.65-rasmda uning asosiy sxemasi keltirilgan. SW0 dan SW3 gacha bo‘lgan kommutatorlarning har biri CMOS analogli kommutatori bo‘ladi. “Tanlovchi logika” chiqishga ulanadigan yagona kirish adresining kodini berib, shu kommutatorni chiqishga ulaydi, qolgan kommutatorlarni ulamaydi. Bunday multiplekserlar odatda muvofiq adreslarni shakllantiradigan raqamli

sxema bilan birga ishlatiladi (bular to'g'risida ko'proq 10- va 11-boblarda o'qishingiz mumkin). Multiplekserlarni tipik ko'rinishini datalarni qayta ishlash qurilmalarida ko'rish mumkin. Unda bir necha analogli kirish kuchlanishlari alohida tanlab olinib, raqamli qiymatlarga o'zgartiriladi va ma'lum hisob jarayonidagi kirish sifatida ishlatiladi.



3.65-rasm. Analogli multiplekser

Analogli kommutatorlar ikki yo'nalishli bo'lgani tufayli analogli multiplekserlar "demultiplekser" sifatida ham ishlatilishi mumkin: signal "chiqishdan" olinib kerakli "kirishga" yuborilishi mumkin. 10 va 11-boblarda raqamli sxemotexnika bilan tanishganingizda analogli multiplekserlar "raqamli multiplekser-demultiplekser" sifatida ishlatilishi bilan tanishasiz, chunki logik signal deganda kuchlanish 1 va 0 raqamlari bilan ifodalangan shaklini ko'ramiz xolos. Analogli multiplekserlarning tipik namunasi sifatida sanoat standarti hisoblangan DG408-09 va DG508-09 seriyalarini (va ularning juda ko'p mukammallashtirilgan variantlarini) ko'rsatish mumkin, ular 8 – va 16- kirishli MUX bo'lib, logikali kirishlari adreslarni qabul qiladi va amplitudasi $\pm 15V$ gacha bo'lgan analogli signallarni kommutatsiya qiladi. 4051 – 4053 seriyali qurilmalar raqamli CMOS analogli multiplekser-demultiplekser oilasidan bo'lib, sakkiztagacha kirishlari bo'ladi, ammo kommutatsiya qilinadigan signalning maksimal kuchlanishi 15 Vpp; ularda V_{EE} terminali bor (ichki kuchlanish darajasini ko'tarish qurilmasi ham bor), demak unda siz ikki qutbli signal va bir qutbli boshqarish logik signallarini ishlatishingiz mumkin. Bizga kichik kuchlanishli, uchta SPDT turdagi kommutatorli 4053 seriya yoqadi. Bizni boshqa turlari ham qiziqtiradi -13.7-jadvalda ularning juda qiziq turlari keltirilgan (4053 turdagi SPDT kommutatorlarni ko'ring).

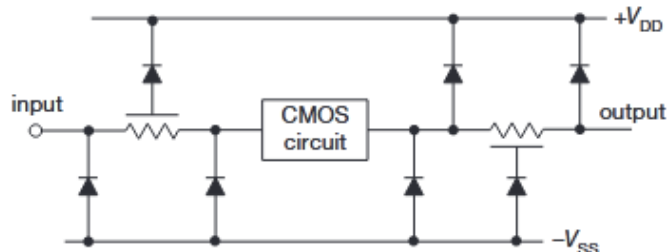
D. Analogli kommutatorlarning boshqa sohalarda ishlatilishi. Kuchlanish bilan boshqariladigan analogli kommutatorlar integratorlar, sample-and-hold sxemalari va pik detektorlar kabi, keyingi bobda biz ko'radigan op-ampli sxemalarining katta bir bloklarini tashkil qiladi. Misol uchun. Biz op-amlar asosida "haqiqiy" integrator yaratishimiz mumkin (§1.4.4 da ko'rgan integratorlarning aproksimatsiyasi o'rniga): ularda konstanta qiymatidagi kirish toki chiziqli arrasimon (eksponensial emas) impuls genaratsiya qilinadi. Bunday integratorlarda siz chiqishni qayta nolga o'rnatish usulini ishlatishingiz kerak bo'ladi; kondensatorga parallel ulangan FETli kommutator shu ishni bajarishi mumkin. Ana shu usulni biz shu joyda tushuntirishga harakat qilmaymiz. Bunday sxemalarning asosiy qismini op-amlar tashkil qilgani sababli bu mavzu tabiiy keyingi bobga kiritilgan. Buni intiqib kutamiz!

3.4.2 FETli kommutatorlarning ishlashidagi cheklanishlar

Analogli kommutatorlar mukammal bo'lmaydi – ularning ON holatidagi qarshiligi nolga teng emas, va OFF holatida sizish ihroj toklari ham nolga teng emas, parazitik sig'implari bor va kommutat-

siya holati o'zgarganida ularning qayta zaryadlanishi kommutatorlarning salbiy sifatlarini aks etadi. Bu ko'rsatgichlar rang-barangligini siz 3.3-jadvalda ko'rishingiz mumkin. Keling shu cheklanishlarni ko'rib chiqaylik.

A. Kuchlanish ko'lamiga va latchup. Analogli kommutatorlar va multiplekserlar uchta kuchlanish ko'lamiga mo'ljallangan bo'ladi: (a) "standart" qurilmalar (ularni "katta kuchlanishli" deb nomlasa to'g'ri bo'ladi), ular op-amlarda mavjud signal ko'lamida $\pm 15V$ da ishlaydi; (b) pasaytirilgan kuchlanishlarda ishlaydigan ("o'rta kuchlanishli") qurilmalar, ulardagi signal kuchlanishlari $\pm 7.5V$ dan (yoki 0dan + 15Vgacha) ko'lamda bo'ladi; va (s) kichik qiymatdagi kuchlanishlar bilan ishlaydigan qurilmalar, ularda signalning o'zgarish ko'lamiga $\pm 3V$ dan (yoki 0dan - 6Vgacha) oshmaydi. Analogli kommutatorlarining barcha turlari spetsifikatsiyasiga muvofiq ishlaydi (R_{ON} qiymati ko'rsatilganidek bo'ladi), ularning kirish signallarining tebranishi musbat va manfiy manba kuchlanishi qiymatigacha ko'tarilishi mumkin (faqat SW06 turdagi JFET kommutatori bundan istisno, ularda kommutatsiya qilinadigan signal qiymati musbat manba kuchlanishiga etmaydi). Ammo, manba kuchlanishi qiymatidan tashqarida bo'lgan kirish signallari boshqa masala. Barcha CMOS integral sxemalarining kirishida himoyalovchi zanjirlari bo'ladi, aksincha ularning gate izolyasiyasi osonlikcha shikastlanadi (§3.5.4Nda buni oldini olish usullari keltirilgan). Odatda ishlatiladigan himoya zanjirlari 3.66-rasmda keltirilgan. Taqsimlangan diodlar guruhini ishlatish mumkin bo'lsa ham, zanjir rezistiv tok cheklagichi bilan qurilmani V_{DD} va V_{SS} kuchlanishlariga diodlar bilan shuntlaydi. Agar bu sxemaning kirish yoki chiqishiga manba kuchlanishidan diodning kuchlanish tushuvidan katta kuchlanish bersangiz diodlar o'tkazuvchan holatiga o'tib qolib, kirish (chiqishni) manba uchun kichik qarshilikli yuklamaga o'xshatib qo'yadi. Eng yomoni mikrosxema "SCR latchup" holatiga tushib qolishi bo'ladi va bu shikastlovchi kuchga ega bo'lishida, buni §10.8da batafsil ko'rib chiqamiz. Hozircha bu to'g'risida siz bilishingiz kerak bo'lgan narsa uning sizga kerak emasligi bo'ladi! "SCR latchup" holatida kirish (himoya zanjiri orqali) toklarining qiymati 20mA yoki undan ham katta bo'lishi mumkin. Demak, siz kirishga beradigan analogli signal kuchlanishi manba kuchlanishiga qo'shilgan diod kuchlanish tushuvidan ortiqcha bo'lmasligi kerak⁶⁶. Buni oldini olish uchun siz analogli kirishlarga beradigan kuchlanish o'z vaqtida berilishi kerak, ya'ni mikrosxemani manba kuchlanishiga ulamasdan turib kirishiga boshqaruv signali berilmasligi kerak; alternativa sifatida mikrosxema manbai liniyasida ketma-ket ulangan diodlarni ishlatishingiz mumkin, shunda manba ulanishidan berilgan kirish signali kirish toklarini yaratmaydi.



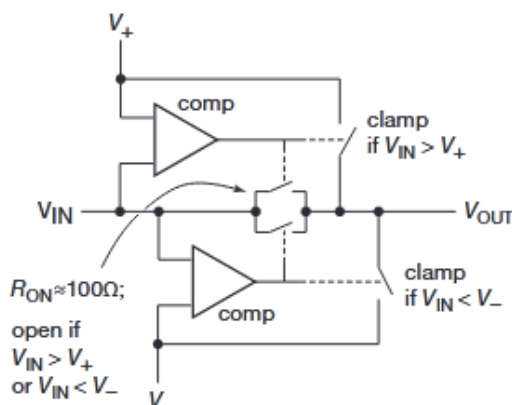
3.66-rasm. CMOSmikrosxemaning kirish va chiqishini himoya qiluchi zanjirlar. Chiqishida ketma-ket ulanadigan rezistorlar ko'rsatilmagan.

Bu diod – rezistorli himoya sxemalarining kamchiligi, R_{ON} qarshiligi, shuntlovchi sig'implarni va sizish ihroj toklarini ortishi bo'ladi. Chiplarni aqlli loyihalash hisobiga (yaxshi "dielektrik izolyasiya" ishlatilishi hisobiga) yuqorida qayd etilgan xatarni, ishlatilgan himoya sxemalarga o'zgartirish kiritmasdan, yo'q qilish mumkin. Yangi analogli kommutatorlar ish tartibi buzilishdan himoya qilingan, ularning kirishiga beradigan signal kuchlanishi ortiqcha bo'lsa ham mikrosxemani ishdan chiqarmaydi.

⁶⁶ Bu taqiq raqamli CMOS integral sxemalar va analogli kommutatorlarga taaluqli.

Ammo, bir narsaga e'tibor bering: chiqish va kirish signalining kuchlanishlari manba kuchlanishidan katta bo'lmashligi kerak ⁶⁷. Misol uchun MAX4505 multiplekseri standar 8-kirishli DG508A multiplekseri sxemasiga himoya zanjirlari kiritib ± 30 V kirish kuchlanishlariga chidamli qilib yaratilgan; uning $R_{ON(typ)}$ qarshiligi 300 Ω . Analog Devices firmasining "Protected Analog Switches" AD7510D1 ± 25 V seriyasida, manba kuchlanishidan tashqarida bo'lgan kirish signallaridan himoya qilish uchun, dielektrikli izolyasiya ishlatilgan. Uning normal ishlash rejimida $R_{ON(typ)}$ qarshiligi 75 Ω . Ahamiyat beringki, himoya zanjirlari asosan analogli kommutatorlarda ishlatiladi, boshqa analogli kommutator mikrosxemalari ham esdan chiqarilmagan. Maxim ishlab chiqargan himoyasiz kommutatorlar (yoki boshqa analogli komponentlar) chiqlar qatoriga ko'p kanalli "signal liniyasi himoyalangan" integral sxemalarini qo'shish mumkin (uch va sakkiz kanalli MAX4506-07)⁶⁸. Ularning kirishiga beriladigan signallar ko'lami ± 36 V (manbaga ulangan yoki ulanmagan bo'lsa ham), latchupdan holi va amplitudasi manba kuchlanishi ko'lamida o'zgarishi mumkin, kirish signali manba kuchlanishidan ortib ketsa uning himoyalovchi sxemalari ishga tushadi (manba kuchlanishi ± 8 V dan ± 18 V gacha, yoki $+9$ V dan ± 36 V gacha bo'lishi mumkin). Agar kirishdagi kuchlanish qiymati ortib ketsa ularda signal zanjirini uzib qo'yilishi imkoni ham mavjud (3.67-rasm). Bu qurilmalarga siz to'laydigan haq (\$4 va \$6 ni ustiga) ON-qarshiligi ko'lami 50 – 100 Ω (manba kuchlanishiga bog'liq bo'ladi) va kirish sig'imi 20 pF (shu tufayli rolloff chastotasi ~ 100 MHz).

B. ON qarshiligi. CMOS kommutatorlarilari nisbatan katta bo'lgan manba kuchlanishida ishlaydi (aytaylik, ± 15 V) va kirish signallari uchun kichik R_{ON} ga ega bo'ladi, chunki kommutatordagi FETlardan biri yoki ikkinchisi shu manba kuchlanishining yarmiga teng bo'lgan kuchlanish bilan siljilgan bo'ladi.



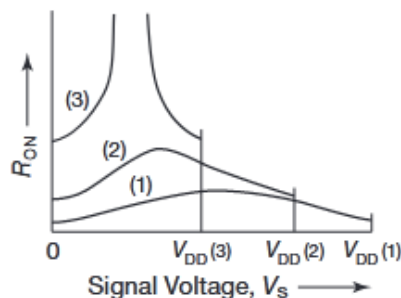
3.67-rasm. Maximning MAX45-06-7 "Single-Line-Protected" katta kuchlanishli kirish signallaridan himoyalangan, agar kirishdagi kuchlanish ortib ketadigan bo'lsa kirish uzib qo'yiladi va chiqish shuntlanadi.

Shunga qaramay, kommutator amplitudalari kichik bo'lgan signallarni kommutatsiya qiladigan bo'lsa R_{ON} o'sadi va signalning amplitudasi manba kuchlanishining yarmiga tenglashganida (ikki qutbli manba bo'lganida, ularning o'rtasiga teng bo'lganida) maksimal qiymatgacha chiqadi. 3.68-rasmda shu jarayon ko'rsatilgan. Agar V_{DD} kamaysa FETning ON qarshiligi ancha katta qiymatlarga chiqadi

⁶⁷ Bir necha ekzotik mustasnolar bilan, misol MAX14778 "Dual ± 25 V Above- and Below-the rail 4:1 Analog Multiplexer". Bu kuchukcha $+3$ dan $+15$ V gacha manba kuchlanishida ishlaydi, faqat ± 25 V kuchlanishdan himoya qilingan bo'lib qolmay, manbaning to'liq ko'lamiga to'g'ri kelgan kuchlanishli signallarni kommutatsiya qiladi! Buni qanday amalga oshiradi? Istisno sifatida ularning chipiga zaryad bilan ishlaydigan kuchlanish konvertori o'rnatilgan (§3.4.3D). Bu ajoyib qurilmaning ON holatidagi qarshiligi juda kichik (1.5 Ω) bo'lgani tufayli ± 25 V signal kuchlanishi uchun ajoyib asos bo'ladi (0.003 Ω). Shunda kirish signalining toki 300 mA gacha bo'lishi mumkin. Bu qurilmalar katta ko'lamda o'zgaradigan signalni kichik bir qutbli manba bilan ishlaydigan kommutatorlar uchun chiqarilgan. Ular TQFN (Thin Quad Flat-pack, no leads) korpusda chiqariladi.

⁶⁸ Analog Devices shunga o'xshash bir kanalli ADG465 kommutatorini SOT23-6 ko'rpusida chiqaradi.

(ayniqsa $V_{GS} = V_{DD}/2$ atrofida). Buning sababi, kanali zaryadli zarrachalar bilan boyitilish mexanizmidan ishlaydigan enhancement-mode FET larda ostona kuchlanishi $V_{GS(th)}$ kam deganda bir necha volt bo‘ladi va kichik R_{ON} ga erishish uchun V_{GS} 5 – 10 volt bo‘lishi talab etiladi. Kommutatorni tashkil qilgan ikki FET kanallari hosil qilgan parallel qarshiliklar, signalning amplituda qiymati manba kuchlanishining yarmiga yaqinlashganida o‘ssishi bilan birga shu (yarim V_{DD}) kuchlanishga to‘g‘ri kelgan maksimal qarshilik ham, V_{DD} kamaysa, o‘sadi va yetarli darajada kichik bo‘lgan V_{DD} uchun kommutator, signal amplitudasi $V_{DD}/2$ atrofida bo‘lganida, to‘liq ochiq bo‘lib qoladi.



3.68-rasm. Manba kuchlanishi kamayganida CMOS ning R_{ON} qarshiligi ortadi.

Analogli kommutatorlar integral mikrosxemalarining loyihachilari R_{ON} qarshiligini kichik va stabil bo‘lishini ta’minlash uchun turli usullarni qo‘llashadi. Misol uchun original 4016 analogli kommutatorida 3.60-rasmda keltirilgan oddiy sxema ishlatilgan, uning R_{ON} qarshiligining signal kuchlanishiga bog‘liqligining grafigi 3.69-rasmda keltirilgan. Undan mukammalroq bo‘lgan 4066 kommutatorida loyihachilar qo‘shimcha bir necha FET tranzistorlarini ko‘shib, ularning n-kanalli asosi kuchlanishini signal kuchlanishiga qarab o‘zgarishini ta’minlashdi. Uning R_{ON} qarshiligining grafigi 3.70-rasmda keltirilgan. Uning vulkan shaklidagi, cho‘qqisi biroz chuqurlashgan grafigi “Everest” shaklidagi 4016 ning o‘rnini bosdi. DG408-09 kabi sanoat standartidagi kommutatorlar muhim joylarda ishlatish uchun ishlab chiqarilgan.

Table 3.3 Analog Switches

Part # ^a	Config ^b				Supply		R _{on}		Q _{inj}	Cap	V _{OL}	Control ^e	Packages				Price qty 25 (\$US)	Comments	
	A	B	C	D									SC-70	SO-8	SO-16	TSSOP			
					split (±V)	single (+V)	typ (Ω)	# V _{supply} (V)	typ (pC)	typ, ON (pF)	V _{OL} (V)								
high-voltage																			
MAX4800-02	-	-	-	8:1	40 to 100	c	22	±100	600	36	V _L	S	-	-	-	28	16.18	really HV ¹	
MAX326-27	4	4	-	-	5 to 18	10 to 30	1500	±15	2	6	T	P	-	16	16	16	6.76	low leakage ²	
MAX4508-09	-	-	-	84	4.5 to 20	9 to 36	300	±15	2	28, 22	T	P	-	16	16	-	6.78	OV to ±30V	
MAX354-55	-	-	-	84	4.5 to 18	4.5 to 36	285	±15	80	28, 14	T	P	-	16	16	-	8.43	OV to ±25V	
DG508-09	-	-	-	84	5 to 20	10 to 36	180	±15	2	18, 11	T	P	-	16	16	16	2.56	low leakage ³	
ADG1211-13	w	w	-	-	5 to 15	10 to 7	120	±15	0.3	2.6	T	P	-	-	-	16	4.63	low C, Q _{inj}	
ADG1221-23	x	x	-	-	5 to 16.5	5 to 16.5	120	±15	0.1	3	T	P	-	-	-	10	3.04	low flat Q _{inj}	
AD7510-12DI	4	4	2	-	5 to 15	-	75	±15	30	17	T	P	-	16	-	20	13.90	OV rails±25V	
SW06	4	-	-	-	12 to 18	-	60	±15	-	15	T	P	-	16	16	20	4.30	JFET, flat R _{ON}	
DG441-42	4	4	-	-	4.5 to 22	5 to 24	50	±15	2	16	V _L	P	-	16	16	16	2.05	1pA I _{supply}	
DG211-12	4	4	-	-	4.5 to 22	5 to 22	45	±15	1	16	V _L	P	-	16	16	16	2.08	ADG211-12	
DG408-09	-	-	-	84	5 to 20	5 to 30	40	±15	20	37, 25	T	P	-	16	16	16	3.06	ADG408-09	
ADG417-19	1	1	1	-	5 to 20	5 to 20	25	±15	3	30	V _L	P	-	8	8	8	2.72	DG417-19	
MAX317-19	1	1	1	-	4.5 to 20	10 to 30	20	±15	3	30	V _L	P	-	8	8	-	3.34		
DG411-13	w	w	-	-	4.5 to 20	10 to 30	17	±15	5	35	V _L	P	-	16	16	20	2.70	ADG411-13	
DG447-48	1	1	-	-	4.5 to 20	7 to 36	13	±15	10	30	T	P	-	-	6	-	1.14		
ADG5412-13	y	y	-	-	9 to 22	9 to 40	10	±15	240	60	T	P	-	-	-	16	5.66	no latchup ⁴	
DG467-68	1	1	-	-	4.5 to 20	7 to 36	5	±15	21	76	T	P	-	-	8	-	0.75	ADG467-68	
mid-voltage																			
DG4051-53	-	-	-	842	2.5 to 5	2.7 to 12	66	±5	0.25	3.4	V _L	P	-	-	16	16	1.35	Table 13.7	
74HC4051-53	-	-	-	842	2.5 to 5	2 to 10.5	40	±5	-	5, 25	V _L	P	-	16	16	16	0.41	Table 13.7	
MAX4541-44	x	x	1	-	-	2.7 to 12	30	+5	1	13, 20	T	P	8	8	8	8	1.33		
ISL5120-23	x	x	1	-	-	2.7 to 12	19	+5	3	28	T	P	8, 6	-	8	-	1.71		
ISL43210	-	-	1	-	-	2.7 to 12	19	+5	3	28	T	P	6 ⁵	-	-	-	1.33		
ADG619-20 ^k	-	-	1	-	2.7 to 5.5	2.7 to 5.5	7	+5	6	95	T	P	8	-	-	8	2.56		
low-voltage																			
ADG708-09	-	-	-	84	2.5	1.8 to 5.5	3	+5	3	96, 48	T	P	-	-	16	-	3.01		
ADG719	-	-	1	-	-	1.8 to 5.5	2.5	+5	-	27	T	P	6	-	-	-	1.76	SC70=749	
MAX4624-25 ^k	-	-	1	-	-	1.8 to 5.5	0.65	+5	65	100	T	P	6	-	-	-	2.10		
ADG884	-	-	2	-	-	1.8 to 5.5	0.3	+5	125	300	T	P	-	-	-	10	2.42	(5)	
ISL84467	2xDPDT	-	-	-	-	1.8 to 5.5	0.55	+3	126	102	V _L	P	-	-	16	16	1.19	80mΩ match	
ISL84714	-	-	1	-	-	1.8 to 3.6	0.44	+3	20	100	V _L	P	6	-	-	-	1.24	5mΩ match	
MLAS2231	-	-	2	-	-	1.65 to 4.5	0.38	+3	53	85	V _L	P	-	-	-	8	0.90	(6)	
ISL43L110-11	1	1	-	-	-	1.1 to 4.7	0.25	+3	72	160	V _L	P	5 ⁶	-	-	-	0.65	lowest R _{ON}	
T-switch, RF																			
MAX4865-67	y	y	2	-	2.7 to 6	2.7 to 12	46	±5	25	6	T	P	-	16, 20	16, 20	4.74	video ⁷		
DG540-42	z	z	-	-	+15 & -3	-	30	nom	25	14	T	P	-	16	16	20	5.00		
AD8170, 74	-	-	1	4:1	4 to 6	-	NA	-	NA	1.1	T	P	-	8, 14	-	-	5.11 ⁿ	MUX+amp ⁸	
ADG918-19	-	-	1	-	-	1.65 to 2.75	-	-	-	1.6	V _L	P	-	-	-	8	2.52	RF ⁹	
crosspoint																			
AD75019	16x16	-	-	-	4.5 to 12	9 to 25	150	±12	-	10 m	T	S	-	-	-	44	26.20	20 MHz	
ADG2188	8x8	-	-	-	4.5 to 5.5	8 to 12	34	±5	3	9.5	V _L	I	-	-	-	32	9.37	200 MHz	
MAX4359-60	4x4, 8x8	-	-	-	4.5 to 5.5	-	x1 buf	-	NA	8	T	P, ser	-	40	24	44	9.68 ⁿ	35 MHz	
MAX9675	16x16	-	-	-	2.5 to 5.5	-	x1,x2 buf	-	(g)	5	V _L	S	-	-	-	100	24.14	110 MHz	
MAX4550, 70	dual 4x2	-	-	-	2.7 to 5.5	2.7 to 5.5	43	±5	7	11 ^o	V _L	S or I	-	2	-	28	6.39	audio ¹⁰	

Notes: (a) listed within categories by decreasing R_{ON} ; all are CMOS except SW06; parts in bold/italic are widely used "jellybeans."

(b) numerals represent quantity of each switch type in a single package; letters refer to explanatory footnotes for successively numbered parts. (c) V_{neg} at least -15V, V_{pos} at least +40V, total no more than 200V. (d) T-TTL thresholds; V_L -external logic threshold supply; V_L -CMOS threshold, depends on positive analog supply voltage. (e) P-parallel logic inputs; I-PC serial; S-SPI serial. (g) 50mV glitch.

(h) 0.1dB to 14MHz, -95dB xtalk at 20KHz & R_L -10K, THD+N-0.014% (R_L -1k, f-1KHz). (k) second p/n is make-before-break. (m) min

or max. (n) higher p/n is +50% more. (o) switch OFF. (s) SC-70. (u) SPDT are break-before-make unless noted otherwise.

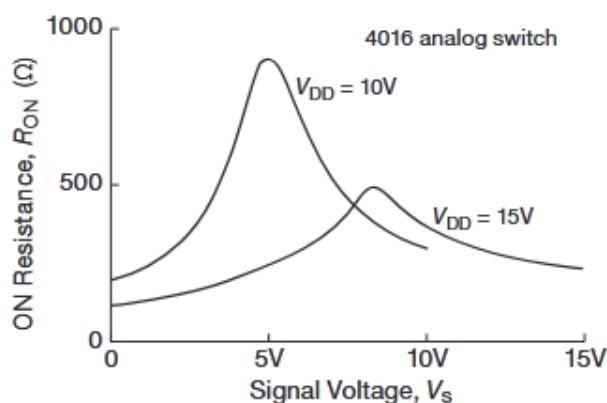
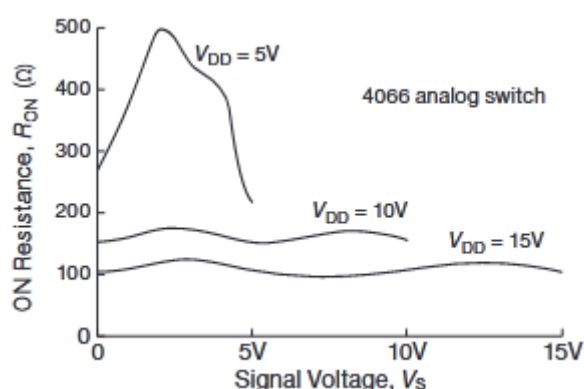
(v) 84=8:1 & dual 4:1; 842=8:1, dual 4:1, & triple 2:1. all dual 4:1 have single 2-bit address. (w) 4xNC, 4xNO, 2 each. (x) 2xNO, 2xNC,

1 each. (y) 4xNO, 2 each. (z) 4xNO, 4xNO, 2 each.

Comments: (1) Superlux HV2203. (2) 1pA typ. (3) 3pA typ; I_S -10pA typ. MAX308-09 is similar. (4) 8kV HBM ESD. (5) 0.40 @ V_S -+3V;

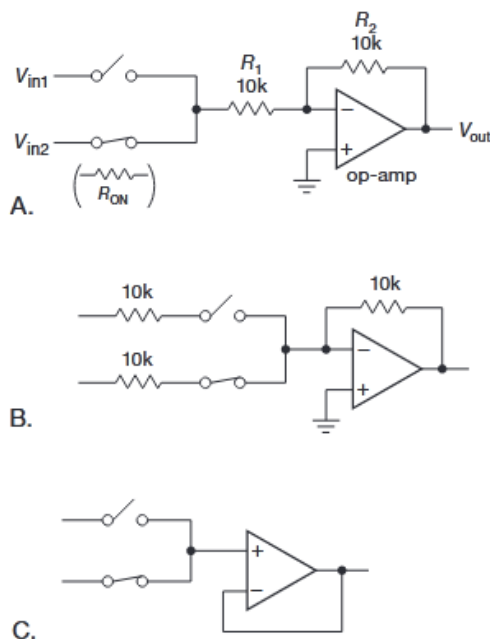
400mA; -3dB/500 @ 18MHz. (6) low R_{ON} , e.g. speaker switch. (7) -3dB @ 350MHz, -90dB xtalk @ 10MHz. (8) 250 MHz; ext gain set.

(9) -3dB at 4GHz, -30dB xtalk at 4GHz. (10) clickless.

3.69-rasm. 4016 CMOS kommutatorining R_{ON} qarshiligi3.70-rasm. Mukammallashtirilgan 4066 CMOS kommutatorining R_{ON} qarshiligi grafiklari. Avvalgi rasm bilan solishtiring.

Uning R_{ON} qarshiligidan xarakteristikasi deyarli tekis 10% ko'lamida o'zgarishi mumkin, signal kuchlanishiga bog'liqligi ham shunga o'xshash. Tranzistorda "zaryad ko'chishi" holatlarni oldini olish uchun shu kommutatorlar tanlanadi (keyingi bo'limda glitchlar bilan tanishasiz). Jadvalda keltirilgan turli ishlab chiqaruvchilarning analogli kommutatorlarini ko'zdan kechirib, siz standart kuchlanish birligiga to'g'ri kelgan R_{ON} qarshiligi bir necha ohm bo'lgan va bu qarshilikni o'zgarishlari o'zining bir necha bo'lagiga teng bo'lgan namunalarni topishingiz mumkin; kichik kuchlanishlarda ishlashga mo'ljallangan analogli kommutatorlarining R_{ON} qarshiligi 0.25Ω va uning notekisligi 0.03Ω bo'lishi mumkin. Analogli kommutatorlarning ana shu ajoyib ko'rsatkichlari ularning statik rejimda ishlashiga to'g'ri keladi va buning uchun katta sig'im va katta zaryad injeksiyasi bilan haq to'lanadi (bu to'g'risida quyidagi mavzuni o'qing va 3.3-jadvalni ko'rib chiqing). Agar sizga o'rtacha yuklama impedansida signal shakli buzulishi kam bo'lishi talab etilsa, R_{ON} qarshiligi, qiymati kichik bo'lmasa ham va sig'imi kichik bo'lgan, kuchlanish ta'sirida kam o'zgaradigan $R_{FLAT(ON)}$ turdagi analogli kommutator tanlash kerak bo'ladi. Ba'zi hollarda muammoni mahorat bilan echish uchun 3.71-rasmda keltirilgan, turli sxematik yechimlarni ham ishlatish imkoni bor ekanligini esingizda tuting, unda ikkita kirish signalidan birini ajratib oladigan uchta sxema keltirilgan. A-sxema: kuchaytirgichning kuchaytirish koeffitsienti $R_2/(R_1 + R_{ON})$, R_{ON} qarshiligi signal kuchlanishi ta'sirida o'zgargani kuchaytirish koeffitsientini o'zgartiradi va shu bilan noxizozlikni kamaytiradi. B-sxema yaxshiroq, chunki unda kommutatorning chiqishi op-ampdagi feedback hisobiga yerga ulangan bo'ladi; ammo ON qarshiligi bari bir kuchaytirish koeffitsientini kamaytirib turadi va sxemaning aniqligini kamaytiradi. S-sxemada R_{ON} qarshiligi borligidan kuchaytirgichning chiqishi, juda katta kirish qarshiligi hisobiga, mutlaqo bexabar bo'ladi; bu

sxema eng chiziqli va aniq bo'ladi. Bu dars boshqa sxemalarda ham ishlatilishi mumkin. Misol uchun, 3.84- rasmga nazar soling, unda analogli multiplekser kuchaytirgichning umumiy kuchaytirish koeffitsientini tanlash uchun ishlatilgan. 3.84A-rasmdagi multiplekserning R_{ON} qarshiligi tanlangan rezistor bilan ketma-ket ulanib kuchaytirish koeffitsienti va noxizirligining xatoligini belgilab beradi; aksincha 2.84B-rasmda op-ampning kirish impedansi cheksiz bo'lgani tufayli ($> 10^{12} \Omega$) kommutatorning R_{ON} qarshiligining umuman ahamiyati yo'q. Kommutatorning R_{ON} qarshiligi o'zgarishlarining ta'sirini yo'qotish uchun ikkita bir xil JFET tranzistorlarini ishlatish usullari ham bor. 4x-bobning " R_{ON} qarshiligi kompensatsiya qilingan JFETli chiziqli kommutatorlar" mavzusini o'qing. Unda bu nafis usul ko'rsatilib, tushuntirilgan.

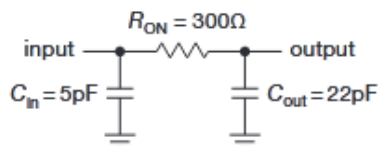


3.71- rasm. Analogli kommutatorlarining R_{ON} qarshiligi o'zgarishlarini kompensatsiya qilish uchun: bir juft kirish signalidan birini ajratib olishning uchta yo'li, Op-amp chiqishdagi buffer vazifasini bajaradi.

C. Tezlik. Yuqori voltli FET kommutatorining ulangan ON holatidagi R_{ON} qarshiligi 25 dan 200 oqimgacha bo'ladi⁶⁹. FETlarda mavjud bo'lgan elektrodlararo va parazit sig'imlar bilan bu qarshilik past chastotali filtr hosil qilib 10 MHz va undan past chastotalarda FETning ishlash tezligini chegaralaydi (3.72-rasm). R_{ON} qarshiligi kichikroq bo'lgan FETlardagi parazit sig'imlar kattaroq bo'ladi (ba'zilar 50 pFgacha bo'lishi mumkin) va ular tezlikni (FETning ON dan OFFga o'tish va ortga qaytish tezligini) chegaralaydi. Kommutator sxemalarida ishlatilgan, tokni cheklovchi, rezistorlar va diodlar (ularning elektrodlararo sig'imlari), himoya elementlari kommutator sxemasi ishlashini sekinlashtiradi. Shunga qaramay, kichik kuchlanishlarda ishlashga mo'ljallangan analogli kommutatorlar chastota ko'lamini parametri bo'yicha yaxshiroq bo'ladi (bu yarimo'tkazgichli elementlar odatda kichik o'lchamli bo'ladi): zamonaviy ± 2.5 V manba bilan ishlaydigan mashhur ADG719ning ON qarshiligi 2.5Ω , sig'imi 27 pF va chastota ko'lamini 200 MHz. Video va radiochastotalarda ishlashga mo'ljallangan mahsus analogli kommutator va multiplekserlar ishlab chiqariladi. Ular tarkibida passiv ("bufferlanmagan") MUX/kommutatorlar va kuchaytirgich bilan birga yaratilgan ("aktiv" yoki "buferlangan") namunalari ham bo'ladi. Aktiv MUX/kommutatorlar $+5$ V yoki ± 5 V manba kuchlanishi bilan ishlaydi va kuchaytirish koeffitsienti aniq $\times 1$ yoki $\times 2$ bo'ladi (qayd etilgan analogli kommutator 50Ω va 75Ω lik transmissiya liniyalarga signal berish uchun mo'ljallangan, uni liniya bilan ulagan muvofiqlashtiruvchi ketma ket rezistor chiqishni 2 barobarga so'ndiradi); ba'zi hollarda siz kerak bo'lgan kuchaytirish koeffitsientini tashqi rezistor bilan o'zingiz o'rnatasiz. Bunday sxemalarga misol qilib A D8174 4-kanalli multiplekserni ko'rsatish mumkin, uning chastota ko'lamini 270 MHz va kuchaytirish koeffitsienti

⁶⁹ Avval aytganimizdek siz ON qarshiligi kichikroq, to 0.25Ω bo'lgan kommutatorlarni tanlashingiz mumkin, ammo bu sig'imni ortishi, zaryad miqdorini ko'payishi va ishchi kuchlanishining kamayishi hisobiga bo'ladi.

+ 1 yoki + 2 (kuchaytirish koeffitsienti kattaroq bo‘lganida chastota ko‘lami pasayadi: 55MHz $G = + 10$ bo‘lganida). Maxsus qurilmalar uchun siz real katta tezlikda ishlaydigan analogli kommutatorni tanlashingiz mumkin, misol uchun 3.3-jadvalda keltirilgan ADG918-19 analogli kommutatorni 2GHzgacha ishlatish mumkin (uning 3 dBga tushishi 4 GHz chastotaga to‘g‘ri keladi). Bunday komponentlar simsiz kommutatsiya qurilmalarida ishlatiladi, misol uchun “yoyilgan reception”da mavjud ikki signal manbasini ulash yoki gigagertsli signalni bir necha filtrlarga yo‘naltirishda ishlatiladi. Simlarda mavjud signallarning o‘zaro ta‘sirini kamaytirish uchun odatda T- turdagi kommutatsiya topologiyasi ishlatiladi (quyidagi 3.72-rasmni ko‘ring).



$$f_{3dB} \approx \frac{1}{2\pi R_{on} C_{out}} = 24 \text{ MHz}$$

3.72-rasm. CMOS analogli kommutatorda mavjud bo‘lgan parazitik RC zanjirlar chastota ko‘lamini kamaytiradi.

D. Sig‘im

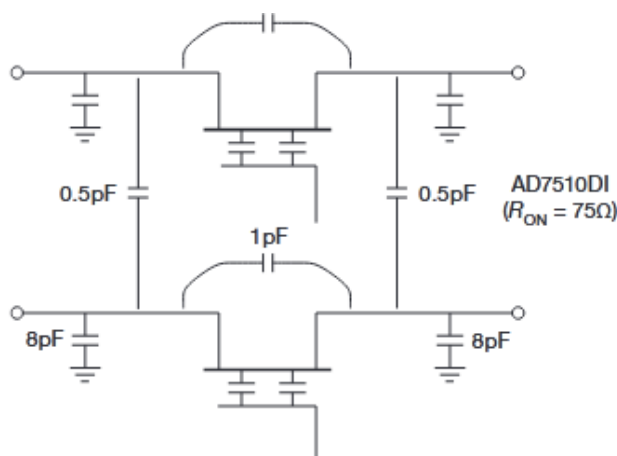
FETlar bilan bog‘liq bo‘lgan quyidagi sig‘imlarni ko‘rishimiz mumkin: kirish – chiqish sig‘imi (C_{DS}), kanal bilan er oralig‘idagi sig‘im (C_D , C_S), gate – kanal oralig‘idagi sig‘im va bir asosda joylashtirilgan FETlarning o‘zaro sig‘imlari (C_{DD} , C_{SS}); 3.73-rasmga qarang. Keling, ularning ta‘sirilarini ko‘rib chiqaylik:

C_{DS} – kirish – chiqish oralig‘idagi sig‘im. Bu sig‘im orqali, FET OFF holatida bo‘lganiga qaramay o‘zgaruvchan signal oqib o‘tadi va yuqori chastotalarda oqim kuchayadi. 3.74-rasmda mashhur DG211 va DG411 seriyali kommutatordagi shu sig‘imni ta‘siri ko‘rsatilgan. Yuqori-radio-chastotalarda ishlatiladigan standart yuklama qarshiligi 50 Ω bo‘lishini, va past chastotali signalarda ishlatiladigan yuklama qarshiligi 10k va undan ham katta bo‘lishini esda tutish kerak. 50 Ω ancha kichik qarshilik bo‘lishiga qaramay FETning yuqori chastotalardagi o‘tkazuvchanligi salmoqli bo‘ladi (qiymati atigi 1 pF bo‘lgan sig‘imning 30 MHz chastotadagi reaktivligi 5 k bo‘ladi va – 40 dB o‘tkazuvchanlik beradi). R_{ON} qarshiligi odatda 45 Ω va 17 Ω atrofida bo‘lgani uchun 50 Ω yuklama qarshiligi bilan hosil bo‘lgan kuchlanish bo‘luvchisi signalni anchagina so‘nishiga (va nochiziqlilik) paydo bo‘lishiga sabab bo‘ladi. Yuqulama qarshiligi 10k bo‘lsa, albatta, holat yanada yomonlashadi.

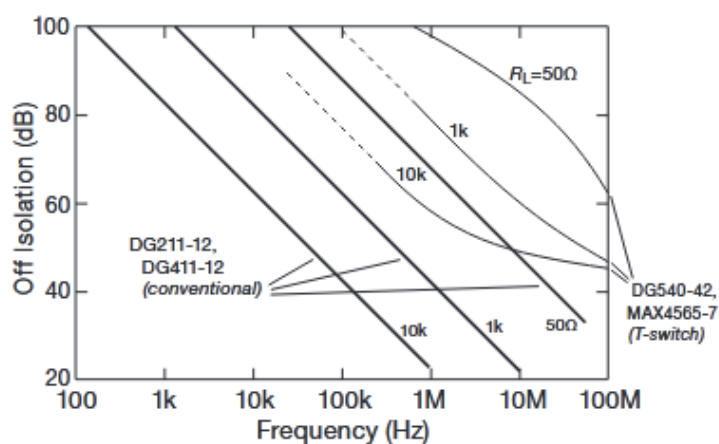
3.5-masala. $C_{DS} = 1 \text{ pF}$ bo‘lishini taxmin qilib 1 MHz chastotada 10 k yuklamada bilan (feedthrough) sig‘imli o‘tkazuvchanlikni hisoblang.

FETkommutatorlar past chastotali signallarni kommutatsiya qilish uchun ishlatilsa hech qanday muammo yo‘q. Bunda ketma-ket ulangan kommutktorlar (3.75-rasm) va, ayniqsa, ketma-ket va shunt shaklida ulangan kommutatorlar (3.76-rasm) ishlatilsa juda yaxshi natija olish mumkin. Ketma-ket ulangan kommutatorlarda R_{ON} ikki barobar ortishi signalni ko‘proq so‘nishiga olib keladi, shunda ketma-ket – shunt ulanish konfiguratsiyasi bo‘lsa FET OFF holatida bo‘lganida kommutator o‘tkazuvchanligini keskin kamaytiradi.

Ba’zi bir analogli kommutatorlar uch kommutatorli T-sxemada yig‘ilgan bo‘ladi (3.77-rasm). Ularda signal ikki yo‘lidan biri orqali oqib o‘tadi va shu bilan sig‘im o‘tkazuvchanligi kamaytiriladi; tashqaridan qaraganda siz bu usul faqat 3.74-rasmda keltirilgan, yaxshi izolyasiyasiyani hisobga olmaganda, ishlatilgan deb o‘ylashingiz mumkin (albatta datasheetlarda keltirilgan maqtovlarsiz).

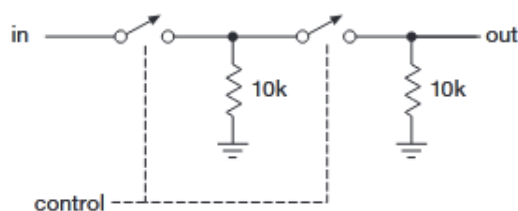


3.73-rasm. AD7510 analogli kommutatorning izolyasiyalangan qismlari oralig'idagi sig'imlar. Bu sig'imlar orqali o'zgaruvchan signal o'zaro o'tishiga sabab bo'ladi.

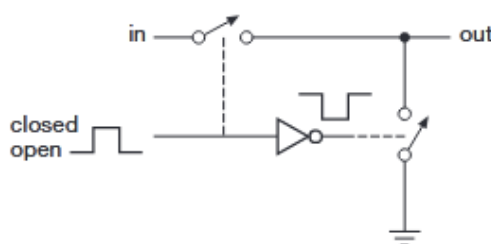


3.74-rasm. Analogli kommutatorlarda yuqori chastotalarda hosil bo'ladigan sig'imli o'tkazuvchanlik. Yuklama qarshiligi kichik bo'lsa sig'im o'tkazuvchanligi ham kichik bo'ladi, "T-kommutatorlarda" ham kichik bo'ladi.

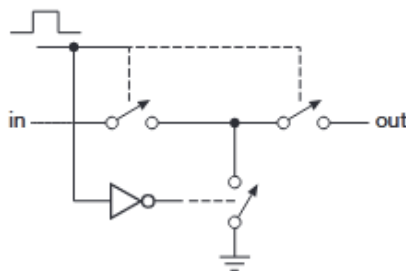
3.6-masala. 3.76-rasmdagi sxemaning kommutatsion o'tkazuvchanligini qayta hisoblab bering: 10 k, 1 MHz, $C_{DS} = 1 \text{ pF}$, $R_{ON} = 50 \Omega$.



3.75-rasm. Sig'imli o'tkazuvchanlikni yo'q qilish uchun analogli kommutatorlarni ketma-ket ulash.



3.76-rasm. Sig'imli o'tkazuvchanlikni yo'q qilish uchun analogli kommutatorlarni SRDT sxemasida ulash.



3.77-rasm. T-kommutator yuqori chastotalarda sig'imli o'tkazuvchanlikni yanada kamaytiradi.

CMOS SPDT kommutatorlarining ko'p qismi "break-before-make" "o'tkazishdan oldin uzib qo'y" prinsipida ishlaydi, ularda signal manbai kommutatsiya jarayonida bir zumda kommutatorga ulanmaydi. Ba'zi hollarda, misol uchun, 3.84B-rasmdagi kuchaytirish koeffitsientini tanlash sxemasida, shu prinsipning sizga aksi kerak bo'lib qoladi, ya'ni "make-before-break" "o'tkazishdan avval ulash". Ba'zi bir CMOS analogli kommutatorlar, misol uchun ADG619 va ADG620 (3.3-jadvalda keltirilgan) shu ikki prinsipda ishlay oladi.

$S_D C_S$: FET bilan er oralig'idagi sig'imlar. FETning kirish va chiqishini erga shuntlaydigan sig'imlar yuqori chastotali signallarni qisman erga oqizib yuborgani hisobiga signallarni so'nishiga sabab bo'ladi. Signal manbai katta ichki impedansli bo'lganida, ayniqsa, muammo ortadi; signal manbaining impedansi stabil bo'lganda ham R_{ON} kommutator chiqishidagi parazit sig'imi bilan past chastotali filtr hosil qiladi va signalni yuqori chastotalarda so'nishiga olib keladi. Quyidagi muammo bu jarayon qanday kechishini ko'rsatadi

3.7-masala. AD7510 analogli kommutator (bu kommutator, barcha sig'imlari 3.73-rasmda keltirilganligi uchun, tanlab olingan), chiqish impedansi 10 k bo'lgan signal manbaini 100 k yuklamaga ulaydi. Kommutatorning yuqori chastotali 3 dB nuqtasini toping. Hisoblarni ikki qutbli yaxshi kuchlanish manbai bilan ishlagan va $R_{ON} = 75\Omega$ bo'lgan kommutator uchun qaytaring.

Gate bilan kanal oralig'idagi sig'im. Gate bilan kanal oralig'ida mavjud bo'lgan sig'im quyidagi effektlarga sabab bo'ladi: kommutator holatini o'zgartirganida, sizning signalingizga sig'imlar hisobiga hosil bo'ladigan, o'tish jarayonlariga qo'shilib ketadi. Bu jarayon, ancha murakkab bo'lib, alohida ko'rib chiqilishini talab etadigan muammo bo'lgani sababli, biz buni keyigi bo'limga qoldiramiz.

C_{DD} , C_{SS} : kommutatorlararo sig'imlar. Agar siz bir necha FET kommutatorni, o'lchami makka donicha bo'lgan, kremniy asosga joylashtirsangiz, kanallararo signallar o'ta boshlasa xayron bo'lmang. Bu jarayonni "cross-talk" deb atashadi. Bu tushuncha telefoniya kelgan va simlardan simlarga o'tgan signal sababli siz boshqa odam boshqa telefondan gapirgan gapini eshitganingizni bildiradi. Bunga sababchi bo'lgan "jinoyatchi" kanallararo sig'imlardir, albatta. CHastota oshgan sari va signalni qabul qiluvchi yuklamaning impedansi ortgan sari bu effekt kuchayadi. SHu erda o'zingiz uchun nima qilishni hal qilish imkoni bor.

3.8-masala. Bir juft kanalning o'zaro o'tkazuvchanligini hisoblang. Sig'imlar $C_{DD} = C_{SS} = 0.5$ pF (3.73-rasm). Signal manbai va yuklama avvalgi masaladagidek. Interferensiya bo'lgan (o'zaro biridan biriga o'tgan) signal chastotasi 1 MHz deb olamiz. Hisobni quyidagi holatlar uchun bajaring (a) OFF bo'lgan kommutatordan OFF kommutatorga; (b) OFF bo'lgan kommutatordan ON kommutatorga; (c) ON bo'lgan kommutatordan OFF kommutatorga; (d) ON bo'lgan kommutatordan ON kommutatorga;

Shu misoldan radiotarqatish sxemalarida juda kichik bo'lgan $50\ \Omega$ standart signal impedansi qabul qilinganliging sababi ayon bo'lsa kerak. Agar "cross-talk" jiddiy muammo bo'ladigan bo'lsa bir chipga bittadan ko'p signal joylamang.

Glitches (glyuklar)

FET li analog kommutator ulanib uzilganida zanjirda o'tish jarayonlari hosil bo'ladi. Gatega berilgan boshqarish signali sig'irlar orqali kanalga o'tib, signalingiz shaklini juda o'zgartirib yuborishi mumkin. Agar signal baland impedansli zanjirdan o'tadigan bo'lsa muammo yanada murakkablashadi. Multipleksorlarda, kanallarga adres berilganida, kanallarga va uzilish vaqti ulanish vaqtidan katta bo'lganida kanallararo signal o'tishini nazorat qilish mumkin. Ba'zi bir analogli kommutatorlarda (misol uchun, 4066) holat o'zgarish jarayonida kirishlar qisqa bir on erga ulanib qolishdek noxush tabiati bor. Keling, shu muammoni batafsil ko'rib chiqaylik. 3.78-rasmda, kirish signali nol volt va chiqishida, real analog kommutatorlarga xos bo'lgan, 10 k qarshilikka parallel bo'lgan 20 pF sig'imli yuklamasi bor, 3.59-rasmda sxemasi keltirilgan n - kanalli MOSFET analogli kommutatorning chiqishida ko'rishingiz mumkin bo'lgan signal shakli keltirilgan. Bu kelishgan o'tish jarayoni gate – kanal oralig'ida mavjud bo'lgan sig'im orqali, gateidagi signal ta'sirida, oqib o'tgan zaryadlar hisobiga hosil bo'lgan.



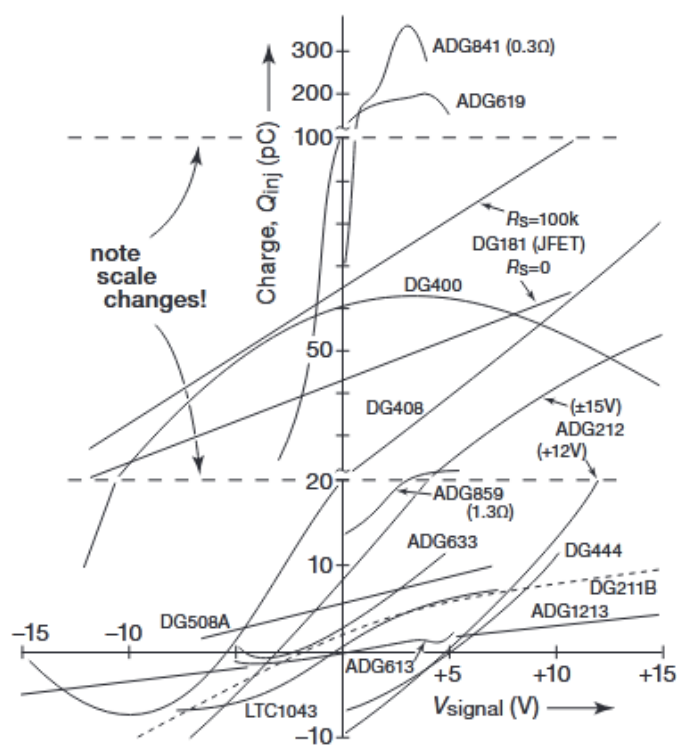
3.78 - rasm. Juda kengaytirilgan masshtabda keltirilgan zaryad olib o'tilishidagi glitchlar.

Gateiga kelgan impuls ta'sirida undagi kuchlanish bir onda manba kuchlanishining bir qiymatidan ikkinchisiga sakrab o'tadi va shunda quyidagi ifoda bilan belgilanadigan zaryadlar miqdori kanalga purkalib kiritiladi.

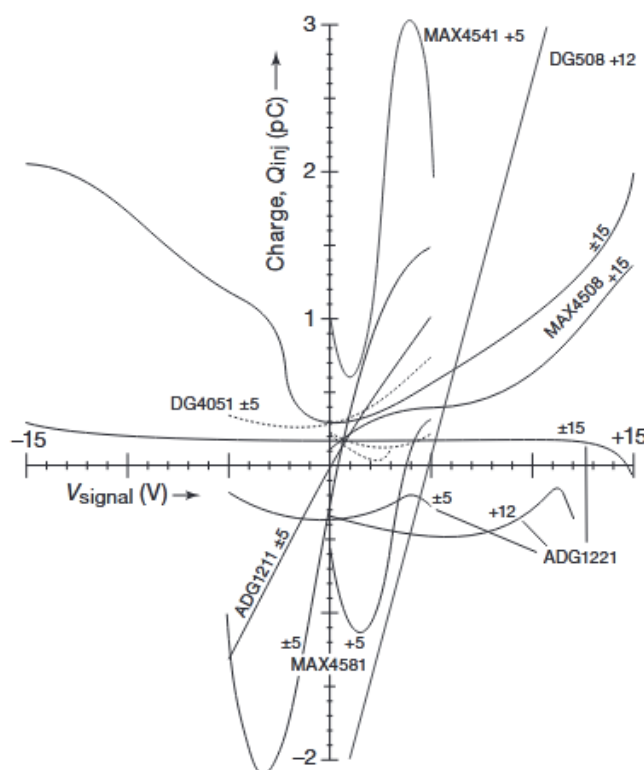
$$Q = C_{GS}[V_{G(finish)} - V_{G(start)}]$$

C_{GS} – qiymati 5 pF atrofida bo'lgan gate – kanal oralig'idagi sig'im. Kanalga kiritilgan zaryadlar miqdori, bu jarayon sodir bo'lgan vaqtga emas, balki faqat gatedagi kuchlanish qanchaga o'zgarganiga bog'liq bo'lishini qayd eting. Agar gatedagi signal sekinroq o'zgaradigan bo'lsa, kommutator chiqishidagi signalning irg'ishi (glyuk) kichikroq, ammo cho'zilganroq, bo'ladi, lekin signal tasvirida uning ishg'ol qilgan maydoni o'zgarmaydi. Kommutator chiqishidagi signalni past chatotali filtdan o'tkazsa ana shunday effekt beradi. Bir necha amallar bilan glyukning amplitudasini kichik qiymatlarda ushlab tursa bo'ladi, ammo ular zaryadlarni kanalga siljib o'tishini yo'q qila olmaydi. Ba'zi hollarda gate – kanal oralig'idagi sig'im qiymatini avvaldan baholay olsangiz, glyukni olib tashlash uchun, kommutator kirishiga ulangan kichik o'zgaruvchan sig'imli kondensator orqali boshqaruv signalining inversiyasini (ag'darilgan versiyasi) yuborishingiz mumkin (shunda real glyuk ag'darilgan aks irg'ish bilan yo'qotiladi). Gate – kanal oralig'idagi sig'im kanal bo'ylab taqsimlangan bo'ladi va bu hol kanalga o'tgan zaryadlarning bir qismini kommutator kirishiga qaytib kelishiga sabab bo'ladi. Natijada, glyukning o'lchami signal manbaining ichki impedansiga bog'liq bo'ladi va kommutator kuchlanish manbai tomonidan boshqarilganida eng kichik bo'ladi. Signal manbai impedansini kamaytirilishi glyuk o'lchamini kichiklashtiradi, albatta, ammo R_{ON} cheklangan qiymatda bo'lgani sababli glyuk manbaga yuklanib, unga xatolik va nochiziqlik olib kiradi. Va nixoyat, barcha omillar teng bo'lgan holda, gate – kanal oralig'idagi sig'imi kichik bo'lgan kommutator kichik glyuklar yaratadi, ammo buni R_{ON} qiymati oshgani hisobiga bajarishga majbursiz. 3.79-rasmda uch turdagi analogli kommutatorlarda kanalga gatedan siljib o'tgan zaryadlar miqdorining kirish signalining kuchlanishiga bo'lgan bog'liqligi solishtirish uchun keltirilgan. Barcha kommutatorlarda gatedagi signal to'liq ko'lamida o'zgaradi, misol uchun, 30 voltgacha yoki MOSFETlar uchun belgilangan manba kuchlanishi ± 15 V ko'lamida va n –

kanalli JFETli kommutatorlarda – 15 voltdan signal amplitudasigacha o‘zgaradi. JFETli kommutatorlarda, gateidagi signal – 15 voltdan yuqori bo‘lgan qiymatiga proporsional bo‘lgani sababli, glyuklar o‘lchami signalga qattiq bog‘langan bo‘ladi. Yaxshi muvozanatlangan CMOS kommutatorlarida zaryadlar siljishi kichik bo‘ladi, chunki komplementar MOSFETlarda glyuklarning hosil bo‘lishida zaryadlarning ulushi yo‘q bo‘lishga intiladi (gatelardagi kuchlanish birida yuksalganida ikkinchisida tushadi). Bu hodisa ko‘lamiga kelsak, 30 rS zaryad miqdori 0.01 μF sig‘imli kondensatorga 3 mV kuchlanish tushuvi berilganiga to‘g‘ri keladi. Bu sig‘im yetarlicha katta va real muammo yaratadi, chunki 3 mV kuchlanish tushuvi kommutator kanalida kommutatsiya qilinadigan kichik qiymatlardagi analogli signallardan biroz katta bo‘lib chiqdi. 3.80-rasmda biz maxsus, zaryadlarni kam injeksiya qiladigan analogli kommutatorlarida zaryadni injeksiya bo‘lishi manzarasini kengaytirilgan masshtabda keltirdik. Analogli kommutatorlarda zaryad kam injeksiya bo‘lishi ularning datasheetlarida mag‘rurlanib keltirilgan. Misol uchun, Analog Devecies ADG1221 seriyali kommutatorlar datasheetida bo‘rttirilgan harflar bilan **“low capacitance, low charge injection, $\pm 15\text{ V}/\pm 12\text{ V}$ iCMOS Dual SPST Switches** deb baralla yozib qo‘yilgan, ammo kommutatorning ovozi chiqmaydi! Kutilganidek ON-qarshiligi kichikroq bo‘lgan kommutatorlarda kattaroq miqdorda zaryad injeksiya bo‘ladi. 3.81-rasmda bunday trend $Q_{inj} = f(R_{ON})$ funksiyasi shaklida datasheetlardan olingan Analog Devices ishlab chiqargan kichik kuchlanishlarda ishlaydigan CMOS kommutatorlarining muvofiq ko‘rsatgichlari yoyib ko‘rsatilgan.



3.79-rasm. Turli FETli chiziqli kommutatorlarining datasheetlaridan olingan signal kuchlanishiga bog‘liq injeksiya bo‘lgan zaryad miqdori.



3.80-rasm. Zaryad injeksiyasi kichik bo'lgan analogli kommutator kerakmi? Bularning nomzodlari kengaytirilgan masshtabda keltirilgan. Nuqtalar bilan chizilgan uchta grafik DG4051 kommutatorining muvofiq $\pm 5V$, $+5V$ va $+3V$ kuchlanishli manba bilan ishlaydigan turlariga tegishli. Datasheet bo'yicha DG4053 SPDT turdagi analoglarning muvofiq grafiklari bilan solishtirib ko'ring.

Kommutatorlarning boshqa cheklovleri

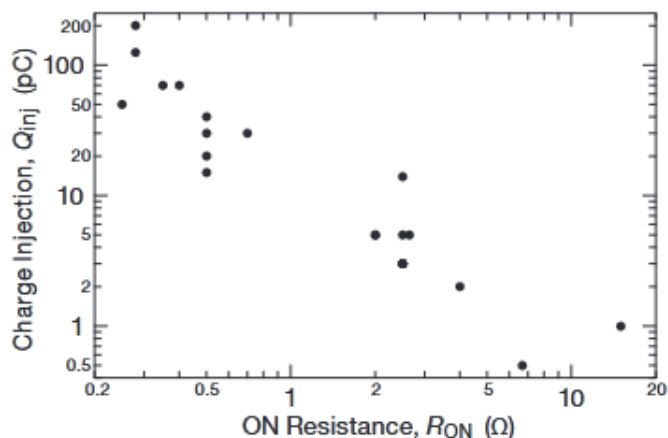
Analogli kommutatorlarning ulanish vaqti (switching time), muvozanat o'rnatilishi vaqti (settling time), ulanishdan avval to'xtash (break-before-make delay), kanalga siljib o'tgan tok (channel leakage current) (kommutatorning ON va OFF holatida), R_{ON} qarshiliklar kelishtirilganligi, R_{ON} qarshiligining temperatura koeffitsienti hamda manba va signallar ko'lamiga kabi qo'shimcha xarakteristikallari qo'llanishda muhim yoki muhim emas bo'lishi mumkin. Shu joyda kommutatorlar to'g'risidagi izohlarimizni yakunlaymiz, o'quvchi bo'lsa bu xarakteristikallarni kerak bo'lgan hollarda ishlatishi mumkin.

3.4.3 FETli analogli kommutatorlarga misollar

Avval aytib o'tganimizdek, ko'p FETli analogli kommutatorlar op-amp sxemalarida ishlatiladi, ularni keyingi bobda ko'rib chiqamiz. Bu erda biz analogli kommutatorlarning op-amp talab etilmagan sxemalarda qo'llanilishini ko'rib chiqamiz, bunda siz kommutatorlar qanday turdagi sxemalarda ishlatilishi to'g'risida tasavvur hosil qilasiz.

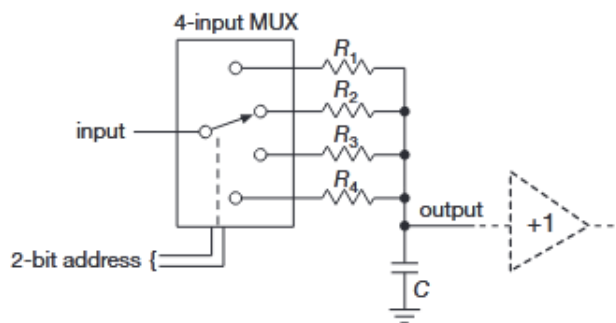
A. Kommutatsiyali RC past chastotali filtrlar

3.82-rasmda 3 dB nuqtasi tanlab o'rnatiladigan past chastotali RC filtni yaratish yo'li ko'rsatilgan. Bunda biz to'rt rezistordan birini tanlab ulash uchun multiplekser ishlatdik, unda ikki bitli (raqamli) adres ishlatilgan. Kommutatorlarni rezistorlarning chiqishiga emas, balki kirishiga o'rnatdik, chunki signal impedansi kichik bo'lgan nuqtada zaryad injeksiyasi kam bo'ladi. FETli analogli kommutatorlarini *kondensatorlarni* tanlab ulash uchun ham ishlatish mumkin.



3.81-rasm. Analog Devicesning kichik kuchlanishlarda ishlaydigan analogli kommutatorining ON-qarshiligiga bogʻliq boʻlgan injeksiyalangan zaryad miqdori yoyma shaklida keltirilgan. Koʻrsatgichlar datasheetlardan olingan.

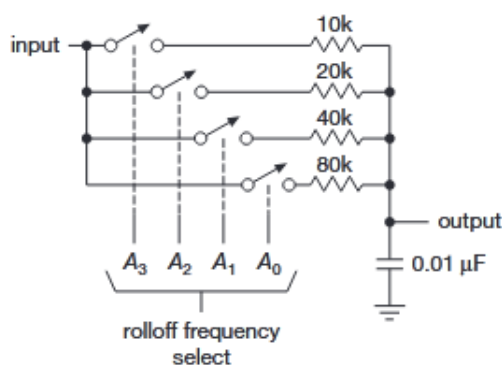
Bunday sxemada juda keng koʻlamdagi vaqt kostantalarini generatsiya qilish mumkin, ammo kommutatorning R_{ON} qarshiligi cheklangan qiymatda boʻlgani katta chastotalarda signal atenuatsiyasini maksimal R_{ON}/R_{series} qiymatiga cheklaydi. Filtrning chiqish impedansi katta boʻlgani sababli uning chiqishiga, kuchaytirish koeffitsienti birga teng boʻlgan, kuchaytirgichni buffer sifatida oʻrnatish kerakligini bildik. Mukammal qaytargich (kuchaytirish koeffitsienti birga teng, Z_{in} impedansi katta, Z_{out} impedansi kichik va V_{BE} siljitish kuchlanishi kerak boʻlmagan) yaratish usullarini keyingi bobda koʻrib chiqamiz. Albatta, filtrdan keyin kirish impedansi katta boʻlgan kuchaytirgich oʻrnatiladigan boʻlsa, bufferga hojat boʻlmaydi. 3.83-rasmda toʻrt kirishli multiplekserning oʻrniga alohida kommutatorlar ishlatilgan oddiy sxema keltirilgan. Qarshilik qiymatlari sxemada koʻrsatilgan rezistorlarning binar adresli kodlar bilan ulab 16 teng yoyilgan 3 dBlik chastotalarni generatsiya qilishingiz mumkin⁷⁰.



3.82-rasm. Analogli multiplekser bilan kommutatsiya qilinadigan past chastotali RC filtr.

3.9-masala. Bu sxemaning 3dB chastotalari qiymatlarini keltiring? Kuchlanish koeffitsientini kommutatsiya bilan oʻzgartiladigandagi glitch amplitudasini baholang: injeksiya qilinadigan zaryad miqdori 20 rS kommutatorning kirish va chiqish terminallariga bir tekis taqsimlangan, signal man-basining impedansi kichik.

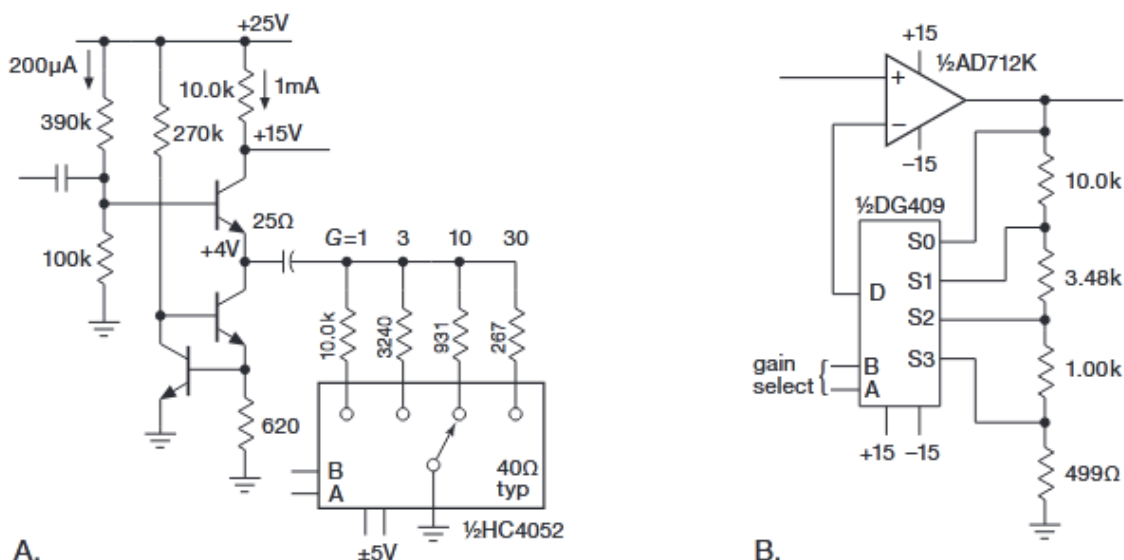
⁷⁰ 3dB chastotasi kichik oʻrnatmalarning integrallovchi koʻrsatgichi ekanligini aniq koʻrish uchun f_{3dB} koʻrsatgichini oʻzaro parallel ulangan, tanlaniladigan R_p rezistorlarning oʻtkazuvchanliklari bilan ifodalasa tushunarliroq boʻladi: $f_{3dB} = 1/2\pi CR_p = G_p/2\pi C$. Bu formula oson chunki oʻzaro parallel ulangan rezistorlarning umuiy oʻtkazuvchanligi ularning individual oʻtkazuvchanliklarning summasiga teng boʻladi. Demak, bu sxema uchun $f_{3dB} = nG_{80k}/2\pi C = 199n \text{ Hz}$ bunda $G_{80k} = 12.5 \mu S$, $C = 10 \text{ nF}$, $n [1 \dots 15]$ A_n kommutatorlar tartibi bilan belgilanadi.



3.83-rasm. 15ta oʻzaro teng yoyilgan kesim chastotalarini tanlab ulash imkoni bor boʻlgan past chastotali RC filtr.

B. Kuchaytirish koeffitsienti kommutatsiya qilinadigan kuchaytirgich

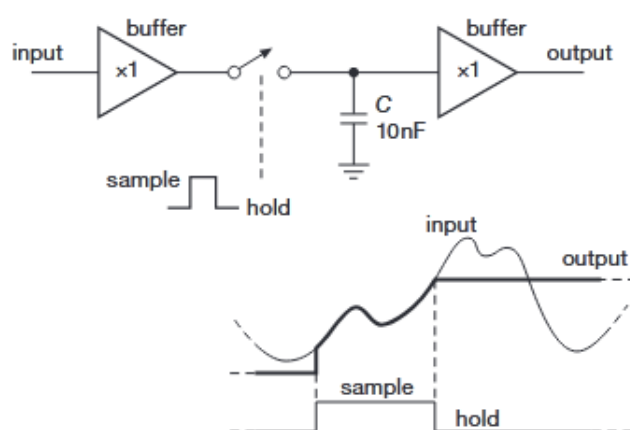
3.84-rasmda yuqorida koʻrib chiqilgan rezistorlarni kommutatsiya qilish ideyasini kuchaytirgichning kuchaytirish koeffitsientini oʻrnatish uchun ishlatishingiz mumkin. Bu ideya aslida op-amlarda ishlatilishiga qaramay biz uni oddiy umumiy emitterli kuchaytirgich uchun ishlatib koʻrdik. Kuchaytirgichning emitter yuklamasi sifatida konstanta tok manbaini ishlatdik kuchaytirish koeffitsientini birdan ancha kam boʻlishi taʼminladik. Multiplekser toʻrt emitter rezistordan birini tanlash uchun ishlatildi. Bloklovchi kondensator tranzistorning soʻokinlik tokini kuchaytirish koeffitsientidan mustaqil qilish uchun ishlatilganini qayd eting. A-sxemada kommutatorning R_{ON} qarshiligi kuchaytirish koeffitsientini belgilovchi tenglamaning tarkibiga kiradi. Aksincha B-sxemada kommutator kuchlanish boʻluvchisining boʻlish koeffitsientini oʻzgartiradi va boʻluvchi sxemani katta kirish impedansiga ega boʻlgan kuchaytirgichga ulaydi, natijada R_{ON} qarshiligi kuchaytirish koeffitsienti anigʻligiga taʼsir koʻrsatmaydi. Bunday sxemalarning boshqa (murakkabroq) turlarini 5.59, 5.62 va 5.80-rasmlarda koʻrishingiz mumkin.



3.84-rasm.A. Analogli multiplekser kuchaytirgichning emitter qarshiliklarini kommutatsiya qilib, kuchaytirgichning kuchaytirish koeffitsientini oʻzgartiradi. B. Shunga oʻxshash sxema, ammo unga egiluvchan “op-amp” bloki qoʻshilgan (4-bobning qahramoni)

C. Sample- and- hold (olingan zaryadni vaqtinchalik saqlab turuvchi sxema) (“xo‘plab-saqlash”)

Analogli signalni raqamga o‘zgartirish kerak bo‘lsa siz “sample-and-hold” (S/H) sxemasini ishlatishingiz kerak bo‘ladi. Analog –raqam konversiyasi uchun analogli signalning bir ondagi qiymati raqamga konversiya bo‘lgunicha ma’lum vaqt davomida saqlanib turilishi kerak. Sxema oddiy: kuchaytirish koeffitsienti birga teng bo‘lgan buffer kichik impedansli chiqishida kirishidagi signalning nusxasini generatsiya qilib kichik sig‘imli kondensatorga beradi. Shu analogli kuchlanish qiymatini qisqa muddat saqlash uchun kommutatorni uzasiz. Ikkinchi buffer kaskadning katta kirish impedansi (uning kirish tranzistori FET bo‘lgani tufayli kirish toki nolga yaqin bo‘ladi) kondensatorni yuklamaydi va undagi kuchlanish kommutator qayta ulanguncha saqlanib turadi.



3.85-rasm Sampl - and - hold

3.10-masala. Kondensatoridagi kuchlanish qiymati signal o‘zgarishlarini qaytarib turishi uchun kirishdagi buffer uni yetarli darajada tok bilan ta‘minlab turishi kerak. Buffer kirishiga chastotasi 10 kHz va amplitudasi 1 V bo‘lgan sinusoidal signal berilganida, chiqishidagi tokning pik qiymatini toping.

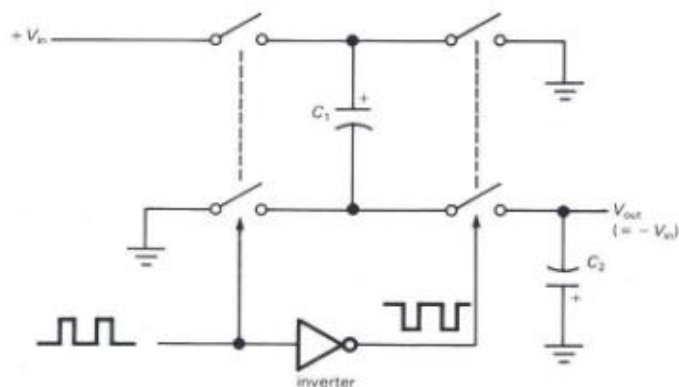
S/H sxemasini feedback halqasi bilan o‘rab olsangiz uning xarakteristikalarini ancha mukammalashadi; §4.5.2 ni ko‘rib chiqing. YAnada yaxshi natija olmoqchi bo‘lsangiz S/H sxemasining to‘liq integral variantini tanlang (misol uchun AD783 ning saqlash kondensatori 0,25 μ s vaqt davomida 0.01% gacha zaryadlanadi va 0.02 μ V/ μ s tezlik bilan razryadlanadi) – kim bunday og‘ir ishini bajara oladi!

D. Ko‘chib o‘tuvchi kondensatorli kuchlanish konverteri

Kerak bo‘lgan manfiy kuchlanishli quvvat manbaini, musbat kuchlanishdan manba oladigan, sxema yordamida generatsiya qilishning ajoyib bir yo‘li bor (3.86-rasm). Chap tomondagi bir juft FETli kommutator C_1 kondensatorini musbat quvvat manbaiga ulaganida u V_{in} kuchlanish qiymatigacha zaryadlanadi, shunda o‘ng tomondagi bir juft FETli kommutator uzilgan holatda turadi⁷¹. Kirishdagi kommutatorlar uzilib, chiqishdagilari ulanganida C_1 kondensatoridagi zaryad qisman C_2 kondensatoriga o‘tadi. Kommutatorlar shunday aniq o‘zaro moslashtirilganki C_1 kondensatoridagi zaryad o‘z ishorasini o‘zgartirib, chiqishda manfiy kuchlanish hosil qiladi! Bu sxema ko‘p hollarda charge-pump dc-dc converter (qayta zaryadlanish hisobiga ishlaydigan dc-dc konverter) nomi bilan ma’lum bo‘lim birinchi bor Intersil 7660 kuchlanish konverteri mikrosxemasi ko‘rinishida dunyoni ko‘rdi, shu kunlarda bu prinsipda ishlaydigan mukammal, tarkibida kuchlanish qiymatini ikki barobar kattalashtiradigan va kuchlanishni stabilizatsiya qiladigan versiyalari ham keng tarqalgan. Bu sxemalar ikki qubli quvvat

⁷¹ “Inverter” nomi bilan atalgan qurilma logik HIGH kuchlanishni logik LOW kuchlanishga o‘zgartiradi va aksincha. Bunday sxemalarning ishlashini keyingi bobda ko‘rib chiqamiz (ularni katta tezlikda ishlaydigan variantlari bilan 10 -14-boblarda tanishasiz).

manbaini talab qiladigan mikrosxemalarning tarkibida, misol uchun RS-232C ketma-ket port drayverida ko‘rishingiz mumkin. §9.6.3 da bu mavzuga qaytamiz.



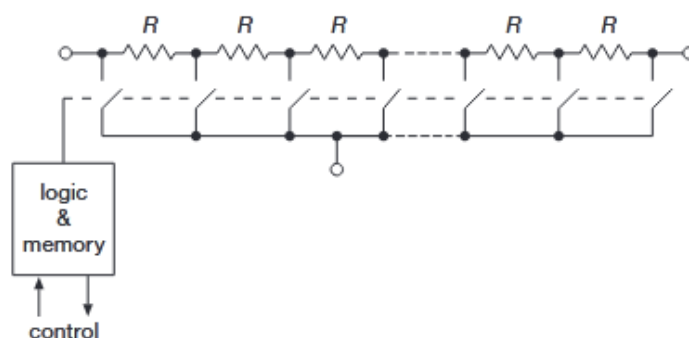
3.86-rasm. Ko‘chuvchi kondensatorli kuchlanish konverteri

E.Raqamli potensiometr. Bir narsani masofadan turib boshqarish, misol uchun qo‘lingizdagi pult bilan televizorning ovozini o‘rnatish juda qulay. Tovush balandligi potensiometr bilan o‘zgartirildi, masofadan boshqarish uchun pult sxemasida kuchlanish bilan boshqariladigan potensiometr bo‘lishi kerak. Ularga bo‘lgan talab juda katta bo‘lgani sababli yarimo‘tkazgichlar sanoati EEROT, E^2 ROT yoki oddiy raqamli pot kabi kuchlanish bilan boshqariladigan potensiometrlarni ishlab chiqaradi. Raqamli potensiometr ketma-ket ulangan uzun rezistorlar zanjiri bilan FETli kommutatorlar liniyasidan iborat bo‘ladi. Kommutatorlar rezistorlar zanjirining kerakli qismini chiqishga ulab beradi (3.87-rasm); FETli kommutatorlar kirishidagi raqamli signal bilan boshqariladi (10-bob va keyingisi)⁷². Raqamli potensiometr yagona, bir juft va ko‘p potensiometrlardan iborat bo‘lishi mumkin; ko‘plarida, tanlangan holatni saqlab qolish uchun, “nonvolatile” (o‘chib ketmaydigan) xotira ham o‘rnatilgan bo‘lishi mumkin. Tovush balandligini detsibellarda o‘zgartirish uchun nohiziqli o‘zgaradigan pog‘onali potensiometr ham bo‘ladi, ularda qarshilik qiymati har bir pog‘onada logarifmik qonun bo‘yicha o‘zgaradi. Raqamli potensiometrning tuzilishi qanday bo‘lishidan qat’iy nazar, chiqishida kommutatorlarning R_{ON} qarshiliklari ketma-ket ulangan sxemada bo‘ladi.

Misol uchun Analog Devices websiteida raqamli potensiometrlarning 50 namunasi keltirilgan, ular 32dan 1024 qadamli (ko‘p ishlatiladigan 256 qadamligi), kanallarining soni birdan oltitagacha (bir va ikki kanallilari eng xaridorgir); boshqarish signallari ularga ketma-ket (serial) bo‘lganligi tufayli kommutatsiya qadamlari qancha ko‘p bo‘lmasin, ular ikki yoki uchta pin orqali boshqariladi va o‘rtacha narxi \$1 (bir o‘ramda 1000 ta potensiometr bo‘lganida). Maxim/Dallas tomonidan taqdim etilgan potensiometr chiziqli va logarifmik xarakteristikalariga ega (logarifmik xarakteristikali potensiometr audiotehnika ishlatiladi), ularning bir va ko‘p kanalli turlari bo‘lib, boshqarish pog‘onasi 1024 qadamgacha. Oxirida Intersil raqamli potensiometrlariga kelsak, uning ro‘yxatida faqat raqamli kondensatorlarni topasiz xolos!⁷³

⁷² Buning ikki varianti bor: birinchisida serial data protocol ishlatiladi, unda kerak bo‘lgan qarshilik qiymati raqam shaklida mikroprotsessordan yuboriladi; ikkinchi variantining UP va DOWN pinlari va o‘rnatilgan holatni saqlash uchun ichki xotirasi bo‘ladi.

⁷³ Kommutatsiya qilinadigan rezistorlar liniyalari raqam-analog konverterlarida (DAC) ishlatiladi (§13.2.1ni ko‘ring). Ko‘p ADClarda raqamli kondensatorlar ishlatiladi (§13.7ni ko‘ring)

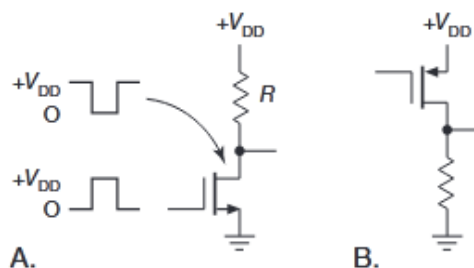


3.87-rasm. “Raqamli potensiometr” integral sxemasi. Ichki raqamli logika n analogli kommutatorlarning birini ulaydi va $n-1$ rezistorlardan kerakli qismini chiqishga ulaydi.

3.4.4 MOSFETli logik kommutatorlar

FETli kommutatorlarning boshqa bir turi logik va quvvat kommutatorlari bo‘ladi. Ularning farqlash oson: analogli signal kommutatorlarida FETlarni siz ketma-ket ulab ma’lum kuchlanish qiymatdagi analogli signalni o‘tkazib yuborish yoki uzib qo‘yish uchun ishlatasiz. Odatda analogli signal kam quvvatli bo‘ladi. Logik kommutatorlarda, aksincha, MOSFETli kommutator ochilib yopilishida manba kuchlanishi ko‘lamidagi o‘zgarishni beradi. Ularning “signali”, analogli signalga o‘xshamasdan haqiqatan ham raqamli bo‘ladi, uning shakli manba kuchlanishining ikki qiymati HIGH va LOW holatida bo‘ladi xolos. Kuchlanishning oraliqdagi qiymatlarining ahamiyati bo‘lmaydi; aslida ular logik sxemotexnika qonuniyatiga to‘g‘ri kelmaydi ham! Va nihoyat, “quvvat kommutatsiyasi” quvvatni lampa, relening g‘altagi va motor kabi yuklamaga ulash bilan bog‘liq bo‘ladi; bu kommutatorlarda kuchlanish va tok katta bo‘ladi. Biz avval logik kommutatorlarni ko‘rib chiqamiz.

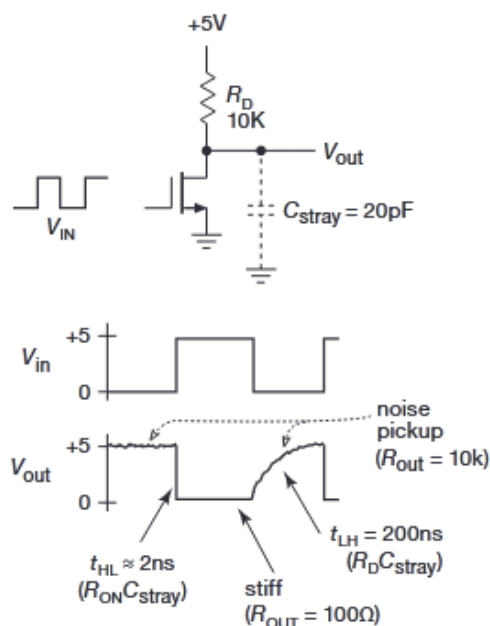
3.88-rasmda MOSFETli logik kommutatsiyaning eng oddiy turi ko‘rsatilgan: ikki sxemada ham yuklama sifatida rezistor ishlatilgan bo‘lib, sxemalar *inversiya* –logik funksiyasini bajaradi – kirishidagi HIGH chiqishida LOW signalini generatsiya qiladi va aksincha. N - kanalli versiyasida kirishiga berilgan HIGH chiqishni erga tushirib qo‘yadi, r –kanalli versiyasida kirishdagi LOW chiqishidagi rezistordagi kuchlanishni HIGHga ko‘tarib qo‘yadi. Shunga ahamiyat beringki, bu sxemalarda MOSFETlar umumiy source’li kuchaytirgich sxemasida ulangan. Shularga o‘xshagan raqamli logik sxemalarda bizni kirishga bergan kuchlanish natijasida chiqishdan oladigan kuchlanish (“logik daraja”) qiziqtiradi; rezistor passiv drain yuklamasi bo‘lib qoladi xolos, FET OFF holatiga o‘tganida undagi chiqish kuchlanishi o‘zgaradi. Agar, boshqa tomondan, biz rezistorning o‘rniga lampa, rele, printer kallagi yoki katta bir yuklama ulasak biz quvvat kommutatorini yaratgan bo‘lamiz (3.3-rasm). Ana shu “inverter” sxemasini biz quvvat kommutatsiyasi uchun ishlatganimizda bizni faqat yuklama manbaga ulangan yoki undan uzilgani qiziqtiradi xolos.



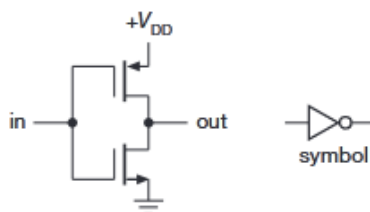
3.88-rasm. nMOS va pMOS logik inverterlar rezistiv yuklamalari bilan

A. CMOS inverter YUqorida ko‘rib chiqilgan nMOS va pMOS inverterlarning ON holatida manbadan tok olishi va OFF holatida katta chiqish impedansiga ega bo‘lgani kabi kamchiliklari bor. R rezistorining qarshiligini kamaytirib, chiqish impedansini tushirishingiz mumkin, ammo bunda dissi-

patsiya ortib ketadi va aksincha. Chiqish impedansini oshirish uchun tok manbaini ishlatishdan boshqa yaxshi yo'l yo'q. Kiritilgan yuklama katta impedansli bo'lsa ham (misol uchun boshqa MOSFET gatei) siz sig'imli shovqinlar muammosi paydo bo'lishini ko'rasiz va shunda siz ketma-ket ulangan yuklama sig'imlari ta'sirini kamaytirish uchun kommutatsiya (ON dan OFFga o'tish) tezligini kamaytirishga majbur bo'lasiz. Shunda, misol uchun, nMOS inverter 10 klik drain yuklama rezistori bilan 3.89-rasmda ko'rsatilgan signal shaklini hosil qiladi. Vaziyat yakka chiqishli emitter qaytargichini eslatadi (§2.4.1), unda sokinlik toki sababli mavjud dissipatsiya va yuklamaga beriladigan quvvatni o'rnatishda kompromisga kelishilgan. Bu erda MOSFETli kommutatorlar uchun eng yaxshi yyechim ikki taktli (push-pull) sxema bo'ladi. 3.90-rasmga qarang, unda keltirilgan sxemani siz ikki taktli kommutator deb o'ylashingiz mumkin: kirishi erga ulansa quyi tranzistor yopilib, ustki tranzistor ochiladi, shunda chiqish HIGH holatiga o'tadi. Kirishgan HIGH (+ V_{DD}) berilsa revers holat amalga oshib, sxemaning chiqishi erga tushadi (0 – er potentsiali nazarda tutildi). Bu sxema inverter bo'lib, ikki holatida ham chiqish impedansi kichik bo'ladi va sokinlik toki umuman bo'lmaydi. Bu sxemaning nomi CMOS (komplementar MOS) inverteri bo'lib, barcha raqamli CMOS logikaning asosiy tarkibini tashkil qiladi. Bu logik mikrosxemalar oilasi katta va juda katta integral sxemalarning (LSI va VLSI) asosini tashkil qilib, avval ishlatilgan bipolyar tranzistorlardan tashkil topgan tranzistor-tranzistor logika TTL mikrosxemalarini to'liq siqib chiqarib yubordi.



3.89-rasm. Katta off –impedansli nMOS inverterda chiqishdagi signalning o'sishi sig'imlar sababli uzoq vaqt davom etadi va muvofiq sig'imli shovqinlar paydo bo'ladi.

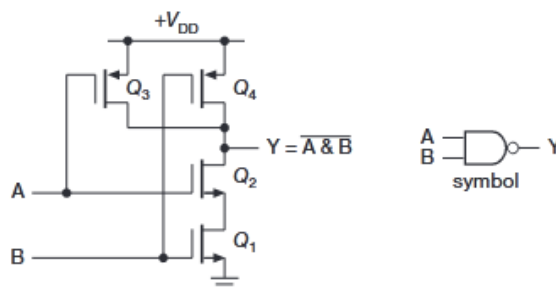


3.90-rasm. CMOS logik inverteri va uning shartli belgisi

CMOS inverteri o‘zaro ketma-ket ulangan ikkita, alternativ rejimlarda ishlaydigan komplementar MOSFET kommutatorlaridan tuzilgan bo‘lsa CMOS analogli kommutatori ikkita komplementar MOSFET kommutatorlari o‘zaro parallel ulanib birga ishlashiga ahamiyat bering.

3.11-masala. CMOS inverterda ishlatilgan komplementar MOS tranzistorlarning ikkisi ham umumiy source’li kuchaytirgich sxemasida ishlatilgan bo‘lsa, bipolyar tranzistorlarda yaratilgan ikki taktli kuchaytirgich sxemalari emitter qaytargichi sxemasida yig‘ilgan bo‘ladi (§2.4.1, 2.69-rasm). CMOS inverterning analogi bo‘lgan “komplementar bipolyar tranzistorli inverter sxemasini chizishga harakat qiling. Nima sababdan bu sxema ishlamaydi?

B.CMOS gatelar. Raqamli logika va mikroprotsessorlarga bag‘ishlangan boblarda (10 -14 –boblar) ancha ko‘p raqamli CMOSlar bilan tanishamiz. SHu joyda bizga aniqki CMOS kichik quvvatli logika oilasini tashkil qilib (sokinlikdagi quvvati nolga yaqin), kirish impedansi katta, chiqishidagi kuchlanish aniq manba ko‘lamda o‘zgarib turadigan qurilma ekan. Mavzuni yakunlashdan avval biz bir qo‘shimcha CMOS sxemani sizga ko‘rsatgimiz kelganiga qarshi tura olmadik (3.91-rasm). Bu logik NAND gatei bo‘lib, faqat ikki A va B kirishlari HIGH bo‘lganida chiqishi LOW bo‘ladi. Uning ishlashini tushunish juda oson: agar A va B kirishlarda HIGH bo‘lganida o‘zaro ketma-ket ulangan Q_1 va Q_2 nMOS kommutatorlari ON holatida bo‘ladi va chiqishni erga tushirib qo‘yadi, Q_3 va Q_4 rMOS kommutatorlari birgalikda OFF holatida bo‘ladi; demak tok oqmaydi. Endi, agar ikki kirishdan biri yoki ikkisi ham LOW bo‘ladigan bo‘lsa muvofiq rMOS kommutatori ON holatiga o‘tib, chiqishni HIGH holatiga chiqarib qo‘yadi; shunda Q_1 va Q_2 nMOSlarning biri yoki ikkisi ham OFF holatida bo‘lgani sababli ular orqali tok oqmaydi.



3.91-rasm. CMOS NAND gatei va uning shartli belgisi

Bu logik sxemaning nomi NAND gate, chunki u logik AND (va) funksiyasini bajaradi, ammo chiqishini invertlaydi (“NOT”) natijada NOT – AND funksiyasi NAND abreviatura bilan belgilanadi. Gatelar va uning variantlari 10-bob mavzusi bo‘lishiga qaramay, quyidagi masalalarni echishda o‘zingizning NAND gateingizni ishlatib ko‘ring.

3.12-masala. CMOS AND gateining sxemasini chizing. Eslatma: $AND = NOT\ NAND$.

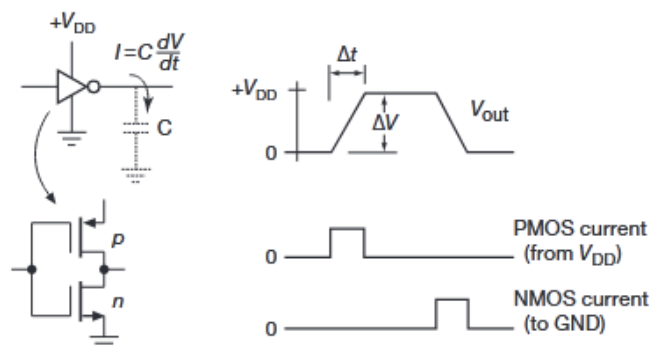
3.13-masala. NOR gateining sxemasini chizing: A yoki B kirishlardan biri (yoki ikkisi ham) HIGH bo‘lsa, chiqish LOW bo‘ladi.

3.14-masala. Buni topgandirsiz – CMOS OR gate sxemasini chizing.

3.15-masala. 3-kirishli CMOS NAND gate sxemasini chizing.

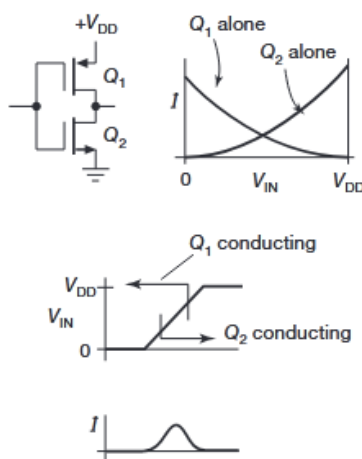
Biz ko‘rib chiqmoqchi bo‘lgan barcha CMOS logik sxemalarning barchasi yuqorida keltirilgan asosiy gatelardan yaratiladi. Juda kichik quvvat dissipatsiyasi va chiqishidagi kuchlanish manbaning maksimal va minimal qiymatlari oralig‘ida o‘zgarishi bilan birga CMOS logikani raqamli sxemalarda ishlatish eng qulay bo‘lgani uning mashhur bo‘lib ketganiga sabab bo‘ldi. Qo‘l soati va boshqa mikroquvvatli raqamli qurilmalarda faqat CMOS logikada ishlab chiqariladi. Noto‘g‘ri taassurot qoldirmaslik uchun CMOS logika *nol quvvatli* qurilma emas ekanligini qayd etaylik. Ularda oqadigan tok ikki

mexanizm asosida hosil bo‘ladi: (a) Holat o‘zgartirish jarayonida CMOS logikasi yuklamasidagi sig‘imlarni zaryadlash uchun $I = C dV/dt$ tokini ta‘minlashi kerak (3.92-rasm). Yuklama sig‘imi ikkita hosillovchidan iborat bo‘ladi: simlarning (“adashgan” sig‘imlari) va bu logikaga yuklama bo‘lgan boshqa logikaning kirish sig‘imi. Murakkab CMOS chiplari juda ko‘p gatelardan iborat bo‘lgani sababli, ularning holati o‘zgarishi jarayonida, yuklamaga tok bermasa ham ichki toklar mavjud bo‘ladi. Bu “dinamik” toklar qiymati chipdagi o‘tish jarayoni tezligiga proporsional bo‘lishi ajablantirmasligi kerak.



3.92-rasm. Sig‘imlarni zaryadlovchi toklar. Manbadan oladigan tokning o‘rtacha qiymati kommutatsiya tezligiga proporsional bo‘ladi va CVf qiymatiga teng bo‘ladi

(b) CMOS da oqadigan toklarning hosil bo‘lishining ikkinchi mexanizmi 3.93-rasmda ko‘rsatilgan: kirish kuchlanishi manba kuchlanishi bilan er oralig‘ida o‘zgarib turgani sababli holat o‘zgarishi-ning qisqa bir bo‘lagida ikki MOSFET ham ochiq bo‘ladi va shunda manbadan erga spike shaklida tok oqib o‘tadi. Bu tokni “A-sinf toki”, “otilgan o‘q” yoki “manbaning qichqirig‘i” deb nomlashadi. Buning xulasalarini 10 -12-boblarda ko‘rasiz. CMOSlarning bunga qo‘shimcha yana kamchiliklari bor (va barcha MOSFETlarda bo‘lganidek) ular statik elektrdan shikastlanishi mumkin. Buni §3.5.4Nda batafsil ko‘rib chiqamiz.



3.93-rasm. CMOS inverterining kirishidagi kuchlanish manba kuchlanishi bilan yer oralig‘ining o‘rtasiga to‘g‘ri kelganida ikki MOSFET ham qisman o‘tkazuvchan bo‘ladi, shunda ular orqali manbadan yerga qisqa tok spikei oqib o‘tadi.

MOSFETli quvvat kommutatorlari

MOSFETlar to‘yingan kommutator sifatida yaxshi ishlaydi, buni §3.1.1Bda keltirilgan oddiy sxemada ko‘rsatgan edik. Katta quvvatli MOSFETlarni shu kunlarda juda ko‘p kompaniyalar ishlab chiqaradi va ularning foydali sifatleri (katta kirish impedansi, osonlikcha parallel sxemasida ishlatish im-

koni,”ikkilamchi buzilishdan” holi ekanligi) katta quvvatli sxemalarda ishlatishga imkon berdi. Umu-man olganda, katta quvvatli MOSFETlarni muvofiq bipolyar tranzistorlardan ko‘ra ishlatish oson. Lekin, inobatga olinishi zarur bo‘lgan omillar, quvvat kommutatsiyasida bipolyar tranzistorlarni MOSFETlarga bevosita almashtirilganida nohush natijalarga olib kelishi mumkin. SHu omillarni batafsil ko‘rib chiqamiz va qaytarilmasligini oldini olamiz. Endi bizning qo‘llanmamizga ahamiyat bering.

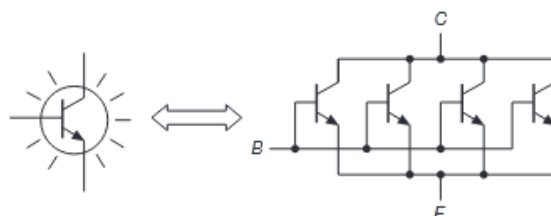
Katta quvvatli MOSFETlar. Birinchi yaratilgan FETlar bir necha o‘n milliamper tok o‘tkaza oladigan quvvatsiz qo‘rilma bo‘lgan. Ammo yaponlar 1970 yillar oxirida kashf qilgan “vertical-groove” “vertikal o‘yilgan” tranzistorlar situatsiyani tubdan o‘zgartirib yubordi. Diskret yarimo‘tkazgichli elementlarni ishlab chiqaradigan barcha firmalar shu kunlarda katta quvvatli MOSFETlarni ham albatta ishlab chiqaradi (misol uchun, Diods-Inc, IR, ON Semiconductor, RCA, Siliconix, Supertex, TI, Amperex, Ferranti, Siemens va SGS kabi Evropa kompaniyalari va juda ko‘p YAponiya kompaniyalari). Ular ishlab chiqargan MOSFETlar VMOS, TMOS, vertikal DMOS va HEXFET deb nomlangan. Ular tranzistorlar uchun ishlatilgan TO-220, TO-247 va D-PAK turlaridagi korpuslarda ishlab chiqariladi, kommutatsiya qiladigan kuchlanishlari 1500 voltgacha, toklari 1000 ampergacha (o‘zgarmas tokni 200 A) va ochiq tranzistorning qarshiligi R_{ON} 0.001Ω dan ham kichik bo‘lishini ta‘minlab beradi. Kichik quvvatli MOSFETlar bir dollardan ancha arzon bo‘lib, turli korpuslarda ishlab chiqariladi va, shu jumladan, integral sxemalarning asosiy qismi joylashtiriladigan DIP (dual in –line package) korpuslarda ham tranzistorlarning to‘plamlari ishlab chiqariladi. SHu kunlarda kichik quvvatli MOSFETlarni topish muammo bo‘lib qoldi, katta quvvatli larida bo‘lsa kamchilik yo‘q; 3.4a-jadvalda kichik quvvatli n-kanalli, 250 V kuchlanishgacha ishlaydigan MOSFETlar ro‘yxati keltirilgan, 3.4b-jadvalda boshqa kuchlanishlarda ishlaydigan n-kanalli MOSFETlar ro‘yxati keltirilgan va 3.6-jadvalda katta quvvatli depletion-mode MOSFETlarning yaxshi namunalari ro‘yxati keltirilgan. 3x-bobdan MOSFETlarning qo‘shimcha ro‘yxatlarini topishingiz mumkin.

3.5.1 Katta impedans, temperaturaga stabillik. Bipolyar tranzistorlar bilan solishtirganda, katta quvvatli MOSFETlarda ikkita afzallik bor, bu (a) ularning juda katta kirish impedansi (d_{cd} cheksiz), va (b) temperaturaga stabiligi bo‘ladi. Bular juda oddiy sifatlar bo‘lib ko‘rinsalar ham, ular to‘g‘risida ko‘p gapirish mumkin va muhim ehtiyotkorlik choralarini ham ko‘rib chiqish kerak bo‘ladi.

A. Kirish impedansi. Birinchidan, “cheksiz” kirish impedansi faqat dc uchun ta‘minlanadi, chunki o‘zgaruvchan tokda katta quvvatli MOSFETlarda mavjud bo‘lgan 1000 – 10,000 pF sig‘imlar kirish impedansini tushirib yuboradi. Bunga qo‘shimcha, kommutatsiya zanjirlarida ishlatiladigan MOSFETlarda feedback sig‘imini, ya‘ni drain-gate sig‘imi (reverse transfer C_{rss} sig‘imi deb ham ataladi) hamda Miller effekti (§2.4.5) hisobiga bu sig‘im qiymati kattalashtirilishini ham hisobga olishingiz kerak bo‘ladi. §3.5.4da Miller effekti va uning MOSFETlar katta tezlikda ishlaganida ko‘rsatadigan ta’sirlarini signallardagi o‘zgarishlar namunalari ko‘rsatamiz. MOSFETlarning bu xarakteristikasi bo‘yicha xulosa qilib aytish mumkinki, uning katta yuklamani bir necha o‘n nanosekund davomida kommutatsiya qilishi uchun gateiga bir necha amper tok berish kerak bo‘lgani cheksiz kirish impedansiga ega bo‘lgan qurilmaning xarakteristikasi bo‘lmasa kerak!

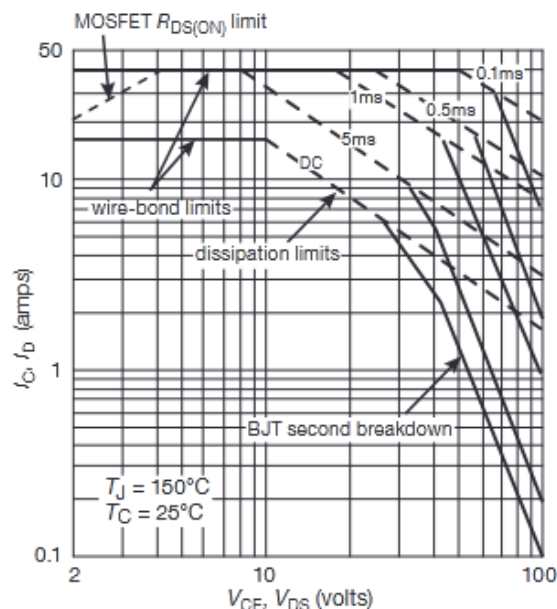
B. Temperaturaga stabillik. Ikkinchidan, MOSFETlarning xarakteristikalariga temperatura ko‘rsatadigan ta’sirini ikkita mexanizmi mavjud: temperatura ortishi bilan tranzistorning R_{ON} qarshiligi kattalashadi va faqat tranzistorning drain toklari ko‘lamining yuqori chekida temperatura ortishi bilan drain toki kamayadi (V_{GS} kuchlanishi konstanta bo‘lganida); §3.6.3dagi 3.14, 3.115 va 3.116 rasmlarni ko‘ring. Tranzistorlarning shu oxirgi sifati katta quvvatli sxemalar uchun juda muhim va tushinib olish uchun juda ahamiyatli: katta quvvatli tranzistorlarning (bipolyar yoki FET) pn-kontaktlarining yuza maydoni katta bo‘lgan holatini, yagona kuchlanish manbaidan ishlaydigan va o‘zaro parallel ulangan ko‘p sonli kichik quvvatli tranzistorlardek tassavvur qilish mumkin (3.94-rasm). Katta quvvatli bipolyar

tranzistorlarda (V_{BE} kuchlanishi konstanta bo'lganida) kollektor tokining musbat temperatura koeffitsientiga ega ekanligini (taxminan $+9\%/^{\circ}\text{C}$, §2.3da ko'ring) pn-kontaktning qizib ketgan nuqtalarida tokning zichligi ortishi sababli temperatura qo'shimcha ko'tarilishi bilan izohlash mumkin. V_{CE} kuchlanishi va I_C tok yetarli darajada katta bo'lganida kollektor tokining bunday ortib ketishi tranzistorni temperatura ta'sirida shikastlanishiga olib kelishi mumkin. Demak, katta quvvatli bipolyar tranzistorlar bexavotir ishlash ko'lamini uning chiqish xarakteristikalarida ($I_C = f(V_{CE})$) tranzistorning faqat joyiz quvvat dissipatsiyasi bilan chegaralangan. MOSFETning drain toki manfiy temperatura koeffitsientiga ega bo'lgani tufayli bunday tokning zichlashishi ularda mutlaqo kuzatilmaydi.



3.94-rasm. Katta quvvatli tranzistorlarni, parallel ulangan kichik quvvatli tranzistorlardek tassavvur qilish mumkin.

Demak, MOSFETlarda ikkilamchi shikastlanish kuzatilmaydi va ularning xavfsiz ishlash ko'lamini faqat tarqatilgan issiqligi bilan chegaralanaadi (3.95-rasmda npn va NMOS quvvat tranzistorlari o'zaro solishtirilgan). Shu ajoyib xususiyati tufayli MOSFETlarda yig'ilgan quvvat kuchaytirgichlari, bipolyar tranzistorlarda bo'lgani kabi tez ishdan chiqavermaydi va yana bir afzallik shundan iboratki, MOSFETlarni bexatar parallel ulayversa bo'ladi, aksincha parallel ulangan bipolyar tranzistorlarning xavfsizligini ta'minlash uchun emitterlariga albatta ballast rezistor ulash kerak bo'ladi.



3.95-rasm. Katta quvvatli MOSFETlar ikkilamchi shikastlanish bilan og'rimaydi: 160 W bipolyar tranzistorning (MJH6284) bexatar ishlash ko'lamini MOSFET (RFP40N10) bilan solishtiring.

I_D drain tokining (V_{GS} kuchlanishining belgilangan qiymatida) temperatura koeffitsienti manfiy bo'lgani va shu tufayli MOSFETlarni bexavotir o'zaro parallel ulash mumkin ekan degan tushunchaning (bipolyar tranzistorlarni o'zaro parallel ulash uchun ularning kollektor toklarini "emitter-balasti" rezistorlari bilan tenglashtirib olish talab etiladi) kuchaytirgich loyihachilarida paydo bo'lishi yaxshi

emas⁷⁴. MOSFETlarni katta tok rejimida ishlatib, stabil manfiy temperatura koeffitsientiga erisha olgan holingizda ana shunday qilishingiz mumkin bo‘lar edi. Ammo, amaliyotda quvvat dissipatsiyasi sababli siz bunday rejimlarda ishlay olmaysiz, bu to‘g‘risida batafsil §9.4.1Ada gapiramiz. Kichik drain toklarida temperatura koeffitsienti musbat va nostabil bo‘ladi, o‘zaro parallel ulangan MOSFETlardan birining toki albatta ortib ketib, quvvat dissipatsiyasi ortadi va qizish natijasida tranzistorning shikastlanishiga olib keladi. Bu muammoning yechimi har bir parallel ulangan tranzistorlarning source zanjirida ballast rezistorini o‘rnatish bo‘ladi. SHunda barcha MOSFETlar yagona ishlab chiqaruvchining bir turdagi tranzistorlari bo‘lishi va ballast rezistorida ishchi toki bir volt atrofidagi kuchlanish tushuvi hosil qilishi kerak. Aksincha, kommutatsion rejimda ishlaydigan katta quvvatli MOSFETlarni o‘zaro parallel ulashingiz mumkin. Bu rejimda MOSFETlar kichik V_{DS} kuchlanishlari ko‘lamida ishlaydi (bu rejimda R_{ON} qarshiligi taxminan konstanta qiymatiga ega bo‘ladi, tranzistorning to‘yinganlik rejimidagi drain I_D toki konstanta bo‘lganining aksi): R_{ON} qarshiligining musbat temperatura koeffitsienti toklarning parallel ulangan MOSFETlarga taqsimlanishini stabilizatsiya qiladi. Ballast rezistorlariga hojat qolmaydi. Bu to‘g‘risida ko‘proq §3.6.3da gapiramiz.

3.5.2 Katta quvvatli MOSFETlarning kommutatsiya parametrlari

Katta quvvatli MOSFETlarning asosiy qismi enhancement turini tashkil qiladi va kanallari n va p-turda bo‘lishi mumkin. Ularning parametrlari V_{DSS} – shikastlantiruvchikuchlanish (ko‘lami 12 Vdan 4.5 kVgacha n- kanalli va 500 Vgacha r-kanalli tranzistorlar uchun); kanalning ON holatidagi qarshiligi $R_{DS(on)}$ (0.8 m Ω -kichik qiymati); tranzistorlardagi tok va quvvat muvofiq 1000 A va 1000 Wgacha bo‘lishi mumkin; C_{rss} va C_{iss} gate sig‘imlari (muvofiq 2000pF va 20,000 pFgacha). Bu namoyishda bizga yomg‘ir kerak! Bu odam tassavvur qilishi qiyin bo‘lgan katta tok va quvvatlar ko‘lamlari odatda 25°C temperatura uchun keltiriladi, shunda pn-kontaktning joyiz temperaturasi 175°C bo‘lishi mumkin deb belgilangan (shunda ajoyib parametrb o‘lib ko‘ringan juda kichik R_{ON} qarshiligi kontaktning 25°C temperaturasi uchun keltirilgan!). Agar siz Janubiy qutbda istiqomat qilmasangiz, katta quvvat kommutatsiyasi uchun bu sharoitlar to‘liq noreal⁷⁵. §3.5.4Ddagi mavzuga qarang.

⁷⁴ Belgilangan V_{BE} kuchlanishida I_C kollektor tokining temperatura koeffitsienti musbat bo‘lgani uchun, §§2.3 va 2x.2larni ko‘ring.

⁷⁵ Datasheetlarda ishlab chiqaruvchilar parametrlarning kamaytiruvchi koeffitsientlarni keltirishadi, ammo birinchi betdagi bannerda buni ko‘rsatishni unutishadi

Table 3.4a MOSFETs — Small *n*-channel (to 250V), and *p*-channel (to 100V)

n-channel 250V										p-channel 250V									
nMOS type	Pkg ¹	V_{DS} (V)	$P_{D,TC}$ (W)	I_D (A)	$R_{DS(on)}$ (m Ω)	$Q_{g,TC}$ (nC)	C_{iss} (pF)	Cost ² (\$US)		pMOS type	Pkg ¹	V_{DS} (V)	$P_{D,TC}$ (W)	I_D (A)	$R_{DS(on)}$ (m Ω)	$Q_{g,TC}$ (nC)	C_{iss} (pF)	Cost ² (\$US)	
ZVM4424	TO-62	+240	0.7	0.3	4.30	2.5	8	180	0.05	250V	TO-18	-60	0.7	0.3	80	5	0.5	45	0.35
BSP489	SOT-223	+240	1.5	0.4	2.80	10	-	100	0.48	BT060MD	TO-62	-60	0.7	0.3	80	5	0.5	45	0.35
ZVM128	TO-62	+200	0.7	0.2	6.0	3	2	55	0.33	BSP530P	TO-62	-45	0.7	0.3	90	10	-	60	0.81
BS107A	TO-62	-200	0.4	0.2	5.0	10	-	60	0.31	ZVP106A	TO-62	+60	0.7	0.25	30	10	1.8	100	0.61
FQM70Z	SOT-223	+200	2.2	0.7	1.00	4.5	4	240	0.34	BSP54	SOT-23	+50	0.3	0.13	30	5	1	35	0.36
FQT410L	SOT-223	+100	3	1.2	300	5	4.6	200	0.37	ND5000S	SOT-23	+60	0.4	0.18	120	4.5	0.8	79	0.25
ZXMN10A06G	SOT-23	+100	1.1	0.6	300	10	7.8	500	0.57	FDW304P	SOT-23	+25	0.4	0.3	120	2.7	0.75	63	0.37
ZXMN10A06G	SOT-223	+100	2	1.5	300	10	7.7	400	0.46	FDM358P	SOT-23	+30	0.5	1.5	161	4.5	4	182	0.34
VN2232LL	TO-62	-60	0.4	0.1	7.50	10	-	<60	0.38	ZXMP448G	SOT-223	+40	2	3	83	4.5	14	1000	0.80
VN092M	TO-62	-60	0.7	0.2	6.60	5	1.1	48	0.18	BF730S	SOT-8	-30	2.5	3	60	10	27	870	0.37
PHL000ND6T	SOT-23	+60	0.2	0.1	2.80	4	1	15	0.21	NTM171P	SOT-23	+30	0.5	1.5	60	4.5	16	730	0.13
2N7000	TO-62	-60	0.4	0.2	2.50	5	1	30	0.37	DMF4030	SOT-8	+40	1.6	3	55	4.5	6.9	670	0.54
2N7002	SOT-23	-60	0.2	0.1	2.50	4.5	0.8	30	0.16	5H40S20P	SOT-8	+30	2.5	6	38	4.5	15	1250	0.53
2N7002W	SOT-23	-60	0.38	0.1	2.50	4.5	0.7	35	0.15	BF7434	SOT-8	+30	2.5	7	30	4.5	75	4000	0.73
ND57002A	SOT-23	+60	0.36	0.30	1.30	4.5	0.8	80	0.37	5H40S20P	SOT-8	+30	2	7 ²	13	2.5	28	5800	1.03
5H3084DL	SOT-223	+60	0.18	0.15	1.40	4.5	0.4	-	0.38	LPF07H3	TO-62	-16.5	1	0.4	1.20	3	1.6	180	0.82
BSP338	SOT-23	+50	0.36	0.25	1.00	4.5	0.85	37	0.15	ZXMP103P	SOT-23	+30	0.6	0.5	550	2.7	1.8	150	0.39
ZVM106A	TO-62	+60	0.7	0.3	800	10	1.5	75	0.48	ND5330P	SOT-23	+30	0.5	0.7	250	2.7	2.4	185	0.38
ZVM106A	TO-62	+60	0.85	1.0	320	5	3.5	220	1.11	RLM1440P	SOT-23	+30	1.3	2.3	80	2.5	5	630	0.33
ND1305S	SOT-223	+60	3	1.7	84	10	9	250	0.34	5D4430W	TSSOP-6	+20	2	3.4	70	2.7	5.5	640	0.42
PH1000SL	SOT-223	+55	8.3	5 ²	65	5	11.8	500	0.75	5G315MD3	SOT-23	+20	0.57	2.1	71	1.8	8	715	0

This table shows selected representative MOSFETs. The left nMOS column lists TO-92 and small surface-mount parts. The right column lists all pMOS parts up to 100 V. The lists are sorted by decreasing switch spec, $R_{DS(on)}$. Ignore parts with inadequate V_{DS} , and evaluate parts with a good switch I_D spec margin. Study candidate data sheets for viability. Amplifiers and linear regulators rely on the P_D spec. But $R_{JA} \sim 125^\circ\text{C}/P_D$, and the junction temp will be $T_J = T_A + P_D(R_{JA})$, where the latter term is your heat sink thermal path. Both R_{JA} terms vary widely for different packages, and the P_D spec is useful only in that context. You may find that high-voltage parts have lower $R_{DS(on)}$.

Table 3.4b *n*-channel Power MOSFETs, 55V to 4500V^a (page 1 of 3)

Part # ^a	Package ^b	Manufacturer ^c Surface mount	V_{DS} 25°C (V)	P_{Diss} (W)	I_D ($V_{GS}=10V$)			$R_{DS(on)}$ (°C/W)	$g_{FS(on)}$		at V_{GS} Gate driver superjunction ^k	Charge		Capacitance ^{l,m} (pF, 25V ⁿ)			Cost ^o US \$	year of intro ^q	
					$I_{D(on)}$ typ ^j	$I_{D(on)}$ max ^j	$R_{DS(on)}$ typ ^j		$g_{FS(on)}$ typ ^j	$g_{FS(on)}$ max ^j		Q_G^A typ ^j	Q_G^B typ ^j	C_{iss} typ ^j	C_{oss} typ ^j	C_{rss} typ ^j			
2.5 to 4.5kV																			
IXT102N450	TO-268	ix	-4500	113	0.6	0.2	0.34	1.1	4800	6250	10	-	10.6	5.5	346	19	5.8	17.05	2013
IXT11N450HV	TO-268HV	ix	-4500	520	3	1	0.8	0.24	720	850	10	-	40	20	1730	78	28	28.67	2013
IXTL2N450	2s-Pak	ix	-4500	220	8	2	1.3	0.56	160	200	10	-	180	83	6860	267	105	88.80	2013
IXTH02N250	TO-247	ix	-2500	83	0.6	0.2	0.34	1.5	3850	4500	10	-	2.4	5.3	116	8	3	9.52	2013
1500V																			
2SK1317	TO-3P	R	-1500	100	7	2.5	1.5	1.25	9000	12000	10	-	-	-	930	125	60	5.46	2004
STP3N150	TO-220	ST	-1500	140	10	2.5	1.6	0.89	6000	9000	10	-	29.3	17	939	102	13.2	4.64	2008
STP4N150	TO-220	ST	-1500	160	12	4	2.5	0.78	5000	7000	10	-	30	9	1300	120	12	4.25	2003
IXTH8N150	TO-247	ix	-1500	540	24	6	4	0.23	2905	3500	10	-	67	36	2230	170	64	6.07	2010
1200V																			
IXTY02N120	D-Pak	ix	-1200	33	0.6	0.2	0.2	3.80	600	750	10	-	4.7	3.2	104	8.6	1.9	2.92	2009
IXTP1N120P	TO-220	ix	-1200	63	1.8	1	0.7	2	160	200	10	-	17.6	10.6	550	25	5.4	2.46	2007
IXTP3N120	TO-220	ix	-1200	200	12	3	2.5	0.62	3725	4500	10	-	42	21	1100	110	40	4.65	2003
STP6N120K3	TO-220	ST	-1200	150	20	6	3.8	0.83	1950	2400	10	-	39	23.5	1050	90	3	4.28	2010
IXFH16N120P	TO-247	ix	-1200	680	25	16	8	0.19	850	950	10	-	120	47	6900	290	48	11.02	2007
IXFX26N120P	TO-264	ix	-1200	960	60	26	19	0.13	380	460	10	-	225	96	16000	735	58	19.28	2007
IXFN32N120	SOI-227	ix	-1200	780	128	32	20	0.16	290	350	10	-	400	188	15000	1000	260	27.25	2001
CMF20120D ^a	TO-247	Cr	-1200	215	90	42	24	0.44	80	100	20	-	91	43	1915	120	13	32.05	2011
800-1000V																			
IXTY01N100	D-Pak	ix	-1000	25	0.4	0.1	0.1	5	600	800	10	-	6.9	3	54	6.9	2	0.93	2004
IXTA05N100	D-Pak	ix	-1000	40	3	0.75	0.5	3.1	150	170	10	-	2.8	4.1	260	22	8	1.68	2006
IXTP1N100	TO-220	ix	-1000	54	6	1.5	0.9	2.3	8300	11000	10	-	14.5	7.5	400	37	13	0.93	2002
FQD2N100	D-Pak	F	-1000	50	6.4	1.6	1	2.5	7100	9000	10	-	12	6.5	400	40	5	0.79	2001
STD2NK100Z	D-Pak	ST	-1000	70	7.4	1.85	1.16	1.8	6750	8500	10	-	16	9	439	53	9	2.19	2006
STP2NK100Z	TO-220	ST	-1000	70	7.4	1.85	1.16	1.8	6750	8500	10	-	16	9	439	53	9	2.16	2006
IRFBC20	TO-220	IR	-1000	54	5.6	1.4	0.86	2.3	8000	11000	10	-	27	15	500	52	17	1.02	1993
IRFBC30	TO-220	IR	-1000	125	12	3.1	2	1	4000	5000	10	-	50	30	980	140	50	1.31	1993
STP5NK100Z	TO-220	ST	-1000	125	14	3.5	2.2	1	2700	3700	10	-	42	22	1154	106	21	2.52	2005
FQABN100	TO-3P	F	-1000	225	32	8	5	0.56	1200	1450	10	-	53	23	2475	195	16	2.28	2005
IXTX24N100	TO-247	ix	-1000	568	96	24	16	0.22	333	400	10	-	267	142	8700	785	315	15.53	2009
FQPN900C	TO-220	F	-900	205	32	8	2.8	1.85	1120	1400	10	-	45	18	2100	175	14	1.73	2002
FQD1N80	DPak	F	-800	45	4	1	0.63	2.78	15000	20000	10	-	5.5	3.3	150	20	2.7	0.22	1999
STQ1NK80	TO-92	ST	-800	3	5	0.25	0.16	40	13000	16000	10	-	7.7	4.5	160	26	7	0.25	2004
STN1NK80	SOI-223	ST	-800	2.5	5	"	"	50	"	"	"	"	"	"	"	"	"	0.75	2004
STD1NK80	DPak	ST	-800	45	5	"	"	2.78	"	"	"	"	"	"	"	"	"	0.64	2004
SPP02N80C3	TO-220	Inf	-800	42	6	2	1.2	3	2400	2700	10	-	12	6	230	130	6	1.04	2005
FQPTN80C	TO-220	F	-800	167	26	6.6	4.2	0.75	1570	1900	10	-	27	11	"	"	10	1.25	2000
SPP1N80C3	TO-220	Inf	-800	156	33	11	7.1	0.8	390	450	10	-	50	25	1600	800	40	2.72	2003

Notes: (a) sorted by voltage groups, then by descending $R_{DS(on)}$; parts with rated below 55V are not included; many MOSFETs have an alphanumeric part-number scheme, e.g., 10N60, where 10 is the continuous current capability, N means n-channel, and the last number is $V_{DS}/10$, so 60 means 600 volts; for these parts a prefix letter usually indicates the package type. (b) same as row above. (c) the maximum continuous current with $T_C = 25^\circ\text{C}$ (manifestly impossible), assuming $T_J = 150^\circ\text{C}$; in some cases the current is limited by the package (bonding wires). (d) P_{Diss} for $T_{Case}=25^\circ\text{C}$ from datasheet. (e) at $T_J = 25^\circ\text{C}$. (f) parts in *italics* have super-junction technology; specs are at $V_{GS} = 50$ or 100V. (g) max. (h) Cr = Cree, F = Fairchild, Inf = Infineon, IR = International Rectifier, ix = IXYS, M = MXP, R = Renesas, ST = STMicroelectronics, Su = Supertex, To = Toshiba, V = Vishay. (i) package types (check datasheet to see which pins the ridge offers for that part); plastic power types with three leads are (largest first): TO-264 with 0.215" lead spacing (to match TO-3 center hole and insulated side mounting notches), TO-247 (same spacing, optional center hole), TO-3P (same spacing and center hole, both to match TO-3), TO-220 (smaller with 0.2" tab with hole, 0.7" lead spacing, very popular); the I-PAK (TO-252) is a "narrow-clip TO-220" stand-up part with 0.1" pitch (three leads plus tab), while the D-PAK (TO-263) is an SMT version (2 leads plus tab); the I-PAK (TO-252) is a smaller version of the D-PAK (i.e., stand-up, 2 leads plus tab, 0.09" pitch), with its corresponding D-PAK (TO-253) SMT version (2 leads plus tab); SOI-223 three leads 0.09" spacing with short tab; power SO-3P is similar to SOIC-3 with a metal "power pad"; LFPAK-SOI668 has SO-4 footprint replacing 4 pins with drain tab; the SOI-227 package measures 1x1.5 in, has four #4 captive nut spade-leg lead connections, and a super-useful insulated metal heat-sink plate. (j) qly 100. (k) $R_{DS(on)}$ typ for $T_J = 25^\circ\text{C}$; if hot, scale by 1.5 to 2x for low-voltage parts, or by 2.5 to 3.5x for high-voltage parts, see Chapter 3x. (l) total gate charge to V_{GS} ; gate switching loss = $Q_G V_{GS} f$. (m) drain capacitive switching loss = $C_{oss} V_{DS} f$. (n) typical. (o) at the V_{GS} at which $R_{DS(on)}$ is specified. (p) newer -N version costs less, but has higher $R_{DS(on)}$. (q) this is a silicon-carbide (SiC) rather than silicon MOSFET; these have lower capacitance but require higher gate voltages. (r) m/d year-of-introduction; see "A 30-year MOSFET Saga" in chapter 3x. (s) guideline conservative estimate, saturated switch at V_{GS} , $T_C = 75^\circ\text{C}$.

Usage comments: • when scanning the list for low C_{oss} , or maximum power, or low $R_{DS(on)}$, etc., you may find a better part for your spec, with much higher V_{DS} than required — especially true for high-power capability, a linear servo or power transistor. • 500V parts have been superseded by 600V parts by many manufacturers. • linear apps often need power dissipation capability; this is often better with older large-die parts; newer designs use narrow V-grooves to achieve low $R_{DS(on)}$, and therefore require much less die area. There are good candidates in the table.

Table 3.4b n-channel Power MOSFETs, 55V to 4500V² (page 2 of 3)

Part # ¹	Package ²	Manufacturer ³ Surface mount	V _{DS} 25°C (V)	C _{iss} (pF)	I _D (V _{GS} =10V)			R _{DS(on)} (mΩ)	A _{Qspq} ⁸		Q _g (nC)	Q _{rr} (nC)	V _{th} (V)	Gate driver requirements ⁹	Charge		Capacitance ^{10,11} (V _{GS} =25V ¹²)			Cost ¹³ US \$	year of intro ⁷	
					pulse	50°C	100°C		typ ⁴	max					C _{iss} typ ¹⁴	C _{oss} typ ¹⁵	C _{rss} typ ¹⁶					
600V																						
VNM60H3, NB	TO-92	Su	600	1	0.5	0.16	0.12	125	25000	25000	5	-	-	5.5	4	120	10	5	0.84	2000		
FOU60H3C	TO-92	F	600	3	1.2	0.3	0.18	50	9000	11500	10	-	-	4.8	2.7	130	19	3.5	0.31	2003		
FOD60H3C	DFPak	F	600	28	4	1	1.6	4.5	*	*	*	-	-	*	*	*	*	*	0.47	2003		
SFD60H3c3	DFPak	IR	600	11	1.6	0.8	0.5	11	5000	6000	10	-	-	2.2	0.9	100	40	2.5	0.60	2003		
RTF60H3P	TO-220	Is	600	55	4	2	1.4	2.25	4200	5500	10	-	-	7	2.1	240	26	3.5	0.79	2005		
FOP60H3C	TO-220	F	600	54	8	2	1.35	2.32	3600	4700	10	-	-	8.5	4.1	180	20	4.3	0.60	2002		
FOP60H3C	TO-220	F	600	75	12	3	1.8	1.67	2800	3400	10	-	-	10.5	4.5	435	45	5	0.70	2005		
FOP60H3C	TO-220	F	600	100	18	4.5	2.6	1.25	2000	2500	10	-	-	15	6.6	515	55	6.5	0.75	2003		
FOP60H3N2	TO-220	F	600	100	18	4.5	2.7	1.25	1620	2000	10	*	-	10	4	450	50	5	0.82	2011		
SFD60H30	DFPak	Inf	600	38	9.6	3.2	2	3.3	1280	1400	10	-	-	13	6	400	150	5	0.84	2002		
FOP60H3N2	TO-220	F	600	147	26	6.5	3.9	0.85	1050	1250	10	-	-	13	5.6	550	70	7	1.10	2010		
STF60H30	TO-220	ST	600	45	20	5	3	2.8	840	900	10	-	*	14	7.7	303	25	1.1	1.31	2008		
FOD60H3	DFPak	F	600	142	30	2.4	4.7	0.88	800	1000	10	-	-	29	14.5	1100	135	16	1.14	2000		
FOP60H3N2	TO-220	F	600	185	40	10	6	0.68	640	750	10	*	-	23	8	1110	130	10	1.49	2010		
STF60H3MS	TO-220	ST	620	70	28	7	4.4	1.8	560	630	10	-	*	15	6	680	78	2	4.48	2009		
FOP60H3N	TO-220	F	600	64	20	6.8	4.3	1.95	460	570	10	-	*	18	6	719	30	2.1	1.60	2009		
STF60H3MS	TO-220	ST	620	85	36	9	5.6	1.5	430	480	10	-	*	17	8.5	644	78	2.5	1.67	2012		
FOP60H3N	TO-220	F	600	83	27	9	5.7	1.5	330	385	10	-	*	22	7.1	930	35	2	2.37	2009		
IKM60H3W	TO-220	To	600	100	39	9.7		1.25	327	380	10	-	*	20	9.5	700	20	2.3	2.04	2012		
FDA60H30	TO-3P	F	600	300	24	18.5	11.7	0.42	300	380	10	-	-	70	33	2800	350	35	2.71	2000		
SFP60H3CPD	TO-220	Inf	600	156	33	13	8.4	0.80	280	330	10	-	-	63	38	1820	520	21	2.87	2006		
STF60H3MSD	TO-220	ST	600	125	56	14	9	1	270	299	10	-	*	40	22	1250	65	5	3.42	2007		
MP60H300C6	TO-220	Inf	600	104	40	14	8.7	1.2	250	280	10	-	*	43	22	950	60		1.95	2009		
SFP60H3C3	TO-220	Inf	600	156	45	15	9.4	0.8	250	280	10	-	-	63	29	1660	540	40	2.33	2002		
FOP60H3N	TO-220	F	600	116	39	13	8.2	1.07	244	258	10	-	*	30	9.5	1325	50	3	2.41	2009		
SHP60H30E	TO-220	V	600	180	39	15	9.6	0.7	230	280	10	-	*	38	17	1350	70	5	1.77	2011		
STF60H3MS	TO-220	ST	620	90	48	12	7.3	1.4	230	279	10	-	*	31	12	1250	30	3	2.96	2011		
MP60H30CP	TO-220	Inf	600	104	40	12	8	1.2	230	250	10	-	*	26	9	1200	54		2.56	2010		
STF60H3N	TO-220	ST	600	125	64	16	10	1	200	220	10	-	*	44	25	1330	84	4.6	3.82	2009		
MP60H30CP	TO-220	Inf	600	139	51	16	10	0.9	180	199	10	-	*	32	11	1220	72	2	2.88	2006		
RTF60H30K	TO-247	IR	600	500	110	27	18	0.29	180	220	10	-	-	105	50	4660	460	41	5.53	2002		
IKM60H3W	TO-220	To	600	130	63	16.8	11	0.96	160	190	10	-	*	38	16	1350	35	4	2.86	2012		
STF60H3MS	TO-220	ST	620	125	68	17	10.7	1	150	179	10	-	*	50	23	1950	46	3	2.33	2010		
SHP60H30E	TO-220	V	700	250	20	24	16	0.5	120	145	10	-	-	81	37	2740	122	4	2.45	2009		
DFH60H30P3	TO-247	Is	600	1040	125	50	35	0.32	118	145	10	-	-	94	23	6200	620	2.5	4.95	2011		
MP60H30CP	TO-220	Inf	600	255	93	31	19	0.5	90	99	10	-	*	60	20	2800	130	100	4.68	2005		
SFPH60H3C3	TO-247	Inf	600	415	141	47	30	0.3	60	70	10	-	-	252	121	9800	2200	145	5.00	2004		
FCH60H3N	TO-247	F	600	368	141	47	30	0.34	52	62	10	-	*	115	34	5037	260	2.5	9.97	2010		
IRH60H30C	SOI-227	Is	600	568	-	75	60	0.32	30	36	10	-	-	500	220	15000	6000	300	33.33	2003		
FCH60H3N	TO-247	F	600	543	220	76	48	0.23	28	36	10	-	*	218	66	9380	370	3.3	18.80	2010		
500V																						
IRF820	TO-220	IR	500	50	8	2.5	1.6	2.5	2500	3000	10	-	-	16	8.2	360	92	37	0.43	1980		
IRF830	TO-220	IR	500	24	18	4.5	2.9	1.7	1900	1500	10	-	-	26	12	610	100	68	0.59	1980		
IRF840	TO-220	IR	500	125	32	8	5.1	1	800	850	10	-	-	52	22	1300	310	120	0.70	1982		
FOP60H3N2	TO-220	F	500	78	18	4.5	2.7	4.1	1280	1500	10	*	-	9	4	330	50	4	0.95	2010		
STDSH302	DFPak	ST	500	20	12.6	4.4	2.7	1.78	1220	1500	10	*	-	20	10	535	75	17	1.06	2002		
FOP60H30	TO-220	F	500	89	28	7	4.2	1.4	700	900	10	-	-	12.8	5.8	720	95	9	1.07	2006		
FOP60H30	TO-220	F	500	147	36	9	5.7	0.85	580	730	10	-	-	28	12.5	1100	100	20	0.72	2002		
IRFP450	TO-247	IR	500	180	56	14	9	0.65	350	400	10	-	-	110	55	2000	720	340	2.12	1993		
IRFP460	TO-247	IR	500	280	80	20	13	0.45	230	270	10	-	-	150	70	4200	870	280	2.58	1993		
STW60H302	TO-247	ST	500	190	68	20	12.6	0.66	230	270	10	*	-	85	42	2600	328	72	3.15	2002		
FDA28H30	TO-3P	F	500	310	112	28	17	0.4	122	155	10	-	-	80	32	3866	526	42	3.81	2007		
FOP60H3N	TO-220	F	500	305	66	22	13.8	0.61	140	165	10	-	*	45	14.5	1950	76	3	4.67	2007		
FDH44H30	TO-247	F	500	250	176	44	32	0.2	110	120	10	-	-	90	31	5335	645	40	6.80	1998		
DFH60H30P	SOI-227	Is	500	700	200	80	45	0.18	54	65	10	-	-	135	64	12700	1280	120	18.77	2004		
DFH60H30P	TO-264	Is	500	1250	250	100	75	0.10	44	49	10	-	-	240	78	20000	1700	140	16.18	2005		

Table 3.4b *n*-channel Power MOSFETs, 55V to 4500V² [page 3 of 3]

Part #	Package ^P	Manufacturer ¹ Surface mount	V _{DS} 25°C (V)	P _D max (W)	I _D (V _{GS} =10V)			R _{DS(on)} (°C/W)	R _{DS(on)}		V _{DS} at Gate driver source / sink current ²	Charge		Capacitance ^{3,4,5} (V _{GS} =25V ⁶)			Cost ⁶ US \$	year of intro ⁷	
					I _{DS} A	I _{DD} % A	I _{DS} % A		typ ⁸ (mΩ)	max (mΩ)		Q _g ⁹ typ (nC)	Q _{gd} ⁹ typ (nC)	C _{iss} typ (pF)	C _{oss} typ (pF)	C _{rss} typ (pF)			
200-400V																			
IRF710	TO-220	IR	400	36	6	2	1.2	3.5	3100	3600	10	-	5.7	2.2	170	34	6.3	0.38	1980
IRF720	TO-220	IR	400	50	13	3.3	2.1	2.5	1300	1800	10	-	15	7	400	120	47	0.28	1980
IRF730	TO-220	IR	400	74	22	5.5	3.5	1.7	740	1000	10	-	24	13	700	170	64	0.53	1980
IRF740	TO-220	IR	400	125	40	10	6.3	1.0	435	550	10	-	43	21	1400	330	120	0.67	1981
STP7NK402	TO-220	ST	400	70	22	5.4	3.4	1.78	850	1000	10	-	19	10	535	82	18	1.13	2002
STP11NK402	TO-220	ST	400	110	36	9	5.67	1.14	490	550	10	-	32	18.5	930	140	30	1.45	2003
FQP17M40	TO-220	F	400	170	64	16	10.1	0.74	210		10	-	45	21.7	1800	270	30	1.45	2006
IRFP244	TO-220	V	250	150	60	15	9.7	0.83	180	280	10	-	63.0	39	1400	320	73	2.99	1997
FQP16M25	TO-220	F	250	250	64	16	10	0.88	180	230	10	-	27	15	900	190	23	1.36	2000
FQA30M40	TO-3P	F	400	280	120	30	19	0.43	107	140	10	-	90	46	3400	580	60	3.53	1999
FDP33M25	TO-220	F	250	235	132	33	20	0.53	77	94	10	-	36.8	17	1640	30	39	1.23	2006
FDP2710	TO-220	F	250	403		50	31	0.48	36	42	10	-	78	18	5470	426	97	2.92	2007
FDA80M25	TO-3P	F	250	480	276	69	44	0.28	34	41	10	-	77	37	3570	780	84	2.50	2006
IXTH120N25P	TO-264	Ix	250	700	300	120	80	0.18	19	24	10	-	185	89	8000	1300	220	8.16	2004
IRF610	TO-220	IR	200	36	10	3.3	2.1	3.5	1250	1500	10	-	6.3	3.2	140	53	15	0.28	1980
IRL620	TO-220	IR	200	50	21	5.2	3.3	2.5	630	800	5	-	8.2	5.5	360	91	27	1.03	1993
IRF620	TO-220	IR	200	50	18	5.2	3.3	2.5	550	800	10	-	10.6	5	260	100	30	0.38	1980
IRL630	TO-220	IR	200	74	36	9	5.7	1.7	290	400	5	-	24	24	1100	270	70	1.08	1989
IRF630	TO-220	IR	200	74	36	9	5.7	1.7	270	400	10	-	27	14	800	240	76	0.46	1980
IRL640	TO-220	IR	200	125	68	17	11	1.0	125	180	5	-	42	24	1800	400	120	0.78	1992
IRF640	TO-220	IR	200	125	72	18	11	1.0	130	180	10	-	45	24	1300	430	130	0.59	1981
PSMN102-200V	LFPk	N	200	113	65	21.5	13.6	1.1	86	102	10	-	31	10	1568	170	55	0.92	2008
IRFP280N	TO-247	IR	200	300	200	50	35	0.50	35	40	10	-	234	110	4057	693	161	2.15	2009
IRFP4868	TO-247	IR	200	580	580	130	92	0.29	8	9.7	10	-	161	52	10720	810	160	4.88	2008
55-100V																			
IRF510	TO-220	IR	100	43	20	5.6	4	3.5	410	540	10	-	5.2	2.2	180	81	15	0.35	1980
IRF520	TO-220	IR	100	60	37	9.2	6.5	2.5	200	270	10	-	10.3	3.9	360	150	34	0.38	1980
IRF530	TO-220	IR	100	88	56	14	10	1.7	100	160	10	-	16.2	7	670	250	60	0.44	1980
IRF540	TO-220	IR	100	130	110	28	20	1.0	50	77	10	-	47	17	1700	560	120	0.60	1980
FQP33M10	TO-220	F	100	127	132	33	23	1.18	40	52	10	-	38	18	1150	320	62	0.89	1995
PSMN030-100V5	LFPk	N	100	74	112	28	20	1	31	40	10	-	23	8	1847	86	64	0.57	2010
FQP44M10	TO-220	F	100	146	174	43	31	1	30	39	10	-	48	24	1400	425	85	1.02	2000
SUP85M10	TO-220	V	100	250	240	85	60	0.6	10	12	5	-	105	23	6550	665	265	4.88	2000
HUF75852G3	TO-247	F	100	515	1200	75 h	75	0.29	6.7	8	10	-	293	74	7585	2345	630	4.87	1998
IRFB4H10	TO-220	IR	100	370	670	180	120	0.4	3.7	4.5	10	-	150	43	9620	670	250	2.84	2005
IRF214	TO-220	IR	60	43	40	10	7.2	3.5	125	200	10	-	9.7	4.7	300	160	29	0.44	1985
IRF224	TO-220	IR	60	60	68	12	17	2.5	68	100	10	-	19	8	640	360	79	0.53	1985
IRF234	TO-220	IR	60	88	120	30	21	1.7	42	50	10	-	30	15	1200	600	100	0.65	1985
IRF244 ¹¹	TO-220	IR	60	150	200	50	36	1.0	24	28	10	-	42	17	1900	920	170	0.77	1985
IRL244N	TO-220	IR	55	110	160	47	33	1.4	20	25	5	-	28	17	1700	400	150	0.47	1992
NDF8080L	TO-220	F	60	100	144	48	24	1.5	20	28	5	-	43	21	1630	460	150	1.63	1995
IRL3705N	TO-220	IR	55	170	310	89	63	0.9	11	12	5	-	25	49	3600	870	320	1.30	2004
IRFP054N	TO-247	IR	60	170	290	81	57	0.9	10	12	10	-	130	53	2900	880	330	1.36	1996
IRL2505	TO-220	IR	55	200	360	104	74	0.75	9	10	5	-	130	67	5000	1100	390	1.65	1996
STP80NF55-08	TO-220	ST	55	300	320	80 h	80	0.5	6.5	8	10	-	112	40	3740	830	265	2.57	2007
IRF3205Z	TO-220	F	55	170	440	110	78	0.9	4.9	6.5	10	-	76	30	3450	550	310	1.26	2001
IRF1405	TO-220	IR	55	330	680	169	118	0.45	4.6	5.3	10	-	170	62	5480	1210	280	1.76	2001
FDP025M08	TO-220	F	60	385	1060	285	120	0.38	1.9	2.5	10	-	174	50	11190	1610	750	3.41	2006
FDP020M08B	TO-220	F	60	333	1252	313	221	0.45	1.65	2.0	10	-	87	34	16100	3640	127	3.79	2011

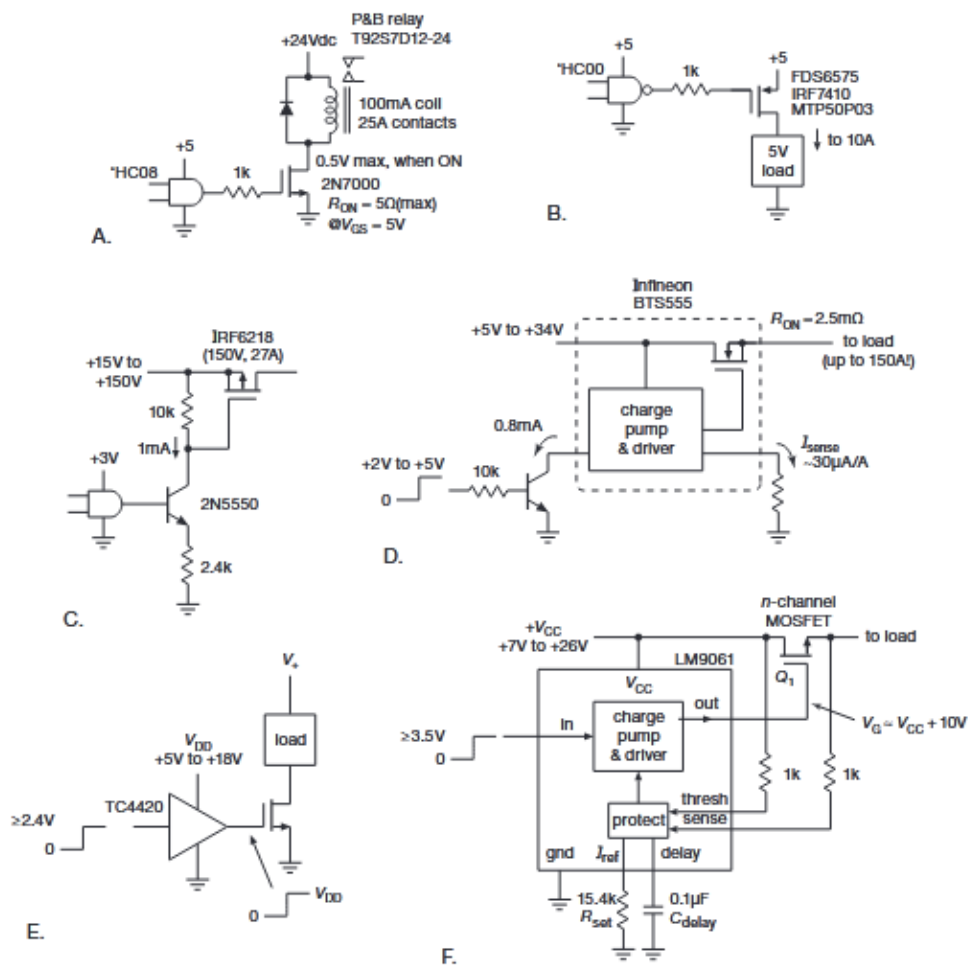
3.5.3 Logik sxemalar chiqishidagi kuchlanish bilan katta quvvatni kommutatsiya qilish

Siz ko‘p hollarda katta quvvatli MOSFETni raqamli logik sxemalar bilan boshqarishni hush ko‘rasiz. Chiqishidagi kuchlanish qiymati 10Vgacha yoki undan ham balandga ko‘tariladigan logik sxema oilalari ham mavjud bo‘lgan bo‘lsa ham (4000-seriyali CMOSlar), logik sxema oilalarining asosiy qismi (umumlashtirilib CMOSdeb ataladi) + 5 V, +3.3 V yoki +2.5 V kuchlanishli manba bilan ishlaydi va ularning chiqish kuchlanishlari ana shu manba kuchlanishi va er potensialiga teng bo‘ladi (muvofig HIGH va LOW)⁷⁶. 3.96-rasmda ana shu logik sxemalari bilan yuklamani kommutatsiya qilish sxemalari keltirilgan. Birinchi sxemada (3.96A-rasm) +5 V gate kuchlanishi oddiy MOSFETni kommutatsiya qilish imkoni bor bo‘lgani uchun biz 2N7000 tranzistorini tanladik (narxi \$0.04), uning xarakteristikalari quyidagicha: $R_{ON} < 5\Omega$ va $V_{GS} = 4.5 V$. Diod tranzistorning induktiv spaykdan himoya qiladi (§1.6.7). Gateiga ketma-ket ulangan rezistor, juda muhim bo‘lmasa ham, bo‘lgani foydali, chunki MOSFETning drain-gate sig‘imi nozik CMOSlogik sxemaga induktiv yuklamani ulab uni shikastlantirishi mumkin (quyida bu to‘g‘risida ko‘proq ma‘lumot bor). Sxema turlarini ko‘paytirish maqsadida ikkinchi sxemada (3.96B-rasm) biz r-kanalli MTP50P03HDL tranzistorini ishlatib, yuklamani er tomoniga uladik. Quvvat kommutatsiyasi deb nomlangan usulda “yuklama” komanda bilan quvvat manbaiga ulanadi. 50R03 tranzistorining maksimal R_{ON} qarshiligi 0.025Ω va $V_{GS} = -5 V$ bo‘lib 50 amper yuklama tokini kommutatsiya qilishi mumkin; R_{ON} qarshiligi kichikroq bo‘lishini xoxlasangiz IRF7410 tranzistorini tanlashingiz mumkin (0.007Ω , 16 A, \$1.50); 3.4a-jadvalida topishingiz mumkin. Raqamli sxemalarda borgan sari kichik manba kuchlanishi bilan ishlaydigan logikaga talab ortib bormoqda. 3.96 A va B-rasmlardagi sxemalar kichikroq kuchlanishlarda ham ishlashi mumkin, ammo hushyor bo‘ling, MOSFETlarni keltirilgan “logik ostona” kuchlanishiga qarab ishlatib. Misol uchun, 20 V, 16 A n-kanalli FDS6574 tranzistori, Faitechild, spetsifikatsiyasida R_{ON} qarshiligining maksimal qiymati 0.009Ω va $V_{GS} = 1.8 V$, r-kanalli FDS6575 ukasida bo‘lsa muvofig 0.017Ω va $V_{GS} = 2.5 V$, ularning chakana narxi \$1.25. Ostona kuchlanishi kichik bo‘lgan MOSFET ishlatadigan bo‘lsangiz adashtiruvchi spetsifikatsiyasiga ahamiyat bering. Misol uchun, IRF7470 MOSFET tranzistori uchun spetsifikatsiyasida “ $V_{GS(th)} = 2V(max)$ ” ostona kuchlanishi parametri keltirilgan, faqat (“at $I_D = 0.25mA$ ”) izohiga ko‘zingiz tushguncha bu juda yaxshi qiymat bo‘lib ko‘rinadi. Ammo bu MOSFETni to‘liq ochish uchun $V_{GS(th)}$ qiymatidan ancha katta kuchlanish talab etiladi (3.115-rasmni ko‘ring). Shunday bo‘lsa ham sxema yaxshi ishlaydi, chunki IRF7470 uchun “ $R_{ON(max)} = 30 m\Omega$ at $V_{GS} = 2.8 V$ ” ham keltirilgan. Keyingi ikkita sxemada kichik logik kuchlanishi bilan MOSFETni boshqarishning boshqa yo‘llari ko‘rsatilgan. 3.96S-rasmdagi sxemada biz r-kanalli katta quvvatli MOSFETni boshqarish uchun npn-tranzistorda yig‘ilgan tok manbaini ishlatdik. SHunga e‘tibor beringki, agar tok manbai bipolyar tranzistordagi kommutator bilan almashtirilsa, sxema, MOSFETning joyiz gate-source kuchlanishidan katta bo‘lgan kuchlanish bilan, darrov ishdan chiqariladi. 3.96D-rasmda Infineon firmasining “PROFET” integral sxemasi daxshat uyg‘atuvchi katta – 165 Agacha bo‘lgan toklarni kommutatsiya qilish imkonini beradi⁷⁷. Bu kommutator sxemasini logik ko‘lamdagi kuchlanish bilan boshqarish oson, MOSFETni boshqarish uchun kerak bo‘lgan kuchlanishni ichki sxema amalga oshiradi (§9.6.3). Kichik kuchlanish bilan boshqariladigan high-side driver integral sxemasini (MOSFETni ochish uchun kerak bo‘lgan kuchlanishni kichik logik qiymatlaridagi kuchlanishdan shakllantiruvchi mikrosxema) tashqi n-kanalli MOSFET, misol uchun LM9061 tranzistorini boshqarish uchun ishlatishingiz mumkin (3.96F-rasm). Bu drayverning ichki zaryad

⁷⁶ TTL nomi bilan ma‘lum bo‘lgan logik sxemalar oilasi +5 V manba kuchlanishi bilan ishlaydi, ammo uning chiqishidagi HIGH potentsiali +2.4 V bo‘lishi mumkin, bunday xarakteristika boshqa + 5 Vli logik sxemalar oilasi uchun ham umumiy bo‘ladi.

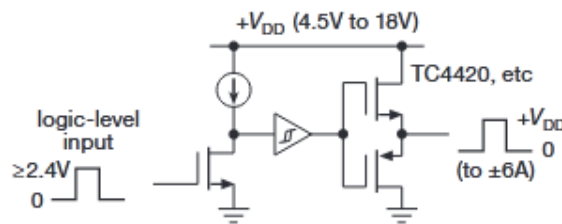
⁷⁷ Tanishlarimizdan biri o‘zining “Hayot jag‘lari” qurilmasida katta quvvatli VT555 kommutatorini ishlatadi.

pompasi tashqi nMOS Q_1 tranzistorining gate terminaliga kerak bo'lgan qiymatdagi kuchlanishni ta'minlab beradi; gate toklari katta bo'lmaganligi tufayli kommutatsiya tezligi ham katta bo'lmaydi.



3.96-rasm. MOSFETlar raqamli logikaga xos bo'lgan kuchlanish bilan ham katta quvvatli yuklamalarni kommutatsiya qilishi mumkin. 3.106-rasmni ham ko'ring.

Bu drayverda o'rnatilgan himoya sxemasi Q_1 tranzistorining $V_{DS(on)}$ kuchlanishini nazorat qilib turadi va bu kuchlanish qiymati R_{set} rezistori vositasida o'rnatilgan qiymatidan oshib ketadigan bo'lsa MOSFET yopib qo'yiladi (drayveri orqali). Kommutator sxemasi kattaroq boshqarish toklari-ga moslashib olishini C_{delay} kondensatori bajaradi. Va nihoyat, 3.96E-rasmda TS 4420turdagi "MOSFET gate drive" mikrosxemasini ishlatib muammoni to'liqligicha hal qilib, kerakli kuchlanish va tokni ta'minlash usuli ko'rsatilgan. Bu sxemaning kirishiga logik qiymatlardagi kuchlanish beriladi (ostona kuchlanishi 2.4 V qiymatidan kichik bo'lishi mumkin) va chiqishidan MOSFETni boshqarish uchun kerak bo'lgan qiymatdagi kuchlanish va tok olinadi (ichki ikki taktli kuchaytirgich sxemasi hisobiga, 3.97-rasm). Bu sxemaning chiqishi boshqariladigan tranzistor gateiga oqib kiradi-gan va chiqadigan tok qiymatini bir necha amper bo'lishini ta'minlab, katta quvvatli MOSFET tranzistorining katta yuklama sig'imini katta tezlikda kommutatsiya bo'lishiga imkon beradi (§3.5.4Bni ko'ring). Bunda narx (\$1) va murakablik oralig'ida kelishimga kelingan. 3.8-jadvalda bunday drayver mikrosxemalarining ro'yxati keltirilgan. Bu mavzuga biz 9x-bobda ("High-side Current Sensing") va 12-bobda (§12.4) logik signallar bilan boshqarish kontekstida va §12.7da MOSFETlarni opto-juftlar bilan boshqarish kontekstida qaytamiz.



3.97-rasm. TS4420 turidagi MOSFET drayverining kirishiga logik qiymatlaridagi kirish signallari beriladi va chiqishidan, katta tezlikdagi kommutatsiyani ($\sim 25\text{ns}$) amalga oshirish imkonini beradigan katta tok ($\pm 6\text{A}$) va katta kuchlanishni olasiz. TS4429 mikrosxemasi shunga o'xshash, ammo chiqishi inverterlangan.

A. MOSFET kommutatorlariga yana bir necha misollar

Qancha ko'p bo'lsa shuncha yaxshi: MOSFETlarning ajoyib sifatlari bo'lgan kichik R_{ON} qarshiligi va gate toklariga asoslanib yaratilgan bir necha sxemalarni ko'rib chiqaylik. Ularni biz qisqacha ko'rib chiqamiz.

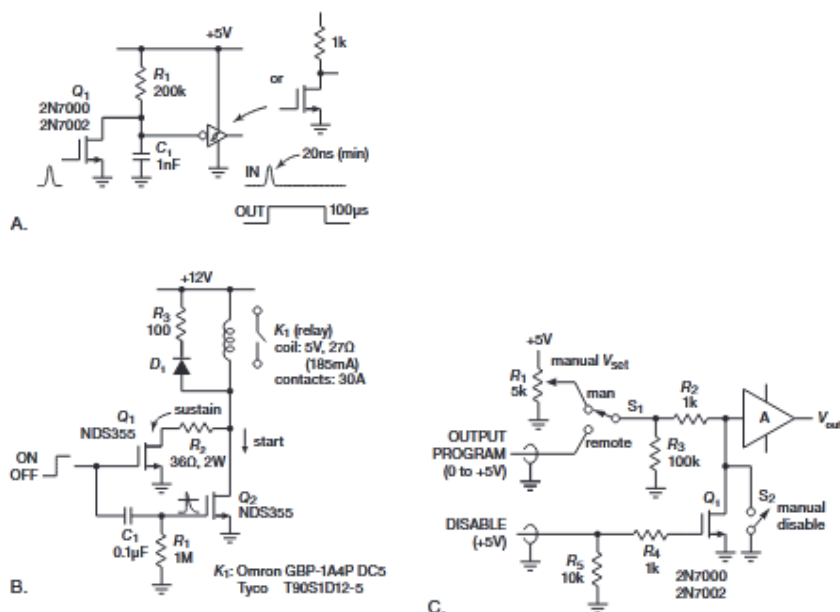
Impulsni kengaytirish sxemasi 3.98A-rasmda bu juda oson qurilmaning sxemasi keltirilgan: Q_1 MOSFET kommutatori juda qisqa musbat impuls bilan qo'zg'atilganida S_1 kondensatori shu ochilgan tranzistor orqali tezda razryadlanadi. Shunda sxemaning chiqishi manba kuchlanishi qiymatiga o'tib oladi (sxemada $+5\text{V}$). Tranzistor yopilib, kondensator zaryadlan boshlaydi. Undagi kuchlanish chiqish inverterining (boshqa nMOS tranzistor yoki logik inverter) kommutatsiya ostona kuchlanishi bilan tenglashganida, chiqish yana nolga qaytadi. Chiqishda hosil bo'lgan impulsning boshlanishi qo'zg'atuvchi impulsning orqa fronti vaqtida boshlanishiga ahamiyat bering. §2.2.2da chiqish impulsining davomiyligi kirishdagi impuls davomiyligiga bog'liq bo'lmagan sxema namunalarini ko'rishingiz mumkin. 7-bobda bunday sxemalarni, shu jumladan monostabil multivibrator kabi, integral sxemalarni ancha keng ko'lamda ko'rib chiqamiz (§§7.2.1 va 7.2.2).

Rele drayveri Elektromexanik relelar (1x-bobda kengaytirib ko'rsatamiz) elektromagnit g'altagida magnit maydon hosil qiluvchi tok paydo bo'lganida o'z kontaktlarini kommutatsiya qiladi. Elektromagnit g'altakdagi kuchlanish tushuvi ma'lum qiymatga etganida kommutatsiya amalga oshadi va shu holat kuchlanish bor bo'lgan vaqt saqlanib turadi. Misol uchun, 3.98B-rasmdagi sxemada o'rnatilgan rele g'altagiga $+5\text{V}$ kuchlanish berilish bilan kommutatsiya amalga oshadi va g'altak orqali 185mA tok oqa boshlaydi (g'altakning qarshiligi $27\ \Omega$)⁷⁸. Bir tomondan qaraganda shu kuchlanish qiymati kompromis asosida tanlangan: rele shu kuchlanishda aniq ishonarli kommutatsiya qiladi va g'altak orqali ortiqcha tok oqmaydi. Ammo g'altakka ortiqcha kuchlanish berib kommutatsiya jarayonini tezlashtirishingiz mumkin. Bu sxemada Q_2 tranzistori kommutatsiya boshlanishida $\sim 0.1\text{s}$ vaqt davomida g'altakka 12V kuchlanish beradi, so'ng Q_1 tranzistori 5V kuchlanish bilan kommutatsiya holatini ushlab turadi. D_1 diodi g'altakda tok yo'qola boshlaganda hosil bo'lgan induktivlik toklarini oqib o'tishini ta'minlaydi.

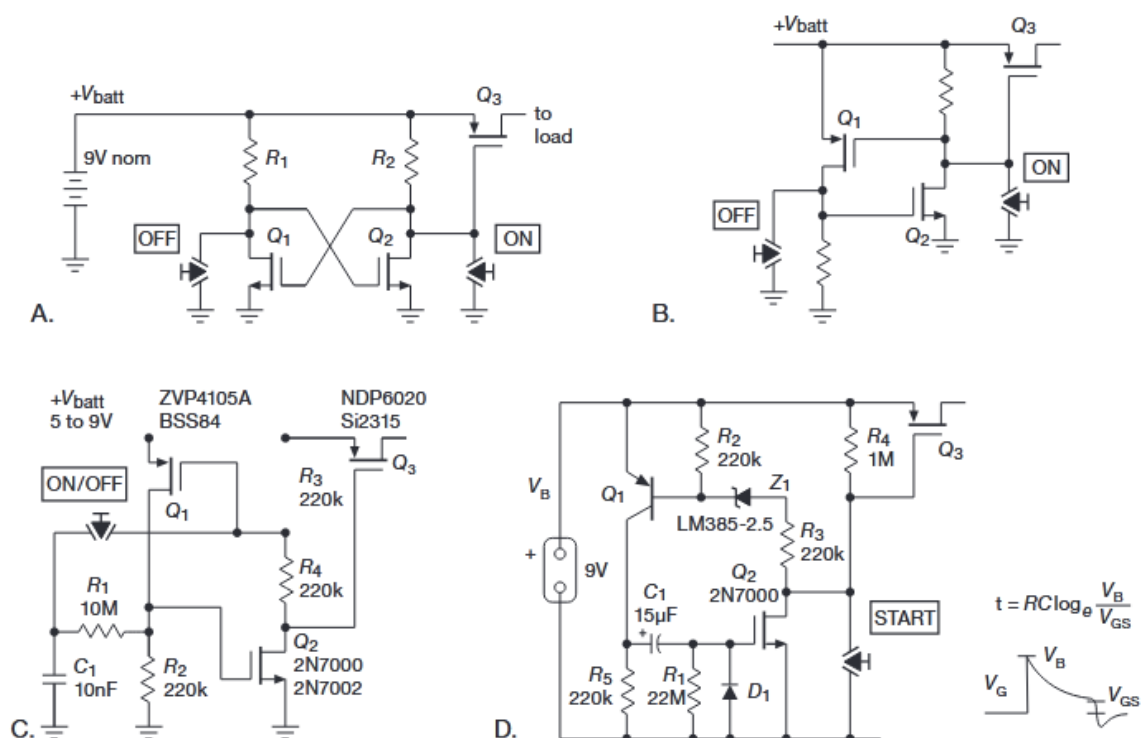
Boshqariladigan kuchlanish manbai aqlli kompyuter bilan qurilmalarni masofadan boshqarish gashtli bo'ladi. Siz 3.96 C-rasmda keltirilgan kuchlanish manbaini yig'ishingiz (yoki sotib olishingiz) mumkin, sxemaning kirishiga qiymati kichik bo'lgan analogli kuchlanish beriladi. Sxemadagi "A" belgisi dc kuchlanish kuchaytirgichini bildiradi, uning chiqish kuchlanishi $V_{out} = AV_{in}$ va ma'lum qiymatdagi chiqish toki ham bo'lishi mumkin. Ammo tashqi boshqarishni olib qo'yish imkoni bo'lishi yaxshi bo'ladi, chunki kompyuter ishdan chiqishi, qayta yuklanishi va hatto begona qo'llarga tushib

⁷⁸ Relelarning boshqa parametrlari ham keltiriladi: g'altakning "kommutatsiya kuchlanishi" 3.75V , "qo'yib yuborish kuchlanishi" 0.5V . Kommutatsiya qilinadigan zanjir parametrlari ham keltiriladi: bular kontaktlar tarkibi, ulardagi joiz kuchlanish va toklar, chidamliligi va boshqalar.

qolishi mumkin. Sxemada tashqi boshqarishni osonlikcha olib qo'yish yo'li ko'rsatilgan (u kirish orqali tashqaridan boshqaruvni o'chirib qo'yish yo'lini takrorlaydi); manual usulda kerakli kuchlanishni o'rnatish yo'li ham mavjud.



3.98-rasm. MOSFETlar ishlatilgan foydali va oddiy sxemalar: A. Impulsni kengaytirish sxemasi; B. Rele drayveri impulsli o'ta drayv sxemasi bilan; S. Boshqariladiga kuchlanish manbai, o'chirib qo'yish qurilmasi bilan ta'minlaydi. Ketma-ket ulangan R3 rezistori o'zida induktivlik toki hisobiga ~20 V kuchlanish tushuvi hosil qilib uzilish jarayonini tezlashtiradi (1x-bobda bu zanjir to'g'risida batafsil tushuntirish berilgan).



3.99-rasm. Batareyaning ON/OFF holatini MOSFET bilan boshqarish (integral sxema ishlatilmagan): A. Klassik flip-flop ketma-ket ulangan r-kanalli kommutatorlardan tashkil topgan; ON va OFF tugmalari alohida vazifa bajaradi. B. Avvalgi sxemaning o'zi, ammo OFF holatida tok iste'mol qilmaydi. C. Yagona ON/OFF tugmasi ulash va uzish amalini bajaradi; OFF holatida tok iste'mol qilmaydi. Ikki MOSFETdan yuqoridagisi TO-92, quyidagisi SOT23 korpusda bo'ladi. D. "Besh minutga quvvat berib turish" sxemasi; OFF holatida quvvat

iste'mol qilmaydi. R-kanalli MOSFET tranzistori batareyani yuklamaga ulaydi va uning quvvatini o'zingiz tanlashingiz mumkin, 3.4a-jadvalga qarang.

Batareyaning ON/OFF holatini boshqarish Batareyadan manba oladigan asbobni 9-voltli batareya bilan ishlatish juda qulay bo'ladi: bu juda oson; ancha vaqt davomida ishlatilishi mumkin; ikki qutbli kuchlanish manbaini yaratish imkoni bor, §4.6.1Bni ko'ring, ammo siz batareyaning hayotini saqlab qolishingiz mumkin, aksincha uning hayoti 500 mAh da tugashi mumkin. 3.99-rasmda MOSFETli quvvat kommutatorini sxemalarda batareyalarni ishlatilishi ko'rsatilgan. 3.99A-rasmdagi sxema klassik flip-flop (ikkita tugma: SET va RESET; bu sxemani "SR flip-flop" deb atashadi). OFF tugmasi bosilganida Q_2 tranzistori yopiladi va uning drain terminali HIGH holatiga o'tadi va shu bilan Q_1 tranzistorini ochiq holatda ushlab turadi va Q_3 tranzistorini yopadi; endi siz osonlikcha ON tugmasi bosilganida sxema aks holatga o'tib qolishini ko'rsatishingiz mumkin (va siz haq bo'lasiz). Bu ikki tugmali kommutator sxemasi yaxshi bo'lib ko'rinishi mumkin, ammo uning kamchiligi har bir holatida ham batareyadan tok olishi bo'ladi. Bu tok qiymatini R_1 rezistorining qarshiligini $10\text{ M}\Omega$ o'rnatib, kamaytirish mumkin, shunda batareyadan yuklama uzib qo'yilgan holatida sxema oladigan toki $1\mu\text{A}$ bo'ladi, shunda batareyaning yashash muddati 50 yil bo'lishi mumkin, bu uning < 10 yil ishlash muddatidan ancha katta. Bu masalani echishning yaxshiroq yo'llari bor. 3.99B-rasmdagi sxemaga nazar soling. Unda komplementar juft Q_1 Q_2 tranzistorlarida yig'ilgan flip-flop sxemasi OFF holatida mutlaqo tok istemol qilmaydi. Keyingi qadam S sxemasi bo'ladi (uning OFF holatida ham batareyadan quvvat iste'mol qilinmaydi). Unda yagona ON/OFFtugmasi ishlatilgan. Bu sxema biroz murakabroq, chunki uni ishga tushirishda bir necha vaqt konstantasi kerak bo'ladi⁷⁹. Ammo sxemaning asosiy konsepsiyasi murakkab emas va nafis: flip-flopning invers chiqishidan zaryadlangan kondensator bir onda boshqaruv kirishiga ulanib, kommutatsiyani amalga oshiradi. Va nihoyat, xotirasi yaxshi bo'lmaganlar uchun biz D sxemasini ishlatishni tavsiya qilamiz. Unda yagona boshqaruv tugmasi ishlatilgan, sxema o'zi avtomatik ravishda bir necha minutdan so'ng o'chirilgan holatga o'tadi. Q_1 Q_2 tranzistorlar komplementar flip-flop sxemasini tashkil qilib, ON holatida ularni S_1 kondensatori ushlab turadi; ana shu ON holatida kondensator R_1 rezistori orqali 330s vaqt konstantasi bilan razryadlanadi. Bu vaqt konstantasi sxemaning avtomatik o'chish vaqtiga to'g'ri olingan va shu vaqtning qiymati Q_2 tranzistorining ochilish gate kuchlanishining batareya kuchlanishiga bo'lgan nisbatiga bog'liq⁸⁰. Bu sxemada mavjud bo'lgan biroz murakkablik Z_1 zeneri bilan bog'liq. Flip-flop OFF holatiga o'tish jarayonida Q_3 tranzistorini ON holatida ushlab turish uchun shu zenerni o'rnatishga majbur bo'ldik. Q_1 tranzistori bipolyar turida bo'lishining (MOSFET emas) sababi uning aniq baza kuchlanishida ochilishi bo'ldi; shunday bo'lsa ham sxemadagi boshog'riq Q_2 va Q_3 tranzistorlarining ostona kuchlanishlari aniq bo'lmagani bilan bog'liq bo'ldi. 3.99-rasmda keltirilgan to'rt sxemaning har birida batareyani yuklamaga ulaydigan r-kanalli tranzistorlarning quvvati qancha katta bo'lmasin kerak bo'lganini ishlatga bo'ladi; 3.4a-jadvalda ularning ro'yxati keltirilgan. Ammo esingizda bo'lsin, katta quvvatli MOSFETning kirish sig'imi C_{iss} katta bo'lgani sababli kommutatsiya tezligi pasayishi mumkin. Misol uchun, siz SUP75P05 p-kanalli MOSFET ni D-sxemada ishlatsangiz uning juda kichik $R_{ON} = 4\text{ m}\Omega$ qarshilik qiymatiga sazovor bo'lasiz, ammo uning C_{iss} sig'imi 8500 pF bo'lgani bilan ham to'qnashasiz (tranzistor yopilganida bu sig'imni razryadlanishi 10ms $R_4 D_{iss}$ -vaqt konstantasi bilan davom etadi). Ayni shu sxemada buning ahamiyati yo'q. SHunga e'tibor beringki, SUP75P05 p-kanalli MOSFET 50 A tokni kommutatsiya qilishga qodir, tok qiymati 10 A bo'lganida bir vatt quvvatni dissipatsiya qiladi,

⁷⁹ Sxema yangi holatga o'tishini belgilovchi kondensatorning zaryadlanish vaqti $\tau_c = R_1 C_1 \sim 100$ ms bo'lishi kerak; $R_3 C_1$ ancha qisqa bo'lishi kerak va chiqish tranzistori gate sig'imining razryadlanish vaqti $(R_3 + R_4) C_g$ kichik bo'lib qolishi kerak. Bu erda biz muvofiq 100 ms, 2 ms va ~ 0.4 ms vaqtlarni tanlaymiz.

⁸⁰ 9 V ishqorli batareyaning hayoti 9.4 V kuchlanishdan boshlanib 6 V (1V/xujayra) kuchlanishda yakunlanadi, yoki juda qari namunasida 5.4 V (0.9 V/hujayra).

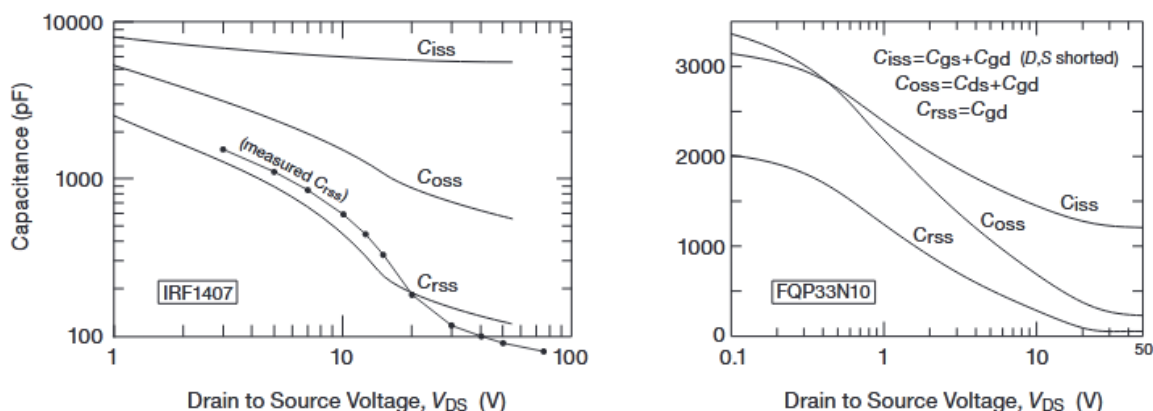
shunda gatega 10 V kuchlanish berish kerak bo'ladi (eslang, R_{ON} qarshiligi qiymati temperatura bilan ortadi, 75°Cda 10 mΩ atrofida bo'ladi); kam deganda 2 Wlik radiator kerak bo'ladi (§9.4.1ni ko'ring)⁸¹.

3.5.4 Katta quvvat kommutatsiyasida joiz ehtiyotkorlik

MOSFET tranzistorlari qanchalik yoqimli bo'lmasin ular asosida sxema loyihalash, ularda mavjud bo'lgan ko'p mayda adashtiruvchi detallar sababli, oson ish bo'lmaydi. Ana shu muhim detallarni shu joyda qisqacha ko'rib chiqamiz, ammo 3x va 9-boblarda ko'riladigan quvvat kommutatorlari mavzularida ularga yana qaytamiz.

A. MOSFET gateining sig'imi Katta quvvatli MOSFETlar deyarli cheksiz bo'lgan kirish impedansiga ega bo'ladi, ammo ularning kirish sig'irlari ham katta bo'ladi va katta feedback sig'imi bilan birga kommutatsiya jarayonini sekinlashtiradi, tezlikni oshirmoqchi bo'lsangiz tranzistorning gateiga amperlar bilan o'lchanadigan tok berish kerak bo'ladi⁸². Quvvat kommutatorlari ko'p hollarda katta tezlik talab etmasa ham sizning tashvishlaringiz kamaymaydi, chunki kichik qiymatlaridagi gate toklari katta quvvat dissipatsiyasiga sabab bo'ladi (uzaytirilgan kommutatsiya jarayonida $V I \Delta t$ energiya dissipatsiyasi vaqtga bog'liq bo'ladi); kichik tezlikdagi kommutatsiya jarayonida ossillyasiya ham hosil bo'lishi mumkin. Tranzistorning turli elektrodlararo sig'irlari nochiziqli bo'lib, kuchlanish kamayganida ularning qiymatlari ortadi (3.100-rasm). Gate bilan yer oralig'idagi sig'imga (belgilanishi C_{iss}) $i = C_{iss} dV_{GS}/dt$ kirish toki talab etiladi, va undan kichikroq bo'lgan feedback (belgilanishi C_{rss}) $i = C_{rss} dV_{DG}/dt$ qiymatdagi kirish tokini hosil qiladi. Sig'irlarning oxirgisi odatda umumiy sourceli kommutatorlarda o'zini ko'rsatadi, chunki ΔV_{DG} kuchlanishi ΔV_{GS} gate drive kuchlanishidan ancha katta bo'ladi va Miller effekti sababli kuchaytirish koeffitsientiga ko'paytirilgan holda o'zini ko'rsatadi. Bu jarayonlarni yaxshi tushunish uchun gate zaryadini ko'rib chiqish kerak bo'ladi

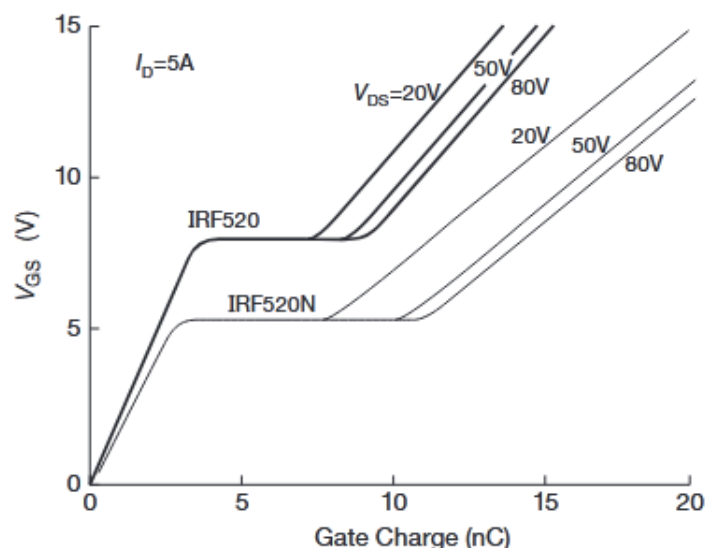
B. Gate zaryadi. Umumiy sourceli kommutatorlarda gate-source va gate-drain sig'irlari zaryadlanishi uchun gate kuchlanishi o'zgarganida hosil bo'ladigan gate toki talab etiladi. Gate kuchlanishi qiymatini o'zgartirish jarayonida Miller effekti qo'shimcha gate toki hosil qiladi. Bu effektning grafik ko'rinishi 3.101-rasmda ko'rsatilgan.



3.100-rasm. Ikkita katta quvvatli MOSFETlarning elektrodlararo sig'irlarining grafiklari ularning datasheetlaridan olingan. C_{rss} feedback sig'imi C_{iss} kirish sig'imi qiymatidan kichik bo'lsa ham Miller effekti tufayli ko'paytirilgan bo'ladi va kommutatorlarda asosiy sig'im sifatida o'zini ko'rsatadi.

⁸¹ Agar o'zingizda bor radiatorni ishlatmoqchi bo'lsangiz $I = \sqrt{P}/R_{ON}$ formuladan foydalaning.

⁸² Eng yangi MOSFETlarning sig'irlari kichikroq, ammo ularning kichik gabarit o'lchamlari kamroq quvvatni dissipatsiya qilish imkonini beradi. Demak, katta quvvatli sxemalar uchun katta o'lchamli tranzistorlar ishlatishga to'g'ri keladi, ularning sig'irlari kattaroq bo'lishi tabiiy.

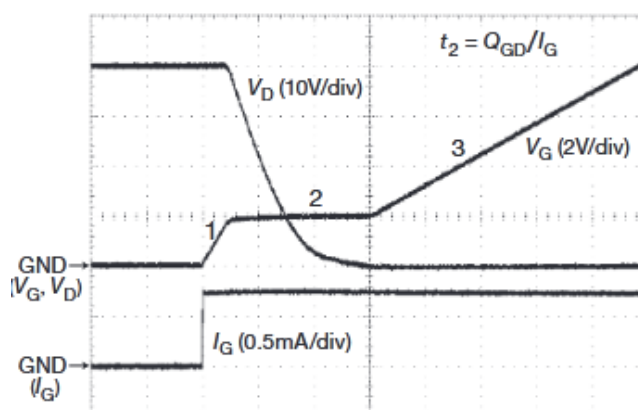


3.101-rasm. Gate zaryadining V_{GS} kuchlanishiga bog‘liqligi. Gabarit o‘lchamlari kichik bo‘lgan yangi IRF 520N tranzistorining ostona kuchlanishi kichik, ammo gate zaryadi tranzistorning eski namunasinikiga yaqin. Barcha hollarda ”Miller tokchasi”ning o‘ng tomonidagi kattaroq sig‘im ($V_{GS} = f(Q_g)$) grafik qiyaligi kamroq) kichik V_{DS} kuchlanishlarida kattaroq sig‘im beradi (3.100-rasm)

Grafiklarning boshlanishidagi qiyalik C_{iss} sig‘imining zaryadlanishini aks etadi. Grafikning gori-zontal qismi tranzistorni ochadigan kuchlanishga to‘g‘ri keladi, ana shu joyda keskin kamaygan drain kuchlanishi gate drayveriga C_{rss} sig‘imini qo‘shimcha zaryadlashga majburlaydi (Miller effekti). Agar feedback sig‘imi kuchlanishga bog‘liq bo‘lmasa grafikning gorizontaal bo‘lagi drain kuchlanishining boshlang‘ich qiymatiga proporsional bo‘ladi, so‘ng grafik avvalgi qiyalikda ko‘tarilishni davom etadi. Aslida ”nochiziqli” feedback sig‘imi C_{rss} kichik kuchlanishlarda tez o‘sadi (3.100-rasm), demak Miller effektining asosiy qismi kichik drain kuchlanishlarga to‘g‘ri kelar ekan⁸³. Ana shu fakt gate zaryadi grafigining qiyaligi o‘zgarishini ifodalaydi va gorizontaal qismining uzunligi doim drain kuchlanishining boshlang‘ich qiymatiga bog‘liq bo‘lmaganini isbotlaydi⁸⁴. Umumiy sourceli MOSFET kommutatorini ishga tushirish uchun uning gateiga o‘zgarmas tokli kuchlanish qadamini berib, 3.102-rasmda ko‘rsatilgan ossillogrammani oldik (kitoblarda shunday ko‘rsatilganmi ahir?). Gate toki o‘zgarmas qiymatda bo‘lganida, gorizontaal (vaqt) o‘qi gatedagi zaryad miqdoriga proporsional bo‘ladi, bizning misolda 3nC/div. Grafiklarda gate hududidagi aktivlikning uchta aniq bo‘laklarini ko‘rishingiz mumkin: 1-bo‘lakda gate ostona kuchlanishigacha zaryadlanmoqda; 2-bo‘lakda gate kuchlanishi aniq qiymatida bo‘lib drain tokini 0 dan 40 mAgacha o‘zgarishini ta‘minlab beradi (musbat manba kuchlanishi 40 V, yuklama qarshiligi 1 k); drain yer potensialiga tushganidan so‘ng gate kuchlanishi yana o‘shishda davom etadi, ammo o‘shish qiyaligi kamaygan bo‘ladi (drain kuchlanishi nolga tushganida kirish sig‘imi ortgani hisobiga).

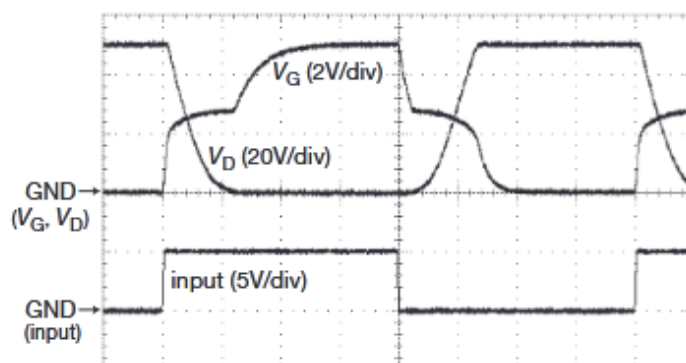
⁸³ Bu effekt katta quvvatli MOSFETlarda ancha keskin bo‘lishi mumkin, buni 3.100-rasmdagi IRF1407 tranzistorining $C_{rss} = f(V_{DS})$ xarakteristikasidan ko‘rishingiz mumkin. Aslida, biz o‘lchab aniqlagan grafiklarimiz datasheetda keltirilgandan keskinroq bo‘lib chiqdi. 3x-bobda tushuntirilganidek, buning sababi MOSFET tarkibida effektiv kaskod bo‘ladi, unda hosil bo‘lgan depletion-mode JFET tranzistori aktiv MOSFETning drain terminalini chegaralab gate terminalidan izolyasiya qiladi va shu bilan feedback sig‘imini keskin kamaytiradi.

⁸⁴ Gorizontaal bo‘lakning balandligi (V_{GS}) drain tokiga bog‘liq bo‘ladi; §3x.12dagi rasmlarni ko‘ring



3.102-rasm. Gatedagi zaryad. Ossillogrammalar umumiy source'li sxemada yig'ilgan IRLZ34Nn- kanalli MOSFET kommutatoridan olingan (yuklama qarshilini 1 k va + 40 V manba kuchlanishi) 0.75 mA gate drive toki. Gorizontall o'qning masshtabi 4μs/div 3 nC/div gate zaryadiga to'g'ri keladi.

Grafiklarda drain kuchlanishi pasayib erga yaqin tushganida tranzistorning drain-gate sig'imi ortgani hisobiga drain kuchlanishi grafigi egilib ketganiga ahamiyat bering: kirish toki I_G konstanta qiymatida bo'lganida C_{rss} sig'imining kattalashgan qiymati dV_D/dt drain kuchlanishining o'zgarish tezligini kamaytiradi (shunda feedback toki kirish tokiga teng qilib ushlab turiladi). MOSFET kommutatorlardagi Miller effekti va gate zaryadi kulgili hodisa emas, kommutatsiya tezligini chegaralangani sababli siz tranzistorni katta tezlikda qo'zg'atish uchun uning gateiga yuzlab milliampere yoki ampere qiymatidagi tok berishga majbur bo'lasiz. Misol uchun, yuqorida ko'rilgan baquvvat IRF1405 tranzistorida gate zaryadi $Q_g \sim 100 \text{ nC}$ bo'ladi, demak, uning 10ns davomida kommutatsiya qilish uchun $I = Q_g/t = 10 \text{ amper!}$ tok kerak bo'ladi⁸⁵. Endi kamtarona ko'lamda oddiy 2N7000 kommutatorini, aytaylik raqamli logik sxemadan beriladigan 0→5V impuls bilan qo'zg'atilishi ko'rib chiqaylik. 3.103-rasmda kommutatorni gatega ketma-ket ulangan 10 k rezistor orqali impuls bilan qo'zg'atilganida nima bo'lishi ko'rsatilgan. Bu erda Miller qotildek harakat qilgan, ya'ni tranzistor holatini o'zgartirish vaqtini $\sim 2\mu\text{s}$ ga ko'tarib qo'ygan, datasheetda ko'rsatilgan vaqtdan 200 barobar ko'p (10ns). Albatta, datasheetda $R_{GEN} = 25 \Omega$ kabi yozuv ham bor... va ko'rsatilgan tezlikni nazarda tutgan!



3.103-rasm. 2N7000 MOSFET kommutatori (1k yuklama +50V manba kuchlanishi) gateiga amplitudasi 5V bo'lgan impuls 10k orqali berilmoqda. Miller effekti kommutatsiya vaqtini $\sim 2\mu\text{s}$ ga ko'tarib qo'ygan. Gorizontall o'qning masshtabi 2μs/div

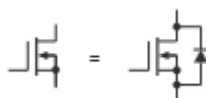
⁸⁵ Ko'p hollarda sizni chiqishdagi kommutatsiya vaqti qiziqtiradi: bu vaqt grafiklarning 2-bo'limiga to'g'ri keladi (bundan 1-bo'lakdagi kechiktirilgan vaqt yoki 3-bo'lakdagi gateni ortiqcha zaryadlash vaqti ayirib tashlanadi); shuni ko'rsatish uchun MOSFET datasheetlarda alohida Q_{gd} "Miller" zaryadining qiymati keltiriladi. Misol IRF1405 uchun $Q_{gd} = 62 \text{ nC}$ bo'lgani sababli tranzistorni 10 ns vaqt davomida to'liq kommutatsiya qilish uchun 6.2 A kirish gate toki kerak bo'ladi.

MOSFET gateidagi zaryad to'g'risida gapiradigan gap ko'p: uning yuklama tokiga bog'liqligi, "Miller supasining" shakli, MOSFET turlaridagi farqlar va o'lchash usullari. Bu to'g'risida 3x-bobda bataf sil ma'lumot beramiz.

C. MOSFETning drain sig'implari. MOSFETlarda C_{iss} gate – yer sig'imiga qo'shimcha C_{dg} (odatda C_{rss} bilan belgilanadigan) gate-drain feedback va chiqish sig'implari (C_{oss}) ham bo'ladi. Chiqish sig'imi C_{dg} va C_{ds} drain-source sig'implarining yig'indisiga teng bo'ladi. C_{rss} feedback sig'imining ta'siri gate zaryadini aks etgan signallarda ko'rish mumkin (3.102-rasm). Chiqish sig'imining ham ahamiyati katta albatta: bu sig'im har bir kommutatsiya siklida zaryadlanib razryadlanishi kerak. Reaktiv qayta zaryadlanish bo'lmagan holda bu jarayon sarflaydigan quvvat $P = C_{oss}fV_{DD}^2$ bo'lgani sababli katta kommutatsiya chastotalarida ancha katta bo'lishi mumkin. §§9.7.2Bni ko'ring.

D. Tok va quvvat ko'lamlari. MOSFET datasheetlarida drain o'zgarmas tokining maksimal qiymati keltiriladi, ammo bu tok qiymati noreal 25°C temperatura uchun beriladi. Bu tokning qiymati $I_{D(max)}R_{DS(ON)} = P_{max}$ formulaga maksimal quvvat qiymatini qo'yib, aniqlanadi (§9.4) $P_{max}R_{\theta JC} = \Delta T_{JC} = 150^\circ\text{C}$, bu formulada $T_{j(max)} = 175^\circ\text{C}$ qiymati qo'yiladi, 175°C temperatura uchun $R_{DS(ON)}(max)$ qiymati R_{DS} grafiklaridan (3.116-rasmni ko'ring) olinadi. Shunda drain tokining maksimal qiymati $I_{D(max)} = \sqrt{\Delta T_{JC}/R_{\theta JC}R_{ON}}$ formuladan aniqlanadi. Ba'zi bir datasheetlarda quvvat va drain toki realistik temperaturalarda ko'rsatiladi (75°C yoki 100 °C). Bunisi yaxshiku, ammo siz MOSFETni 175°C temperaturada ishlatishni xoxlamaysiz. SHuning uchun biz maksimal $I_{D(max)}$ o'zgar-mas tokni va muvofiq dissipatsiya quvvatining kichikroq qiymatlarini tanlashni tavsiya qilamiz.

E. Asos diodi. Juda kam istisno bilan⁸⁶ katta quvvatli MOSFETlarda source terminali korpusga ulab qo'yilgan bo'ladi. Shunda korpus bilan kanal oralig'ida diod shakllanganligi sababli drain bilan source oralig'ida effektiv diod ishga tushgan bo'ladi (3.104 – rasm). Ba'zi bir ishlab chiqaruvchilar MOSFETning shartli belgisida diodni ham chizib ko'rsatadi, siz uning borligini unutmaysiz. Bu diod borligini bilganingiz, siz MOSFET ga teskari drain manbai kuchlanishini bera olmasligingizni bildiradi, yoki bergan teskari kuchlanishingizning qiymati to'g'ri ulangan dioddagi kuchlanish tushuvidan osh-masligi kerak. Misol uchun, siz katta quvvatli MOSFETlarni bipolyar signal bilan yurgaza olmasiz hamda bipolyar signallar uchun analogli kommutator sifatida ishlata olmaysiz. Bunday muammo integ-ral sxemalardagi MOSFETlarda (misol, analogli kommutatorlarda) yo'q, chunki ularning korpusi manfiy manba kuchlanishi terminaliga ulangan bo'ladi.



3.104-rasm. Katta quvvatli MOSFETlarda tranzistorning korpusi sourcega ulanib, drain-source diodini shakllantiradi

MOSFET larning asos diodi oddiy diskret diodga o'xshab teskari tomonga ochilish effektiga ega bo'ladi. Agar to'g'ri tomonga siljirilgan bo'lsa unda to'plangan zaryadni yo'qotish uchun ma'lum muddatga teskari tok oqishi kerak bo'ladi va keskin razryad bilan yakunlanadi. Bu 9x-bob-dagi "Transformator + to'g'rilagich + kondensator = katta spayklar!" to'g'risida bahs yuritilgan bo'limda ko'rganimizdek noo'rin hodisalarga olib kelishi mumkin⁸⁷.

⁸⁶ 2N4351 va SD210 kabi lateral MOSFETlar. Ularni Linear Systems, Fremont, CA firmalari ishlab chiqaradi

⁸⁷ Bu, kommutatsiya jarayoni yakunida oqadigan induktiv toklar oqishi mumkin bo'lgan kommutatsion sxemalarda, jiddiy muammo bo'lishi mumkin. MOSFETning ichki drain- source diodiga parallel tashqi diod ulab muammoni echish mumkin. Kuchlanish 60 V dan kichik bo'lgan hollarda Schottky diodini ishlatishingiz mumkin, ammo undan katta kuchlanishlarda

F. Gate-source kontaktning shikastlanishi. Gate-source oralig'ini shikastlantiruvchi kuchlanish qiymati (odatda ± 20 V) drain-source elektrodleri oralig'ini shikastlantiruvchi kuchlanishdan (20V dan 1000 V gacha) kichik bo'ladi. Kichik qiymatlardagi kuchlanishlar yoki logik sxemalar bilan MOSFETlarni yurgazishda hech qanday muammo bo'lmaydi, ammo siz bir MOSFETning drain elektrodidan olingan signal bilan ikkinchi MOSFETni yurgazmoqchi bo'lsangiz qiyin ahvolga tushib qolishingiz muqarrar.

G. Gatening himoyasi Avval ko'rib chiqqanlarimizdan bilamizki, MOSFETlardagi gate elektrodini kanaldan izolyasiya qilib turuvchi yuqa kremniy oksidi qatlami elektrostatik razryaddan osongina shikastlanishi mumkin. Agar JFETlar yoki boshqa pn-kontaktli qurilmalarda ortiqcha kuchlanish selsimon toklar vositasida havfsiz razryadlanib ketadigan bo'lsa, MOSFETlar gateidagi yagona ortiqcha kuchlanish ta'siri, uni to'liq ishdan chiqaradi. Buni oldini olish yo'llaridan eng yaxshisi –gatega ketma-ket, qarshiligi 1k yoki shunga yaqin bo'lgan, rezistorni ulash (tezlik hisobga olinmagan holda), ayniqsa boshqarish signali boshqa sxemadan beriladigan bo'lgan hollarda. Bu rezistor tranzistorni shikastlanishidan saqlaydi hamda shikastlangan MOSFETning gateidan oqib chiqqan o'zgarmas tok bilan signal manbaini ishdan chiqishidan asraydi⁸⁸. Bir juft kuchlanishni cheklovchi diodlar (+V manbai va er oralig'ida)⁸⁹ yoki erga gate rezistori bilan ketma-ket ulangan yagona zener bilan qo'shimcha himoya yaratishingiz mumkin (rezistor qarshiligi kichik bo'lishi kerak yoki uni olib tashlash ham mumkin); ammo esingizda bo'lsin zener qo'shimcha kirish sig'imini yaratadi⁹⁰. Yana bir amal, MOSFETning gatei doim sxemaga ulangan bo'lishini ta'minlashdan iborat, chunki kontaktsiz osilib qolgan elektrod orqali statik razryad sodir bo'lishi mumkin (tranzistorni saqlash uchun uning gateida hosil bo'lishi mumkin bo'lgan zaryadni erga oqizib yuboradigan himoya zanjiri bo'lishi shart). Aksincha, agar tranzistor boshqa qurilmaga ulanib, yurgaziladigan bo'lsa, kutilmaganda shikastlanishi mumkin. Bu muammoning eng yaxshi yechimi bu, boshqa qurilma tomonidan boshqariladigan, MOSFETning gate va source elektrodlerini, qarshiligi 100 kdan 1 Mgacha bo'lgan, rezistor bilan ulab qo'yish bo'ladi. Bu amal MOSFETni doim o'chgan holda ushlab turadi.

N. MOSFET ishlatishdagi ehtiyotkorliklar

MOSFETning gatei tranzistor kanalidan yupqa (yorug'lik to'lqin uzunligidan kichik) shisha (SiO_2) qoplama bilan izolyasiyalangan. Shu izolyasiya juda katta qarshilikni ta'minlab beradi va shu izolyasiya yuzasida hosil bo'ladigan statik zaryadlarni o'tkazib yuboradigan rezistiv yoki pn-kontaktga o'xshash yo'llar yo'q. Klassik holat, siz qo'lingizda MOSFET (yoki MOSFET integral sxemasini) ushlab turgan edingiz. Shu MOSFETni sxemangizga o'rnatasiz, manbaga ulaysiz va ishga tushirmoqchi bo'lasiz. SHunda sxemangiz ishlaymaydi, siz unga o'rnatilgan FETni o'ldirdingiz! Tranzistorni plataga o'rnatganingizda ikkinchi qo'lingiz bilan platani ushlab turishingiz kerak bo'lgan edi. Shunda sizning qo'lingizda mavjud bo'lgan statik elektr zaryadlar plata orqali razryadlanib ketar edi. Qish kunlari qo'lingizda mavjud bo'lgan zaryad minglab voltgacha bo'lishi mumkin⁹¹. MOS qurilmalari "gilamning tok urishiga" (*electrostatic discharge* (ESD) elektr razryadning adabiyotdagi nomi) chidamsiz. Sizdagi statik elektr zaryadni "odam badanining modeli" bo'lgan ketma-ket ulangan 100 pF kondensator va 1.5

Schottky diodidagi kuchlanish tushuvi katta bo'lsa ham ichki diodni ishdan chiqaradi. Bunday muammolarni xal qilish uchun maxsus ichki himoya

⁸⁸ Diodlariga ega MOSFETlar ishlab chiqarilgan. Bu diodlar teskari ulanganda to'playdigan Q_{rr} zaryadi kichik bo'ladi va tezda razryadlanadi va induktiv toklar ta'siriga chidamli bo'ladi.

⁸⁹ Katta quvvatli MOSFETlarda gate zeneri o'rnatilgan bo'ladi, ammo endi bu kam uchraydi: zenerning o'zi shikastlanishda asosiy rol o'ynaydi! Gateiga zener o'rnatilgan MOSFETlar 3.4 b-jadvalning "Gate zener" ustunida ko'rsatilgan.

⁹⁰ Gatei shikastlangan MOSFET yopiq bo'lishi kerak bo'lgan holda ham drain o'tkazuvchanligi paydo bo'ladi: draindan gatega sizib o'tgan tok drain kuchlanishini tushirib yuboradi, shunda hosil bo'lgan V_{GS} kuchlanishi drain tokiga muvofiq bo'ladi.

⁹¹ "Smoki, do'stim, sen og'riq dunyosiga kirmoqdasan"

k rezistorga ekvivalent bo‘ladi⁹²; qish kunlarida sizning sig‘imingiz 10 kVgacha zaryadlanishi mumkin. Qo‘lingizni biroz gilamga ishqalasangiz, yoki qo‘lingizni harakatlantirsangiz ko‘ylak yoki sviterda bir necha kilovoltga teng zaryad to‘planib qolishi mumkin. Quyida bir necha cho‘chituvchi raqamlarni keltiramiz.

Elektrostatik kuchlanishlar

Harakat	Elektrostatik kuchlanish, V	
	Namlik 10% - 20 %	Namlik 65% - 90%
Gilam ustida yurish	35000	1500
Vinil pol ustida yurish	12000	250
Dastgoh oldida ishlash	6000	100
Vinil papkaning dastagi	7000	600
Polietilen sumkani olganda	20000	1200
Penoplast stulda sirpanganda	18000	1500

Barcha yarimo‘tkazgich qurilmalar razryad uchquni bilan shikastlanishi mumkin bo‘lsa ham MOS qurilmalari, ichki sig‘imlarda to‘plangan zaryad hisobiga, unga juda chidamsiz bo‘ladi; to‘plangan zaryad miqdori ma’lum qiymatga etganida yuqa shisha dielektrik razryad natijasida teshilib qolishi mumkin. (Agar uchqun sizning barmog‘ingizdan keladigan bo‘lsa undagi 100 pF qo‘shimcha manba bo‘lishi mumkin). 3.105-rasmda uchqunli razryadlar sinovlaridan o‘tgan MOSFET tasviri keltirilgan⁹³. Bu tasvirda ko‘rganimizni “gatening yorilishi” deb nomlasak to‘g‘riroq bo‘lar edi. Elektronika sanoatida EDSga jiddiy nazar bilan qaraladi. Yangi yo‘nalishlarda yaratilgan elektron qurilmalarda yarimo‘tkazgichlar asosan shu sabab bilan ishdan chiqadi. Bu to‘g‘risida juda ko‘p kitoblar yozilgan⁹⁴. Boshqa, razryadga chidamsiz, yarimo‘tkazgichli qurilmalar qatorida⁹⁵ MOS lar (ularga bipolyar tranzistorlarga nisbatan 10 barobar katta kuchlanish beriladi) o‘tkazuvchanlikka ega konteynerlarda transportirovka qilinishi zarur, ular bilan ishlaganingizda lahmlagichda mavjud bo‘lgan kuchlanishga ehtiyot bo‘lishingiz kerak. Lahmlagichni yerga ulab qo‘ysangiz yaxshi bo‘ladi. Kiyimingiz antistatik materialdan bo‘lsa ham yaxshi bo‘ladi. Ish joyining havosi nam va ionlashtirilgan bo‘lishi kerak (shunda havo biroz o‘tkazuvchanlikka ega bo‘ladi va odamning barmoqlaridagi zaryadlar havoga oqib ketib turadi); ishchilar malakali bo‘lishi kerak. Aksincha, yarimo‘tkazgichlarning shikastlanishi kamaymaydi. Qish kunlari yarimo‘tkazgichlarning shikastlanishi ancha ko‘payadi. Yarimo‘tkazgichlar sxemasiga, xavfsizlik choralarini ko‘rib, qalaylanib o‘rnatilsa, ularning shikastlanishi ancha kamayadi. Bundan tashqari, ko‘p kichik o‘lchamli MOSlar (CMOS logik qurilmalari, ammo katta quvvatli MOSFETlar emas) kirish zanjirlarida himoyalovchi diodlar o‘rnatilgan bo‘ladi. Integral sxemalarning kirish zanjirlariga kiritilgan, rezistor va diodlardan iborat, himoyalovchi sxemalar, ularning ishlashiga ta’sir ko‘rsatsa ham, ularni elektrostatik shikastlanishdan asraydi. Shunday himoya elementlari bo‘lmagan

⁹² Ammo biroz soddalashtirilgan. 2.5 kV kuchlanishgacha zaryadlangan “human body model” (HBM) odam badani modeli 150 ns vaqt konstantasi bilan razryadlanganida tokning qiymati 1.7 Aga etadi. Bundan boshqa modellar ham bor, misol uchun “mashina” modeli (12 kHz chastotada bir necha aylanishi 6 A razryad tokini beradi) yoki “charge device model” (CDM) qarshiligi kichikroq ketma ket rezistor orqali 6 A tok bilan 2ns impuls shaklida bevosita sxemaga razryadlanishi mumkin.

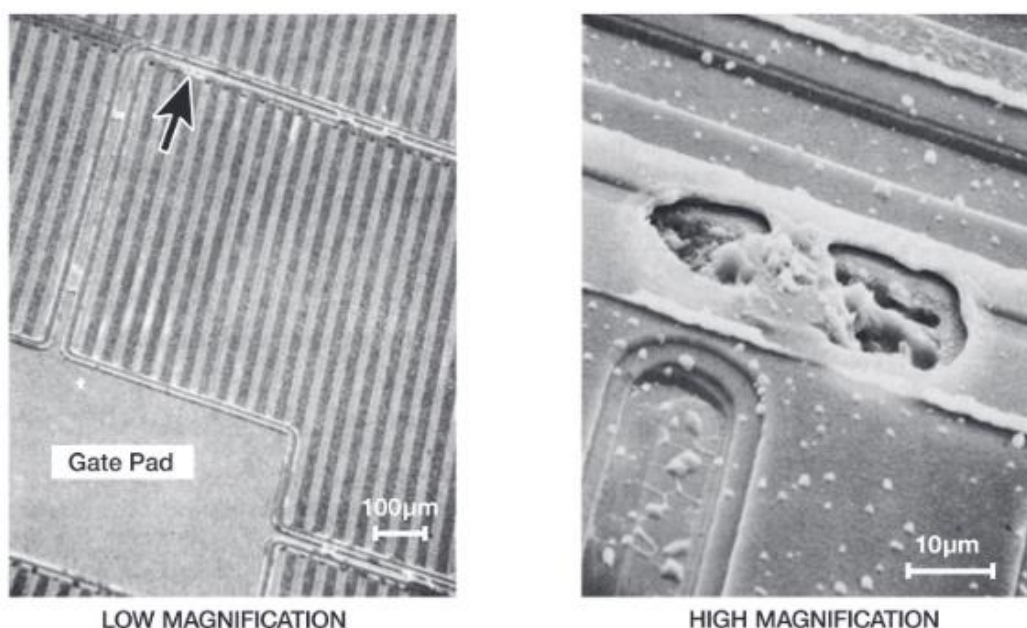
⁹³ Sinalgan MOSFET MTM6M60 turidan, uning $C_{iss} = 1100 \text{ pF}$. Tashqi 100 pF sig‘im bilan birga sig‘imli bo‘luvchi tashkil qiladi va 150 nsli 1 kV spaykni 80 Vga tushirib beradi, ammo bu tranzistorning 20 V V_{GS} maksimal kuchlanishidan hamon katta bo‘lib qoladi.

⁹⁴ Akademiklar barcha narsa to‘g‘risida maxsus kurslar yaratishni yaxshi ko‘rishadi.

⁹⁵ Bu o‘zi ko‘p narsani bildiradi: kichik o‘lchamli yuqori chastotali bipolyar tranzistorlar juda nozik bo‘ladi.

elementlar, misol uchun katta quvvatli MOSFETlar, kirishidagi sig‘im sababli juda nozik bo‘ladi va barmoq tegishi bilan shikastlanishi mumkin. MOSFETlarning shikastlanishi muammosini bo‘rttirib gapirishning iloji yo‘q. Chip loyihachilari muammoni yaxshi tushunishadi va qurilmalarining “ESD” chidamliligini oshirish ustida tinmay ishlashadi. Tipik MOS integral sxemalari 100 pF sig‘imi 2 kV kuchlanishgacha zaryadlanib ketma-ket ulangan 1.5 kV rezistor orqali amalga oshirilgan razryadga chidab beradi, ularning datasheetlarida ana shu ko‘rsatilgan. Tashqi impulsar ta‘siriga tushishi mumkin bo‘lgan qurilmalar (misol uchun, interfeys va chiziqli drayverlar) ba‘zi hollarda 15 kV kuchlanishga bardosh berishga qodir bo‘ladi (misol uchun, Maximning “E” belgili RS-422/485 va RS-232 interfeys chiplari va boshqa ishlab chiqaruvchilarning shunga o‘xshash chiplari). 12-bobdagi §12.1.5ni ko‘ring.

I. MOSFETlarni parallel ulash. Loyihalash jarayonida katta tok taqsimlash yoki katta quvvat dissipatsiyasiga erishish uchun bir nechta katta quvvatli tranzistorlarni o‘zaro parallel ulashingizga to‘g‘ri keladi. Avval aytganimizdek, bipolyar tranzistorlar, o‘zining $+9\%/^{\circ}\text{C}$ kollektor tokining temperatura koeffitsienti sababli, o‘zaro parallel ulanishda toklarni tenglashtiruvchi ballast emitter rezistorlariga muhtoj. MOSFETlar uchun §3.5.1da ko‘rsatganimizdek bu holat boshqacha bo‘ladi: ba‘zi hollarda siz ularni rezistorlarsiz parallel ulab qo‘ysangiz bo‘laveradi (misol uchun, to‘yingan kommutatorlarda) ammo boshqa hollarda bunday qila olmaysiz (chiziqli katta quvvatli qurilmalarda⁹⁶). Bu muammolar tranzistorlarni temperaturadan shikastlanish mavzusining asosiy masalasi bo‘ladi. Bu mavzu juda muhim bo‘lgani sababli batafsil tahlilni talab etadi (§3.6.3).



3.105-rasm. “Odam badani ekvivalenti” (ketma-ket ulangan 1.5 kV rezistor va 100 pF kondensator) 1 kV kuchlanish bilan 6 amperli MOSFETni sinash natijasi tasviri (Motorola, Inc. taqdim qilgan)

Katta tok kommutatsiyasi uchun doim MOSFET bipolyar tranzistordan afzal deb kelingan. Bir xil imkoniyatlarga ega MOSFETlar bipolyar tranzistordan biroz qimmatroq bo‘lsa ham, ularni yurgizish ancha oson, ikkilamchi shikastlanishdan holi va ancha kichik joyni talab qiladi (3.95-rasm). Ochiq (ON) MOSFET kichik qiymatdagi drain kuchlanishlarida, o‘zini, qarshiligi kichik rezistordek tutadi, ochiq bipolyar tranzistor bo‘lsa to‘yingan rejimda ishlaydi. Kichik qiymatdagi drain toklari uchun “to‘yintiradigan kuchlanish” qiymati nolga qarab borishini MOSFETlarning afzalligi desa bo‘ladi. MOSFETlar katta toklarda ham to‘yingan holatga o‘tmaydi degan tushuncha yuradi, ammo bizning izlanishlarimiz buni noto‘g‘ri ekanligini isbotladi. Quyidagi jadvalda biz o‘zaro solishtirilishi mumkin

⁹⁶ Istisno: katta quvvatli “lateral” MOSFET: 2SK1058

bo'lgan juftlar ro'yxatini keltirdik (npn – tranzistorlar n- kanalli MOSFET), bu jadvalni tuzish uchun biz tranzistorlarning $V_{CE(sat)}$ yoki $R_{DS(on)}$ ko'rsatgichlarini ko'rib chiqdik. Kichik toklarda ishlaydigan MOSFETlar o'zining “kichik signalli” bipolyar ukalariga o'xshab ketadi, ammo 6 - 10 amper ko'lamidagi tok va 0 -100 volt kuchlanishlarda MOSFETlar ancha yaxshi ishlaydi. Bipolyar tranzistorni to'yingan rejimiga chiqarish uchun kattagina baza toki kerak bo'ladi. Bu baza tokleri kollektor tokining 10%ni tashkil qilishi mumkin va aksincha MOSFETni ochish uchun (nol –tok)10 volt siljitish kuchlanishi kifoya qiladi. Katta kuchlanishli MOSFETlarda ($BV_{DS} > 200V$) $R_{DS(on)}$ katta bo'ladi va kichik kuchlanishga mo'ljallangan tranzistorlarga nisbatan, temperatura koeffitsienti kattaroq bo'ladi; bunda IGBT tranzistorlarining muvofiq kuchlanishi MOSFETlarnikidan 300 – 400 voltga katta bo'ladi. MOSFETlarning ichki sig'implari bipolyar tranzistorlarga nisbatan katta bo'ladi va ular tranzistorlar kommutatsion rejimda ishlaganida ahamiyatli bo'ladi. Ba'zi hollarda (ayniqsa katta kommutatsiya tezligi muhim bo'lganida) tranzistorning sig'imi bilan to'yinganlik kuchlanishining ko'paytmasini uning sifat ko'rsatgichi sifatida bilishni istab qolarsiz.

BJT-MOSFET-IGBT Comparison ^a								
class	part#	V_{sat}		C_r^b (pF)	price	parameter	n-channel FQP9N25	p-channel FQP9P25
		25°C (V)	125°C (V)					
60 V, 0.5 A	2N4401 ^N 2N7000 ^V	0.75 0.6	0.8 0.95	8 25	\$0.06 \$0.09			
60 V, 6 A	TIP42A ^N IRFZ34E ^V	1.5 0.25	1.7 0.43	50 50	\$0.63 \$1.03			
100 V, 10 A	TIP142 ^D IRF540N ^V	3.0 0.44	3.8 1.0	low 40	\$1.11 \$0.98			
400 V, 10 A	2N6547 ^N FQA30N40 ^V	1.5 1.4	2.5 3.2	125 60	\$2.89 \$3.85	V_{max} I_{max} $R_{ON(max)}$	250 V 9.4 A 0.42 Ω	250 V 9.4 A 0.62 Ω
600 V, 10 A	STGP10NC60 ^I	1.75	1.65	12	\$0.86	$C_{rss}(typ)$ $C_{iss}(typ)$ $Q_g(typ)$ $T_{JC(max)}$ Price (qty 1k)	15 pF 540 pF 15.5 nC 1.39 °C/W \$0.74	27 pF 910 pF 29 nC 1.04 °C/W \$0.97

(a) $I_B = I_C / 10$, $V_{GS} = 10$ V, except $I_B = I_C / 250$ for Darlington.
(b) C_{ob} or C_{rss} .
(D) Darlington. (I) IGBT. (N) npn BJT. (V) vertical nMOS.

MOSFET lar kuchaytirgich va chiziqli kuchlanish stabilizatorlarida bipolyar tranzistorlarning o'rniga, misol uchun, audio kuchaytirgich va kuchlanish stabilizatorlarida ishlatilishi mumkin ekanligi esingizda bo'lsin (bu to'g'risida ko'proq 9-bobda). Katta quvvatli MOSFETlarning n-kanalli turlari juda keng tarqalgan bo'lsa ham (ishlashi ham yaxshi bo'lishiga qaramay) p- kanalli turlari ham mavjud. r-kanalli MOSFETlar 500 V (yoki hatto 600 V) kuchlanishda ishlaydigan namunalari bor, ularning narhlari, parametrlari (aytaylik $I_{D(max)}$ va $V_{DS(max)}$) analogik bo'lgan va boshqa parametrlari yomonroq (sig'im va R_{ON}) bo'lgan tranzistorlardan, balandroq bo'ladi. Quyidagi jadvalda komplementar o'zaro tok va kuchlanish bo'yicha muvofiqlashtirilgan va bir xil TO-220 korpusli MOSFETlar (Fairchild) ro'yxati keltirilgan. $I_{D(max)}$ toklarini tenglashtirish uchun r-kanalli tranzistorlarda kontakt yuza maydonlari kattaroq bo'lishi kerak, shu sababli sig'imi, gate zaryadi miqdori, R_{ON} hamda narxi kattaroq bo'lganiga ahamiyat bering. Ularning ishlash tezigi va transconductance ko'rsatgichi datasheetlarida ko'rsatilganidek kichikroq. Ammo paradoks shundaki r-kanalli qurilmalarning termik o'tkazuvchanligi ancha yaxshi (\$9.4.1Ani ko'ring), bu uning kattaroq gabarit o'lchamlari bilan bog'liq bo'lsa kerak.

3.5.6 MOSFETli sxemalardan bir necha namuna

Nazariya yetarli bo'ldi shekilli! Keling katta quvvatli MOSFETlar asosida yaratilgan sxema namunalarini ko'rib chiqaylik.

A. Asosiy quvvat kommutatorlari

3.106-rasmda o'zgarmas tok manbai chiqish quvvatini MOSFET bilan boshqarish va kerak bo'lganida ularni yoqib o'chirish sxemalari keltirilgan. Agar sizning batareyadan ishlaydigan o'lchash vositangiz faqat kerak bo'lgan hollarda ishlatiladigan bo'lsa siz A sxemasini ishlatib, undagi manba quvvatiga o'ch bo'lgan mikroprotsessorni faqat o'lchash bajarilganida ulashingiz mumkin. Bu sxemada 1.5 voltli logika bilan boshqariladigan rMOS quvvat kommutatori keltirilgan; bu tranzistorning gate kuchlanishi kichik bo'lib, $R_{ON} = 17m\Omega$ ($V_{GS} = 1.5V$) "1.5 voltli" logika mikroquvvatli raqamli CMOS bo'lib, mikroprotsessor o'chirilganida ham ishlashni davom etaveradi (CMOS logika statik holatida atrofga issiqligini tarqatmaydi). Muhim eslatma: agar siz ishlatgan "1.5 Vli manba" yakuniy $\sim 1.0V$ kuchlanishli ishqorli batareya bo'lsa, kichik kuchlanishlarda kommutator muvofiq ishlashidan xabardor bo'lishingiz kerak bo'ladi. Bunday hollarda siz npn- tranzistor ishlatganingiz durustroq bo'ladi -3x-bobdagi "Low – voltage switching: MOS versus BJT" mavzusini ko'ring. Ikkinchi sxema (B) katta tok iste'mol qiladigan yuklamaga (transmitter, yoki boshqa qurilma) +12 voltli o'zgarmas tok manbaini ulaydi. Boshqarish signalimiz 3.3 voltli logik sxema bo'lgani sababli biz kichik quvvatli npn- tranzistor tok manbaini ishlatish bilan 8 V manfiy tebranish generatsiyasini yaratdik (+12 Vga nisbatan) va shu boshqaruv signali bilan katta quvvatli rMOS kommutatorni ochamiz. Kollektor rezistorining katta qarshiligiga ahamiyat bering, uning bo'lishi o'rinli, chunki rMOS tranzistorining gatei o'zgarmas tok iste'mol qilmaydi va bu kommutatsion sxema katta chastotada ishlamaydi. Uchinchi sxema (C) avvalgi sxemani mukammallashtirilgan varianti bo'lib, npn- tranzistorda yig'ilgan, yuklamadagi qisqa tutashuvdan saqlaydigan sxema qo'shilgan. O'zgarmas tok manbalarida ishlatiladigan bu himoya qurilmasi juda foydali, chunki ossilloskop shupi bilan ishlab turgan sxemangizda qisqa tutashuv sodir qilib qo'yishingiz mumkin. Yuklamaga parallel ulangan elektrolitik kondensatorning zaryadi hisobiga +12 voltli manba tezkor qisqa tutashuvdan saqlanadi. Xohlasangiz, himoya sxemasini ishga tushiradigan yuklama toki qiymatini hisoblab chiqing.

3.16-masala. Tokni cheklovchi sxema qanday ishlaydi? Yuklama toki qanday qiymatgacha ko'tarilishi mumkin?

Qiziq bir detal: B va C rasmlardagi sxemalarda tranzistorning emitter rezistorini olib tashlab va tokni cheklovchi 100 k qarshilikli rezistorni qo'shib drayver vazifasini bajaradigan tranzistorni kommutator sifatida (tok manbai emas) ishlatib bo'lar edi. Ammo bunday sxema, katta manba kuchlanishiga ega bo'lgan sxema bilan boshqariladigan bo'lsa, MOSFETlarning gate terminalini shikastlantiruvchi kuchlanishi ($\pm 20V$ yoki undan kichik) sababli, muammolar yaratishi mumkin. Ana shunday muammo S-rasmdagi sxemani ham ishdan chiqarishi mumkin. Bu muammoni echish uchun kollektor bilan ketma-ket rezistor ulash bilan hal qilishingiz mumkin, uning qarshiligini gate kuchlanishi bilan birga sozlab olishingiz mumkin; ammo biz ishlatgan tok manbai sxemalari muammoni avtomatik ravishda hal qiladi, shunda sxemaning komponentlarini o'zgarmagan holda 24 yoki 48V kuchlanishlarni kommutatsiya qilishi mumkin.

3.17-masala. Sizda 120 V as kuchlanish to'g'rilab beradigan ko'prik sxemali to'g'rilagich bor va uni kuchlanish manbai sifatida ishlatishingiz mumkin. 3.106 C-rasmdagi sxemaning, ketma-ket ulangan 30 oq LEDga 0.5 A impulslar berib turuvchi 155 – 175 V variantini loyihalang. R_1 va R_2 rezistorlar qarshiligi va R_2/R_1 nisbatini qanday tanlaganingizni tushuntirib bering. Q_1 va Q_2 tranzistorlarini tanlang va ularning dissipatsiyasini aniqlang. 2.1- jadvaldagi va shu bobda ko'rib chiqilgan MOSFET ishlatib. Qo'shimcha yordam: Q_2 10 ms impulslar bilan boshqarganda eng og'ir dissipatsiyasini aniqlang (eslatma: datasheet dagi "Transient Thermal Impedance" grafiklaridan foydalaning).

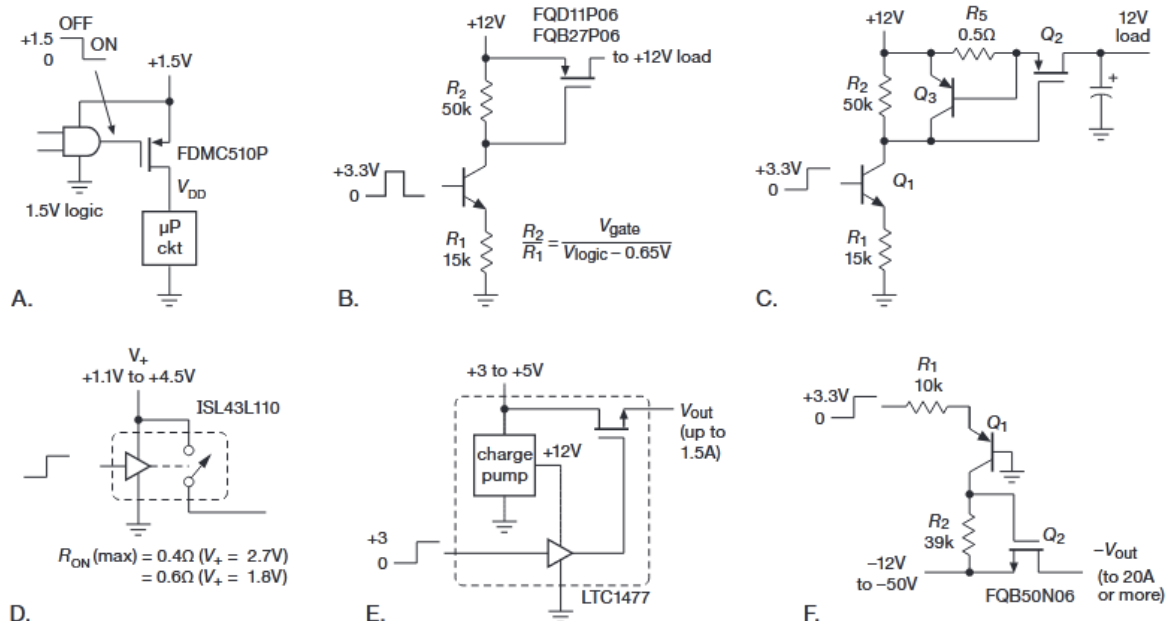
C-sxemada qolgan muammolar Q_2 tranzistor chiqishi qiska tutashtirilganidagi dissipatsiya bilan bog'liq. Bu muammoni hal qilish usullaridan eng qo'poli (tan olmasak ham ko'p qo'llaymiz) radiatorga o'rnatilgan katta quvvatli MOSFETni ishlatish bo'ladi $P = V_{in}/I_{lim}$; bunday sxema o'rtacha tok va kuchlanishlarda yaxshi ishlaydi. 12.45 S-rasmda keltirilgan sxemadadek tok cheklovchisi o'rnatilsa yaxshi bo'ladi. Ammo idealda bizga ichki temperatura ta'siridan cheklovchi qurilmalari bor tranzistor ishlatish bo'ladi⁹⁷. Bu E-rasmda keltirilgan sxema afzalliklaridan biri bo'ladi. Kommutatsiya qilinadigan kuchlanishlar kichik bo'lgan holda, D- bobda keltirilgan, R_{ON} qarshiligi kichik bo'lgan analogli kommutator ishlatish alternativa bo'lishi mumkin (3.3-jadvalga qarang). Unda keltirilgan kommutatorlarning quvvat manbai 1.1 V dan 4.5 V gacha va R_{ON} qarshiligi 100 mA yuklama toklari uchun qoniqarli bo'ladi. Komplementar n va p-kanalli MOSFETlar asosida yaratilgan, to'liq manba kuchlanishi ko'lamida kommutatsiya bo'ladigan analogli kommutatorni oddiy musbat kuchlanishli quvvat manbai kommutatori sifatida ishlatish g'alati amaldek bo'lib ko'rinadi; ammo bu arzon va logik interfeys masalalari hal qilingan va boshqa sizga kerak bo'lgan narsalar bo'lsa, nimasi yomon? Kirishidagi manba kuchlanishidan musbatroq, havfsiz 10 volt yoki shunga yaqin, bo'lgan boshqarish kuchlanishini talab qilgan n-kanalli MOSFET kommutatoriga qiziq alternativa bo'lgan sxema 3.106 E-rasmda keltirilgan. Bunda siz turli qiymatlardagi tezlik va kuchlanishlarga bardosh bera oladigan, musbat ko'lamdagi kuchlanish bilan boshqariladigan integral sxemalarni ishlatsangiz bo'ladi (misol uchun 3.96-rasmdagi LM9061; §§3.5.3, 12.4.3, 12.4.4 va 12.5-jadvalga qarang). Bu yerda biz, o'z ichiga MOSFETlarni ham olgan musbat ko'lamli drayverlari sohasiga kirib bordik. Ularda gateni boshqarish signali ichki ossillyatori va zaryadlovchi konverterda shakllanadi (§3.4.3Dda buni ko'rgan edik). Bu qurilmalar kichik kuchlanishlarda ishlashga mo'ljallangan bo'lib, ichki sxemasida tokni cheklovchi va temperaturadan himoya qiluvchi zanjirlari bo'ladi. r-kanalli MOSFETni boshqarish oson bo'lgan joyda bularni bizga nima keragi bor? Yuqori ko'lamli kuchlanish bilan boshqariladigan nMOS kommutatori murakkabroq bo'lsa ham, uning xarakteristikallari yaxshiroq bo'ladi va n-kanalli MOSFETlarni turlari juda ko'p; shu sababli uning asosida yaratilgan sxemalar afzalroq deb hisoblanadi. Va nihoyat, F-sxemasida yuklamani manfiy manba kuchlanishiga ulash usuli ko'rsatilgan; bu sxema B-sxemaning analogi bo'ladi, ammo unda n – kommutator, bazasi yerga ulangan npn- tranzistori musbat logik signaldan yaratgan toki oqishi natijasida R_2 rezistorida hosil bo'lgan, 10 V kuchlanish bilan boshqariladi. Bu sxemaga siz C-sxemadagidek tokni cheklovchi zanjir qo'shsangiz (balki qo'shishingiz kerak bo'lar) yaxshi bo'ladi.

B. Yuklamasi yerdan uzilgan quvvat kommutatorlari

Ba'zi hollarda sizga kuchlanishning bir uchi yoki sxemaning yuklamasi yerdan uzilgan zanjirlarni kommutatsiya qilish kerak bo'lib qoladi. Misol uchun, sizga yuklamaning quyi (er) tomoniga ulangan tokni sezish rezistoridagi impulsli quvvatni o'lchash kerak bo'ldi yoki tranzistorning temperatura effektini tekshirish uchun millisekundlar ko'lamida impulsli o'lchash o'tkazmoqchi bo'ldingiz yoki sizga as va dcda ishlaydigan, yerdan uzilgan ikki terminalli kommutator kerak bo'lib qoldi. Bunday hollarda siz, 3.106-rasmda ko'rsatilgan, asosi yerga ulangan sxemalarni ishlata olmaysiz. 3.107-rasmda ikkita oddiy sxema keltirilgan, ikkisida ham optoizolyasiya (§12.7) qo'llanilgan bo'lib, sxemasi yerga ulangan manbaning boshqarish signali kommutatsiya qilinadigan zanjir bilan elektr aloqasi yo'q. A-sxemada bir juft ketma-ket ulangan MOSFETlarning gatellariga bipolyar tranzistorlarda yig'ilgan ikki taktli qaytargichdan signal beriladi, ikki taktli qaytargich bo'lsa baza signalini U_2 fotoelektron optojuftdan oladi. Optojuftda ketma-ket ulangan "fotovoltaik" tasmada ichki kuchaytirgich sxemasi bilan 10 mA LED toki yaratgan yorug'lik oqimi ta'sirida $\sim 8V$ signal generatsiya bo'ladi (12.91-bobni va §1x.7ni ko'ring). Q_1 va Q_2 tranzistorlarda yig'ilgan drayver jufti kommutatsiya vaqtini kengayishi

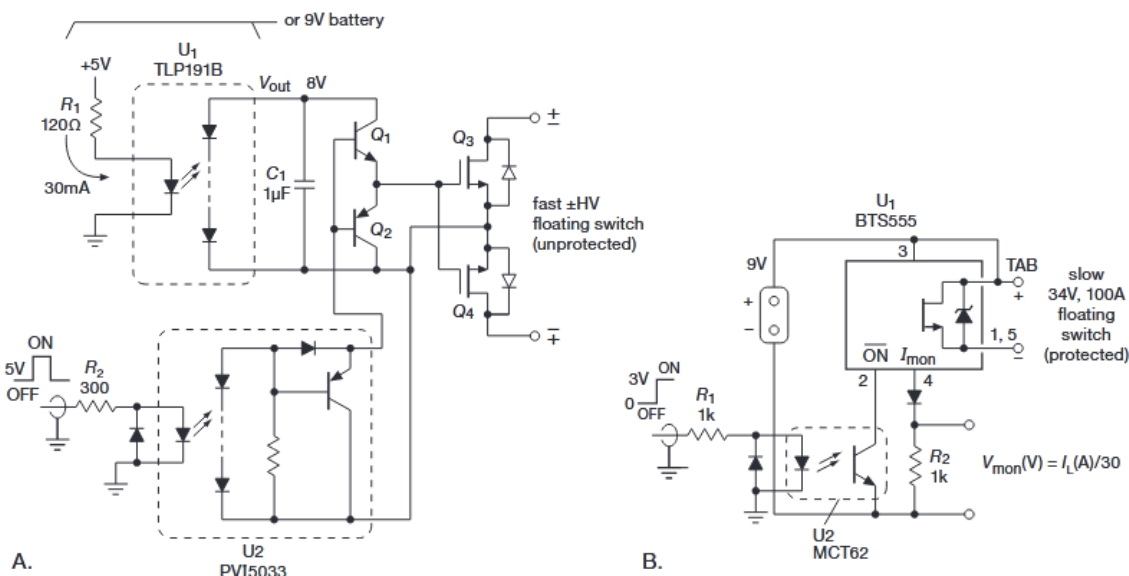
⁹⁷ Agar buning o'rniga potentsiali past bo'lgan tomonni kommutatsiya qiladigan bo'lsak (nMOS kommutator bilan) biz himoyalangan MOSFET ishlatishimiz mumkin (12.4-jadvalni ko'ring).

hisobiga olib qo'yilishi mumkin (quyida ko'rasiz). Bu drayverlar MOSFETlarning effektiv yuklama sig'imini betta koeffitsientiga kamaytirishi hisobiga kommu-tatsiya vaqti (tipik katta quvvatli MOSFET Q_3 va Q_4 uchun) optojuftning ichki tezligi hisobiga 200 μ s bilan chegaralanadi.



3.106-rasm. MOSFETlarda yaratilgan dc quvvat kommutatorlari.

Q_1 va Q_2 tranzistorlardagi drayverga kerak bo'lgan manba kuchlanishini ikkinchi U_1 optovoltaiik generator ishlab chiqaradi; bu o'zgartgichning tez ishlashiga hojat yo'q bo'lgani uchun (sxema katta tezlikda ishlamaydi) uning vazifasi C_1 kondensatorini $\sim 8V$ kuchlanishgacha zaryadlab turish bo'ladi xolos. U_1 o'zgartgichini 9Vli batareya bilan almashtirib qo'yishingiz mumkin: batareya unga nisbatan ancha katta tok berishi mumkin (U_1 beradigan tok $\sim 20 \mu A$ bo'ladi), faqat batareyani vaqt o'tishi bilan almashtirib turish kerak bo'ladi (9Vli "1604" turdagi batareya 500 mAh yaxshi ishlaydi va 5 yil ishlab berishi mumkin). Bu sxema qutbi har xil bo'lgan impulslar bilan ishlashi mumkin – ikki MOSFETlardan biri aktiv kommutator bo'lib ishlaydi, ikkinchisining ichki asos diodi o'tkazuvchi holatda bo'ladi (sxemada aniq ko'rsatilgan). Bu sxema "himoya qilinmagan" kommutator deb hisoblanadi, chiqishdagi tranzistorlarning toki cheklanmagan. B-sxemada avvalgi sxemaning kamchiligi VTS555 integral himoyalangan mikrosxemada yo'qotilgan.



3.107-rasm. Yuklama zanjiri yerdan uzilgan MOSFETli quvvat kommutatorlari: A. Ikki qutbli, himoyalangan; B. Bir qutbli, kuchlanishi cheklangan, himoyalangan

Sxemada 9Vli batareya integral sxemaning manbaini ta'minlaydi (off holatida oladigan toki 15 μA , on holatida -1 mA). Bu sxema barcha yomon holatlardan himoya qilingan. Uning kommutatsiya tezligi A-sxema bilan tenglashadi (300 μs –on, 100 μs –off) va katta toklarni ham (100 A va undan ham katta) kommutatsiya qila oladi; ammo uning terminallari oraliq idagi kuchlanish tushuvi 34 V bilan chegaralangan. §12.4.4 da va 12.5-jadvaldan ko'proq ma'lumot olishingiz mumkin. 3.107-rasmdagi A-sxemaga qaytib unda arzon n-kanalli MOSFET ishlatib, qanchalik imkonlari bor sxema yaratishimiz mumkin? Tranzistorlarni 3.5-jadvaldan olishingiz mumkin, unda minglab tranzistorlar ichidan tanlab olinganlari keltirilgan⁹⁸, ularning kuchlanish bo'yicha ishlash ko'lamiga barcha kuchlanishlarni qamrab olgan⁹⁹. Bir necha kompromislar mavjud: (a) R_{ON} bilan kuchlanish ko'lamiga quyidagicha taqsimlangan: R_{ON} ko'lamiga $\sim 100000:1$ kuchlanishning $\sim 100:1$ ko'lamiga to'g'ri keladi. (b) katta kuchlanishda ishlaydigan tranzistorlar uchun katta haq to'laysiz (misol uchun, 4.5 kV tranzistorning narxi \$22.) (s) Kattaroq toklarda ishlaydigan tranzistorlarning chiqish sig'imi ham kattaroq bo'ladi (uning OFF holatidagi kommutatsiya qiladigan terminallari oraliq idagi nazorat qilishingiz mumkin), agar siz ularni $R_{ON}C_{oss}$ ko'rsatgichi bo'yicha tanlab olgan bo'lsangiz ham. Ularning kirish sig'imi va gate zaryadi ham katta bo'ladi, bu parametrlar kommutatsiya tezligiga ta'sir ko'rsatadi. (d) Va, nihoyat, muhim ma'lumotlar yo'qku! Endi siz datasheetlarni ochib, issiqlik qarshiligi, impulsli tok va impulsli energiya, gate zaryadi kabi muhim ma'lumotlarni topishingiz kerak. Bu yerda keltirilgan ma'lumotlar asosan tavsiya sifatida beriladi, demak siz loyihalamoqchi bo'lgan sxemani qanday ishlashini avvaldan bilmoqchi bo'lsangiz ishlatilgan komponentlarning spetsifikatsiyalarini ko'rib chiqishingiz kerak bo'ladi. Misol uchun, spetsifikatsiyada keltirilgan "maksimal impulsli tok" ko'rsatgichi sizning sxemangizda bo'lishi mumkin impuls davomiyligidan kichikroqlari uchun keltirilgan ekan; va R_{ON} qiymati 10 V gate kuchlanishi uchun keltirilgan qiymati sizga kerak bo'lgan qiymatdan kattaroq ekan deylik.

Keling shu misolni 3.107A-rasmda sxemasi keltirilgan kommutatorning kommutatsiya tezligini aniqlash bilan yakunlaylik. Aytaylik, bizga 600 V kuchlanishda ishlaydigan kommutator kerak, shunda biz o'rtacha ko'rsatgichlarga ega bo'lgan FCP22N60N MOSFETni tanladik. Uning R_{ON} qarshiligi va sig'im ko'rsatgichlari bizning sxema uchun yaxshi va narxi ham katta emas (100tasi \$5). Kommutatsiya tezligini belgilovchi parametr gate zaryadi bo'ladi, uning o'rtacha jadval va grafiklardan aniqlangan qiymati ($Q_{GS} + Q_{GD}$) taxminan 25 nC. Kommutator MOSFETlari izolyasiya qilingan U_2 drayverining, Q_1 va Q_2 tranzistorlarda β barobar kuchaytirilgan impulsli bilan qo'zg'atilishi kerak. U_2 ning datasheetidan uning chiqish toki qiymatini aniqlab olishimiz mumkin ("Typical Response Time" grafiklaridan), qiymati taxminan 3 μA bo'lar ekan. Endi bir onga Q_1 va Q_2 tranzistorlari yo'q deb tasavvur qilaylik, shunda MOSFETlar bevosita U_2 drayveri bilan boshqarilgan bo'lib chiqadi va tranzistorlarning ochiqlik vaqti $t \approx Q_{gate}/I_{U2}$, yoki 8.3 ms bo'ladi. Endi sxemaga bipolyar tranzistorlarda yig'ilgan drayverni uning betta kuchaytirish koeffitsienti bilan kiritaylik; tipik $\beta \sim 200$ uchun tranzistorlarning ochilish vaqti $\sim 40 \mu\text{s}$ bo'ladi¹⁰⁰. Tezlik katta emas bo'lib chiqdiku! Yana bir marta U_2 ning datasheetiga murojat qilaylik, undan siz eng kichik kommutatsiya vaqti 100 μs ekanligi topasiz; shunda drayverning ichki kommutatsiya vaqti, yuklama sig'imi kichik bo'lsa ham, 350 μs

⁹⁸ n-kanalli MOSFETlarning tanlamoqchi bo'lsangiz ularning 20330 namunasini Digi-Keyda, 11662 namunani Mouserda va 4607 namunasini Newarkda topishingiz mumkin. Bu sonlar biroq ko'paytirib keltirilgan, chunki korpusi turli bo'lgan tranzistorlar alohida ro'yxatlarda keltirilgan- ammo siz tassavvur qilishingiz mumkin.

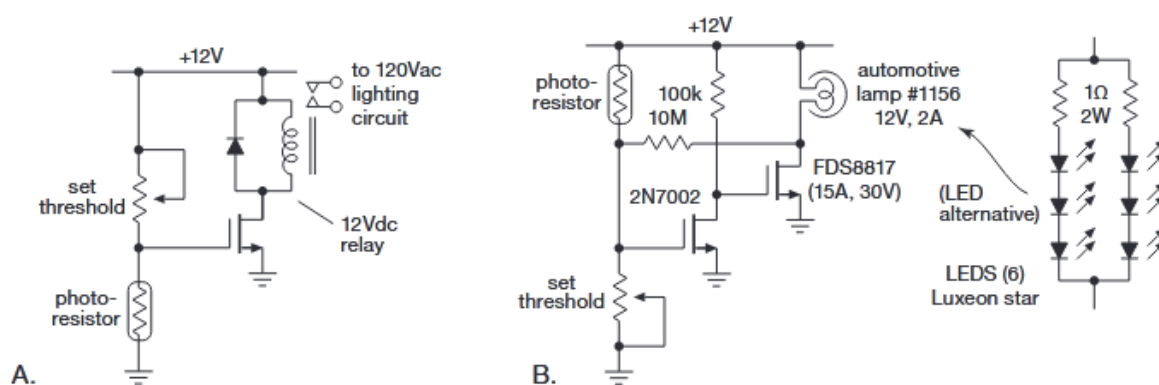
⁹⁹ Bu va 3x-bobdagi MOSFETlar jadvalarini ko'rib chiqing va ulardan kerakli qo'shimcha ma'lumotlarni oling.

¹⁰⁰ 3.8-jadvalda MOSFETlar uchun ishlatiladigan drayverlar ro'yxatini ko'rib chiqsangiz ZXGD3002-04 drayveri katta kuchaytirish koeffitsientiga ega npn va pnp tranzistorlar bilan yaxshi ishlay olishini ko'rishingiz mumkin va Q_1 va Q_2 tranzistorlaridagi drayverni o'rniga ishlatilishi mumkin.

bo‘ladi. Mana shu raqamlar A-sxemaning deyarli barcha MOSFETlar uchun ishlashini belgilaydi, albatta Q_1 va Q_2 tranzistorlaridagi drayver qo‘shilgan holda. Agar sizni kommutatsiya tezligi kichik bo‘lgan kommutator qoniqtirsa sxemani soddalashtirib, undan drayver va yerdan uzilgan manba sxemalarini olib tashlashingiz mumkin. Agar sizga tez ishlaydigan kommutator kerak bo‘lsa, mavjud integral drayverlarning ichidan sizning talablaringizni qoniqtiradigan chipni tanlab olishingiz mumkin, misol uchun International Rectifier tomonidan ishlab chiqarilgan “yuqori voltli gate drayveri integral sxemalari” ichidan topishingiz mumkin. Ularning ichidagi yuqori voltli tranzistorlar qiymati manba kuchlanishigacha bo‘lgan boshqaruv signalini shakllantirib 600 V kuchlanishli kommutatorni boshqarishi mumkin. Ularning tipik kommutatsiya vaqtlari 100 ns dan 1 μ s gacha. Bu drayverlar impuls davomiyligi bo‘yicha modulyasiya qiladigan ko‘prik sxemali drayverlarda ishlash uchun mo‘ljallangan bo‘lib, gate drayveri kuchlanishini shakllantirib beradi; ammo siz, quyi qismi yerdan uzilgan kuchlanish manbaini 9 Vli batareya bilan almashtirib undan impulsli sxema yaratishingiz mumkin. 3x-bobdagi “Yuqori voltli yarimko‘prik sxemali drayverlar” hamda 9x-bobdagi “Musbat impuls bilan boshqariladigan yuqori voltli kommutatorlar” jadvallari ko‘rib chiqing. Bu turdagi sxemalarda ishlatiladigan boshqa klass integral sxemalarni Avago firmasining ACPL-300 seriyali “gate drive optocoupler”- gateni drayverlaydigan optojuft tashkil qiladi. Unda izolyasiyalangan korpusda optojuft bilan chiqishni tashkil qiladigan ikki taktli kuchaytirgich sxemasi joylashtirilgan. Misol uchun, ACPL-W343ning chiqish kaskadi yuklamaga 3 A (minimum) tokni 40 nsli impuls shaklida (ketma-ket ulangan 25 nF va 10 Ω lik yuklamada) ta‘minlab beradi, izolyasiyasi 2kVga chidab beradi. Mikrosxemaning chiqish kaskadiga 3.107 B-rasmdagi sxemadagidek, 15 – 30 V dc manba kuchlanishi berishingiz kerak bo‘ladi¹⁰¹, manbada filtrlovchi kondensatori bo‘lishi kerak (chiqishdagi pik toklarni tekislash uchun); sokinlik toki 2 mA, 9 Vli batareya ishlatsangiz 200 soatga yetadi. Qo‘shimcha ma‘lumot uchun §12.7.3 va 12.87-rasmni ko‘ring.

C. Bir necha muhim bo‘lmagan kommutatorlarga misollar

3.108-rasmdagi oddiy kommutator sxemalarida MOSFETlarning katta gate impedansi afzalliklaridan foydalanilgan. Bu sxema tashqi yoritish lampalarini quyosh botishi bilan avtomatik ravishda manbaga ulaydi. Fotorezistorning qarshiligi, quyosh tushib turganida, kichik bo‘ladi, qorong‘i tushishi bilan qarshiligi keskin oshadi. Fotorezistorni, tranzistorni boshqaruvchi, kuchlanish bo‘luvchisi tarkibiga kiritishingiz kerak bo‘ladi (fotorezistorning o‘zi bevosita manbaga ulanmaydi!).



3.108-rasm. Yoritish vositalarini boshqarish uchun quvvat kommutatorlari

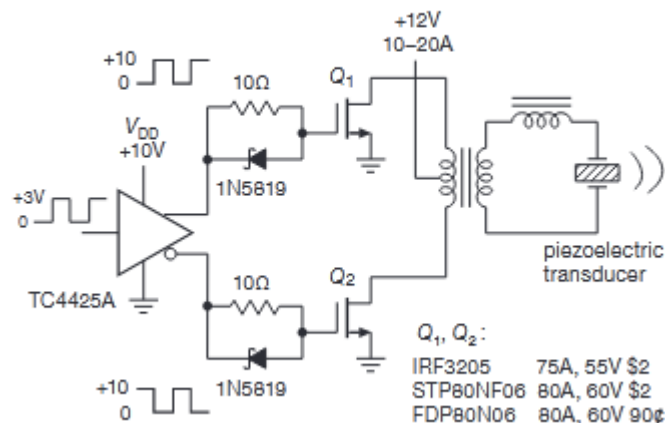
¹⁰¹ MOSFETlar gateini drayverlash uchun biroz katta (IGBTtranzistorlarini boshqarish uchun mo‘ljallangan); ammo siz chiqish kuchlanishi kichikroq bo‘lgan komponentlarni, misol uchun Renesasning HCPL-3180 yoki PS9506 mikro-sxemalarini tanlashingiz mumkin (ular 10 Vmin kuchlanishda ishlaydi).

Table 3.5 MOSFET switch candidates^a

Part #	BV_{DS} (V)	$I_{D(max)}^b$		$2R_{ON}^c$ (Ω)	C_{oss}^t (pF)
		pulse (A)	cont (A)		
IXTT02N450 ^{\$\$}	4500	0.6	0.2	960	19
IXTH02N250 ^{\$}	2500	0.6	0.2	770	9
STW4N150	1500	12	2	10	120
IXTP3N120	1200	12	3	6.5	100
IXFH16N120P ^{\$}	1200	35	10	1.7	390
IRFBG20	1000	5.6	1	16	52
IRFBG30	1000	12	2	8	140
IXFH12N100 ^{\$}	1000	48	5	2	320
IPP60R520CP	650	17	4	1	32
FCP22N60N	600	66	12	0.28	76
FCH47N60N ^{\$}	600	140	30	0.1	200
IRF640N	200	72	12	0.24	190
FQP50N06L	60	210	25	0.08 ^d	450
IRLB3034	40	1400	125	0.003 ^e	2000
FDP8860	30	1800	100	0.004 ^d	1700

Notes: (a) all are in TO-220 or TO-247 pkgs. (b) *italics* designate maximum pulsed drain current, for pulse width specified in the part's datasheet (e.g., 80 μ s); **boldface** designates maximum continuous drain current at $T_J=70^\circ\text{C}$. (c) at $V_{GS}=10\text{V}$, unless marked otherwise. (d) at $V_{GS}=5\text{V}$. (e) at $V_{GS}=4.5\text{V}$. (f) typ. (\$) not inexpensive. (\$\$) expensive.

MOSFET gateiga beriladigan kuchlanish qiymati, fotorezistor qarshiligi ortishi hisobiga, ostona kuchlanishi qiymatiga etganida, tranzistor ochiladi va releni ishga tushirib, yoritish lampalarini manbaga ulaydi. O'tkir o'quvchilar, bu sxema aniq va ishonarli ishlamasligi to'g'risida gapirishlari mumkin; bu aniq, chunki yoritilmagan fotorezistorning qarshiligi juda keng ko'lamda bo'lishi mumkin (10 k dan 10 Mgacha). Sxemani aniq ishlashidagi kamchiligi bir necha minutga barvaqt yoki kech ishga tushishida xolos. MOSFET gateidagi kuchlanish asta o'sib borganida tranzistor xarakteristikasining chiziqli qismida ishlaydi va shu sababli ma'lum energiyani o'zida sarflab yuboradi, ammo tranzistor katta quvvatli yuklamani emas, faqat releni kommutatsiya qiladi va bu dissipatsiya yo'qotishlar ahamiyatli bo'lmaydi. Ammo qo'shimcha tashvishga soladigan narsa rele bo'ladi, uning g'altagida kuchlanish bor bo'lganida (relening mexanik kontaktlari yetarli bo'lmagan mexanik kuch bilan ushlab turadi va shu bilan relening umrini qisqartiradi, 9x-bobdagi relelar to'g'risidagi munozarani o'qing). Bu muammoning yechimi 3.108B-rasmda keltirilgan sxema bilan hal qilinadi. Unda bir juft kaskadlangan MOSFETlar, 10 M rezistor orqali amalga oshirilgan musbat feedback hisobiga, ancha katta kuchaytirish ko'effitsientini beradi va gateidagi kuchlanish ostona qiymatiga etganida sxema regenerativ holatga o'tadi. Baquvvat pyezo draver 3.109 – rasmda katta quvvatli MOSFETning ishlashi ko'rsatilgan: 200 vattli kuchaytirgich suvda ishlaydigan pezoelektrik nurlatgichni 200 kHz chastotada yurgazmoqda. Bir juft nMOS tranzistorlari yuqori chastotali transformatorning birlamchi o'ramlarida o'zgaruvchan kuchlanish yaratadi. Transformatorning ikkilamchi o'ramlarida pyezo transdyuser bilan ketma-ket ulangan induktiv g'altak transdyuser sig'imida bir necha kilovoltli kuchlanish hosil qiladi. TS4425A mikrosxemasi qulay "3A juftlangan katta tezlikda ishlaydigan quvvat drayveri" bo'ladi (3.97-rasmdagi TS4420ga o'xshaydi). Drayverning kirishiga logik kuchlanish berilganida ($0 = \text{LOW}$, $\geq 2.4\text{V} = \text{HIGH}$) chiqishidagi impulslarning o'zgarish ko'lamiga teng bo'ladi (0 dan V_{DD} gacha), shunda chiqishining biridan inversiyalangan ikkinchisidan inversiya qilinmagan impulslar olinadi; 3.8-jadvani ko'ring. Bu sig'imli yuklamani yengish uchun kerak, chunki MOSFETlar mikrosekundning bir qismiga teng bo'lgan vaqt davomida to'liq kommutatsion holatini o'zgartirishi kerak. Gatelar bilan ketma-ket ulangan rezistorlarga parallel ulangan diodlar tranzistorlarning OFF holatiga o'tish vaqtini qisqartirib, ikki tranzistor bir vaqtda o'tkazuvchan bo'lib qolishini



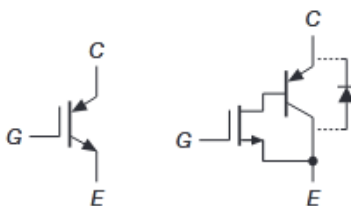
3.109 – rasm. Pyeoelektrik nurlatgichning MOSFETli drayveri oladi.

3.5.7 IGBTlar va boshqa katta quvvatli yarimo‘tkazgichli qurilmalar

Zamonaviy katta quvvatli MOSFET universal tranzistor bo‘lib kommutator (dc quvvatni boshqarish va dc-dc konverterlarda) va chiziqli quvvat kuchaytirgichlarida ishlatiladi (audio kuchaytirgichlarda). Ammo ular kamchiliklardan holi emas va ularning foydali alternativlari ham mavjud.

A. Insulated-gate bipolar transistors (IGBT)- gate izolyasiyalangan bipolyar tranzis-torlar

IGBT tranzistorlari MOSFET-bipolyar tranzistorlarning ajoyib gibridi bo‘ladi. Uning tuzilishini oddiy bo‘lib, kirishidagi MOSFET katta quvvatli bipolyar tranzistor bilan qo‘shilgan, komplementar Darlington (Sziklai) shaklidagi tranzistor sifatida ko‘rsatish mumkin (3.110-rasm). Demak bu tranzistorning kirishi MOSFET xarakteristikasiga ega (gate dc toki nolga teng), chiqishi bo‘lsa katta quvvatli bipolyar tranzistor xarakteristikasiga ega ekan; bipolyar tranzistor V_{BE} dan kichik bo‘lgan kuchlanishlarda to‘yingan holatga o‘tmasligiga ahamiyat bering. MOSFETlarda mavjud bo‘lgan ichki revers diodi IGBT tranzistorlarida yo‘q, demak yuklamadagi induktivlikning razryadi uning revers kuchlanishidan (misol, 20 V) ortib ketishi mumkin. Ko‘p IGBT tranzistorlarida ichki “anti-parallel” diod o‘rnatilgan bo‘ladi va yuqorida qayd etilgan muammodan tranzistorni himoya qiladi¹⁰². Deyarli barcha IGBT tranzistorlari nMOS-pnp strukturaga ega bo‘ladi va n- tip qurilmalardek ishlaydi¹⁰³.



3.110-rasm. IGBT tranzistorining shartli belgisi va soddalashtirilgan ekvivalent sxemasi. Unda qo‘shimcha ichki “anti-parallel” himoya diodi ham ko‘rsatilgan.

Ular umuman katta kuchlanishli va katta quvvatli qurilmalar bo‘lib, diskret tranzistor sifatida TO-220, TO-247 korpuslarda va yuzaki montaj uchun D²PAK va SMD korpuslarda ishlab chiqariladi, ularning ishchi kuchlanishlari va tokleri muvofiq 1200 V va 100 Agacha bo‘ladi. Katta toklarda ularning katta to‘rtburchak “modullarini” ishlatishingiz mumkin, ularning ishchi kuchlanishlar katta bo‘lib,

¹⁰² Ba’zi komponentlarda himoyalovchi diodlari bo‘lmaydi. Himoyalovchi ichki diodi bor tranzistorlarning shartli tur belgisida D harfi bo‘ladi

¹⁰³ r-tip IGB Ttranzistorlarni -GT20D200-seriyada Toshiba firmasi ishlab chiqaradi.

ishchi toklari 1000A va undan ham katta bo'lishi mumkin. IGBT tranzistorlari katta kuchlanishli kommutatorlarda juda yaxshi ishlaydi, katta kuchlanishli MOSFETlarda bo'lsa katta kuchlanishlarda R_{ON} qarshiligi keskin kattalashib ketadi: qarshilik kuchlanishning kvadratiga proporsional o'sadi¹⁰⁴. Misol uchun, keling International Rectifier ishlab chiqargan ikkita katta quvvatli qurilmani o'zaro solishtirib ko'raylik (solishtirish uchun bipolyar tranzistorlari ham ko'rsatilgan):

		MOSFET	IGBT	BJT
Turi		IRFPG50	IRG4PH50 S	TT2202
V_{max}		1000 V	1200 V	1500 V
I_{max}	Dc	6.1 A	57 A	10 A
	Pulse	24 A	114 A	25 A
$R_{ON (typ)}$	25°C	1.5 Ω	-	-
	150 °C	4 Ω	-	-
V_{ON}	25°C	23 V	1.2 V	1 V(@8 A)
(typ,15A)	150 °C	60 V	1.2 V	1 V(@8 A)

Tranzistorlarning narhlari deyarli teng (\$5 atrofida), korpuslari ham bir xil (TO-247), kirish xarakteristikallari ham o'xshash (kirish sig'imi muvofiq 2.8 nF va 3.6 nF), 15 A tokni kommutatsiya qilganida to'yinganlik kuchlanishi V_{ON} kirish drayv kuchlanishi $V_{in} = +15$ V uchun keltirilgan. Bu katta kuchlanishli va katta tokli ishlash rejimida IGBT tranzistori yutib chiqadi¹⁰⁵. Va katta quvvatli bipolyar tranzistor bilan solishtirganda MOSFETlardagi katta statik impedans afzalligi o'zini ko'rsatadi (kirish impedansi kommutatsiya jarayonida dinamik impedans bo'lib, keskin kamayib ketadi, §3.5.4B). Bipolyar tranzistorning afzalligi to'yinganlik kuchlanishi kichik bo'lganida (IGBT tranzistorining V_{ON} kuchlanishi kam deganda V_{VE} kuchlanishiga teng bo'ladi) va drayverlovchi kuchlanishi ham, katta drayverlovchi tok hisobiga, kichik bo'ladi (3x-bobdagi "Chiziqli sxemalarda ishlatiladigan katta quvvatli tranzistorlar" bo'limini ko'ring). Oxirgi kamchilik katta toklarda kuchayadi, unda bipolyar tranzistorning bettasi keskin tushib ketadi. To'yingan bipolyar tranzistor bazasida to'plangan zaryad hisobiga holat o'zgartirishi sekinlashadi. Katta kuchlanish va toklar bilan ishlaydigan IGBT tranzistorlar ishlatilganida albatta himoyalovchi zanjirlarni loyihalash kerak bo'ladi: 50 A tokni 1000 V kuchlanishda kommutatsiya qiladigan IGBT tranzistorining yuklamasi qisqa tutashsa 50 kW! quvvat dissipatsiyasi hisobiga millisekundlarda ishdan chiqadi. Buning oldini olish uchun odatda ishlatiladigan usul V_{SE} kuchlanishi 5 μ s ichida bir necha voltgacha tushmasa drayverni uzib qo'yish bo'ladi (12.87-rasmni ko'ring). 3x-bobda bu uch turdagi katta quvvatli tranzistorlarga qaytamiz.

B. Tiristorlar. Yuqori quvvatli kommutatorlar (biz kiloamperlar va kilovoltlar to'g'rsida gapirmoqdamiz) qatorining eng chekkasida joylashgan qurilmalar tiristorlar oilasidan iborat, ular bir tomon va ikki tomonli o'tkazuvchanlikka ega bo'lgan "kremniyli boshqariladigan to'g'rilagich" qurilmalarini tashkil kiladi. Bu uch terminalli qurilmalarning ishlashi biz bilgan tranzistorlardan (bipolyar va FET tranzistorlar) farq qiladi: bir marta boshqaruv elektrodiga berilgan kichik tok bilan o'tkazuvchanlik

¹⁰⁴ Adabiyotda siz 1.6 va 2.4ning eksponentasini topasiz: bu kuchlanishlar ko'lamining quyi qiymati aniqroq bo'ladi; 3x-bobdagi bizning grafiklarimizni ko'ring.

¹⁰⁵ MOSFETga nisbatan uning transconductance ko'rsatgichi ham yaxshiroq bo'ladi. IGBTtranzistorlarining afzalliklari 200 V kuchlanishlardan boshlab ko'rinadi. Yana §3.5.5dagi o'zaro solishtirish jadvalini ham ko'rib chiqing.

holatiga o'tkazilgan tiristor, tashqi ta'sir sababli boshqariladigan anod toki nolga tushmasdan, shu holatda qolaveradi. Ular uyda ishlatiladigan lampaning reostati sifatida universal regulyator bo'lib ishlatiladi. Bunda ular o'zgaruvchan as kuchlanishning yarim davrining bir qismida ulanib (o'tkazuvchanlik burchagini o'zgartirib) yuklamaga beriladigan quvvat qiymatini o'zgartiradi. Ishlab chiqariladigan tiristorlarning ishchi toki 1 amperdan bir necha kiloampergacha, kuchlanishi bo'lsa 50 V dan kilovoltlarga bo'ladi. Ular kichik tranzistor korpusida va katta quvvatli tranzistor korpuslarida, katta modul va megavattlarni kommutatsiya qiladigan, bahaybat "xokkey shaybasi" shaklida ham ishlab chiqariladi. Ular juda katta qurilma bo'ladi: oyog'ingizga tushib ketsa shikastlashi mumkin.

3.6 MOSFETlar chiziqli qurilmalarda

Bu bobda biz chiziqli sxemalarda faqat JFETlarni ishlatilishi ko'rib chiqqan bo'lsak, MOSFET to'g'risida gapirganimizda ular faqat kommutatorlarida ishlashini ko'rib chiqdik. Sizlarda noto'g'ri tasavvur hosil qilmaslik maqsadida biz katta quvvatli diskret MOSFETlarni chiziqli sxemalarda ishlatilishini ko'rib chiqamiz, ayniqsa bunday sxemalarda ularning noyob xarakteristikalari qo'lanishini ko'rib chiqamiz. 9-bobdagi chiziqli kuchlanish regulyatorlarida ularni ishlatilishini tahlil qilishda davom etamiz (9.17, 9.20, 9.104, 9.110 va 9.113-rasmlar va zamonaviy material §3x.5da keltirilgan).

3.6.1 Katta kuchlanishli pyezo kuchaytirgich

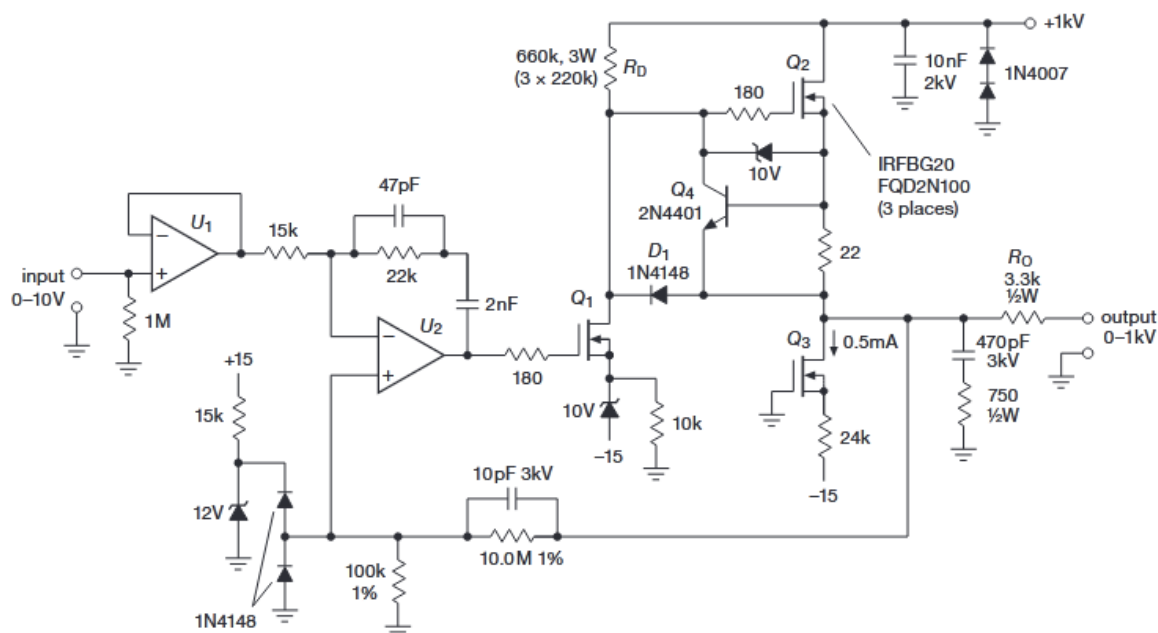
MOSFETlarning katta kuchlanishlarda ishlashi hamda ikkilamchi shikastlanishga bardosh berish kabi, ajoyib xususiyatlarini chiziqli kuchaytirgichlarda ishlatish juda unumli bo'ladi. Keramik *pyezoelektrik* transdyuserlar optik sistemalarda kichik mexanik siljishlarni nazorat qilish uchun ishlatiladi; misol uchun, adaptiv optikada, atmosferada refraksiya indeksidagi mahalliy o'zgarishlarni kompensatsiya qilish uchun ishlatiladigan, pyezoelektrik bilan boshqariladigan "rezinali oyna"da ishlatilgan bo'ladi. Pyezoelektrik transdyuserlar ishlash chastotasi juda aniq bo'lgani tufayli ularni ishlatish juda qulay. Ammo, pyezoelektrik transdyuser bilan katta siljish yaratish uchun juda katta kuchlanish kerak bo'ladi (kilovolt yoki undan ham katta). Bunga qo'shimcha, ular sig'imli xarakterga ega – tipik sig'imi 0.01 μF va undan ham katta bo'lgani tufayli kilogersli mexanik rezonansga ega va shu sababli elektron sxemalarning yomon yuklamasi hisoblanadi. Bizga bunday, har biri bir necha ming dollar turadigan, kuchaytirgichli drayverlardan o'nlab zarur bo'lgan edi. Biz bu masalani 3.111-rasmda ko'rsatilgan sxema bilan hal qildik. IRFBG20 tranzistori qimmat bo'lmagan ($\sim 2\$$) MOSFET bo'lib 1kV kuchlanish va 1.4 A tokda ishlaydi. Birinchi tranzistorda invertirlovchi umumiy source'li kuchaytirgich yig'ilgan bo'lib, ikkinchi tranzistorda yig'ilgan source qaytargichini yurgazadi. npn- tranzistor tok chegaralovchisi xizmatini qiladi va sxemaning chiqishida kuchlanish tebranishlari muhitida ishlagani tufayli kichik kuchlanishli qurilma bo'lishi mumkin. Sxemaning bir nozik joyi shundaki u bir taktli bo'lib ko'rinsa ham aslida ikki taktli rejimda ishlaydi. Pyezoelektrik transdyuserning 10000 pF sig'imini to'liq zaryadlash uchun anchagina tok (20 mA) kerak bo'ladi, zaryadlanish tezligi bir mikrosekundda kondensatordagi kuchlanish 2 voltga o'sadi (bu juda ko'p!); chiqish tranzistori katta tokni ta'minlab bera oladi, ammo tok yo'lidagi rezistor yetarli darajada shu tokni o'tkaza olmaydi (§2.4.1ni ko'ring). Bu sxemada drayver tranzistor gate – source oralig'idagi diod orqali ochiladi!¹⁰⁶ Sxemaning qolgan qismi, uning chiziqli feedback (operatsion kuchaytirgichni qo'shgan holda) zanjiridan iborat (kirishdagi har 1 volt chiqishda 100 V beradi). Bu zanjir bo'lmaganida, sxema chiqishidagi kuchlanish kirish tranzistorining $I_D = f(V_{GS})$ xarakteristikasiga muvofiq (nochiziqli) o'zgargan bo'lar edi. Bu sxemani mukammalroq qiladigan omil 660 k Ω 3 W rezistori (undagi tok katta chiqish kuchlanishlarda kamayadi, misol uchun 900 Vda 0.15 mA) depletion-mode MOSFETli tok manbai bilan almashtirilgani bo'ladi,

¹⁰⁶ 1970 yillar boshlarida bipolyar TTL logikada juda mashhur bo'lgani sababli bunday sxemalarni "totem-pole" turdagi chiqish kaskadi deb atashardi, 10.25A-rasmni ko'ring.

uning toki, aytaylik 0.25 mAg o'rnatilgan. Quyidagi mavzuga ahamiyat bering (§3.6.2S va 3.23-rasm, 3.6-jadval va §§9.314S va 3x.6).

Chiqish zanjirlari bipolyar tranzistorlarda yig'ilgan pretsezion katta kuchlanishli kuchaytirgichlarni chuqurroq tahlil qilish uchun 4x-bobning ana shu nomdagi mavzusini ko'rib chiqishingiz kerak bo'ladi. MOSFETlarning kichik toklardagi transconductance ko'rsatgichi kabi masalalarni §3x.5.2da, MOSFETning sig'imli yuklamaga ishlashi masalalarini §3x.8da topishingiz mumkin.

3.18-masala. Kirish signali (0 V off va 3 V on) boshqaruvida bu sxemaning yuqori voltli chiqish kaskadi on va off holatlarga o'tish imkoniga ega bo'lgan sxemaning modifikatsiyasini yarating.



3.111- rasm. Chiqish kaskadi “totem-pole” sxemasida yig'ilgan 1 kV kichik quvvatli pyezo drayver. Shunga o'xshash sxema 9.110-rasmda keltirilgan yuqori voltli stabilizatsiya qilingan quvvat manbaida ishlatilgan.

3.6.2 Depletion – mode sxemalarga misollar

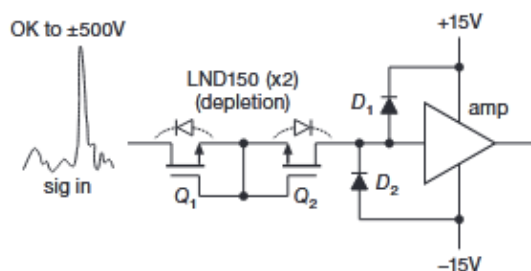
Depletion-mode MOSFETlar o'zining ancha mashhur bo'lgan enhancement-mode MOSFETlarning unutilib tashlab qo'yilgan ukasi bo'ladi. Ularni ishlatib qiziq bo'lgan sxemalarni yaratish imkonini bo'lgani tufayli ularni unutilib yuborish yaramaydi. Bu tranzistorlarning katta kuchlanish (1kVgacha) va katta tokda (6 Agacha) ishlaydigan namunalari mavjud. 3.6-jadvalning bu, kamyob bo'lib qolgan tranzistorlarning deyarli barcha namunalirining ro'yxati keltirilgan. Gate kuchlanishi nol bo'lgandagi tranzistorning o'tkazuvchanligi kabi noyob xususiyatidan foydalanib yaratilgan sxemalarni ko'rib chiqamiz.

A. Kirishni himoyalash. Kichik signallar bilan ishlaydigan sxemalar (sezgirliги katta bo'lgan kuchaytirgichlar) manba kuchlanishidan katta qiymatda bo'lgan kuchlanishlar bilan qo'zg'atilishini hush ko'rmaydi. Eng oddiy himoyalash sxemasi kirishga ketma-ket ulangan rezistor va kirish bilan manba zanjirlari oralig'ida ulangan cheklovchi diodlardan iborat.

Table 3.6 Depletion-mode *n*-channel MOSFETs

Part #	Manuf	Available packages						BV_{DS} (V)	P_D^c (W)	I_{DSS}		R_{ON}^t @ $V_{GS}=0$ (Ω)	g_m^t @ I_D (A)	$V_{GS(th)}$		C_{iss} typ (pF)	C_{oss} typ (pF)	C_{rss} typ (pF)	Cost ^y \$US			
		TO-92	SOT-23	TO-243	SOT-223	TO-220	TO-247			D2-Pak	D-Pak			min	max					min	max	
<i>small, RF</i>																						
BF998	NXP	-	f	-	-	-	-	-	12	-	2	18	-	24	0.01	-	-2	2.1	1.1	0.025	-	
BF999	Vishay	-	*	-	-	-	-	-	20	-	5	18	-	16	0.01	-	-2.5	2.5	1.0	0.025	-	
SKY65050 ^s	Skyworks	-	g	-	-	-	-	-	6	-	40	70	-	80	0.12	-1	-0.7	really small		-		
<i>small</i>																						
DN2470K4	Supertex	-	-	-	-	-	-	*	700	2.5	500 ^t	42 ^m	100 ⁿ	0.1	-1.5	-3.5	540	60	25	0.81		
BSS126	Infineon	-	*	-	-	-	-	-	600	0.5	7	-	320	17	0.01	-2.7	-1.6	21	2.4	1	0.13	
BSP135	Infineon	-	-	-	*	-	-	-	600	1.8	20	-	30	160	0.1	-1.8	-1.0	98	8.5	3.4	1.38	
LND150	Supertex	◇	k	*	-	-	-	-	500	0.7	1	3	850	2	0.001	-1.0	-3	7.5	2	0.5	0.58	
DN3145	Supertex	-	-	*	-	-	-	-	450	1.3	120	-	60 ^m	140 ⁿ	0.1	-1.5	-3.5	120	15	10	0.68	
DN3545	Supertex	*	-	◇	-	-	-	-	450	1.6	200	-	20 ^m	150 ⁿ	0.1	-1.5	-3.5	360	40	15	0.74	
DN2540	Supertex	*	-	◇	-	*	-	-	400	1.6	150	-	17	325	0.1	-1.5	-3.5	200	12	1	0.81	
DN3135	Supertex	-	*	◇	-	-	-	-	350	1.3	180	-	35 ^m	140	0.1	-1.5	-3.5	60	6	1	0.62	
CPC3720C	Clare	-	-	*	-	-	-	-	350	1.6	130	-	22 ^m	225	0.1	-1.6	-3.9	70	20	10	0.37	
CPC5603C	Clare	-	-	-	*	-	-	-	415	2.5	130	-	14 ^m	-	-	-3.6	-2	300	-	-	0.69	
CPC5602C	Clare	-	-	-	*	-	-	-	350	2.5	130	-	14 ^m	-	-	-3.6	-2	300	-	-	0.60	
DN3535	Supertex	-	-	*	-	-	-	-	350	1.6	200	-	10 ^m	200 ⁿ	0.1	-1.5	-3.5	360	40	10	0.68	
BSS139	Infineon	-	*	-	-	-	-	-	250	0.4	30	-	12.5	130	0.08	-1.4	-	60	6.7	2.6	0.57	
BSP129	Infineon	-	-	-	*	-	-	-	240	1.8	50	-	6.5	360	0.28	-2.1	-1.0	82	12	6	0.47	
DN3525N8	Supertex	-	-	*	-	-	-	-	250	1.6	300	-	6 ^m	225 ⁿ	0.15	-1.5	-3.5	270	20	5	0.66	
CPC3703	Clare	-	-	*	-	-	-	-	250	1.6	300	-	4 ^m	225 ⁿ	0.1	-1.6	-3.9	327	51	27	0.57	
BSP149	Infineon	-	-	-	*	-	-	-	200	1.8	140	-	1.7	800	0.48	-1.8	-1.0	326	41	17	0.80	
BSS159	Infineon	-	*	-	-	-	-	-	50	0.4	70	-	4	160	0.16	-2.5	0.0	70	15	6	0.31	
<i>large</i>																						
see note x																						
IXTx01N100D ^x	IXYS	-	-	-	-	P	-	-	Y	1000	25	100 ^t	90	150	0.1	-2.5	-	120	25	5	0.75	
IXTx08N100D2 ^x	IXYS	-	-	-	-	P	-	-	Y	1000	60	100 ^t	21 ^m	560	0.4	-2	-4	325	24	6.5	0.69	
IXTx1R6N100D2 ^x	IXYS	-	-	-	-	P	-	-	Y	1000	100	100 ^t	21 ^m	1100	0.8	-2.5	-4.5	645	43	11	1.66	
IXTx3N100D2 ^x	IXYS	-	-	-	-	P	-	A	-	1000	125	3000	-	5.5 ^m	4200	3	-2.5	-4.5	1020	68	17	2.11
IXTx6N100D2 ^x	IXYS	-	-	-	-	P	H	A	-	1000	300	6000	-	5.5 ^m	4200	3	-2.5	-4.5	2650	167	41	4.66
IXTx02N50D2 ^x	IXYS	-	-	-	-	P	-	-	Y	500	25	250 ^t	20	150	0.2	-2	-5	120	25	5	1.05	
IXTx08N50D2 ^x	IXYS	-	-	-	-	P	-	A	-	500	60	800	-	4.6 ^m	570	0.4	-2	-4	312	35	11	1.62
IXTx1R6N50D2 ^x	IXYS	-	-	-	-	P	-	-	Y	500	100	1600 ^t	2.3	1750	0.8	-2	-4	645	65	17	1.66	
IXTx3N50D2 ^x	IXYS	-	-	-	-	P	-	A	-	500	125	1600 ^t	1.5	2100	1.5	-2	-4	1070	102	24	2.13	
IXTx6N50D2 ^x	IXYS	-	-	-	-	P	H	A	-	500	300	6000	-	0.5 ^m	4500	3	-2	-4	2800	255	64	4.66
IXTH20N50D ^{x,e}	IXYS	-	-	-	-	H	-	-	-	500	400	1500 ^{t,e}	0.5 ^m	7500	10	-1.5	-3.5	2500	400	100	8.61	
Notes: (c) P_D at $T_C=25^\circ\text{C}$, for package marked ◇. (e) the IXTH20N50D delivers most of its current capability in the enhancement-mode region. (f) has two gates, 4-lead SOT-143 package. (g) SC-70 package. (k) unusual pinout; also try LND250K1. (m) maximum. (n) minimum. (s) SKY part's full name: SKY65050-372LF. (t) typical. (x) substitute the letter listed in the package column for the "x" in the part number; for example, IXTP01N100D is a TO-220 package. (y) quantity 100.																						

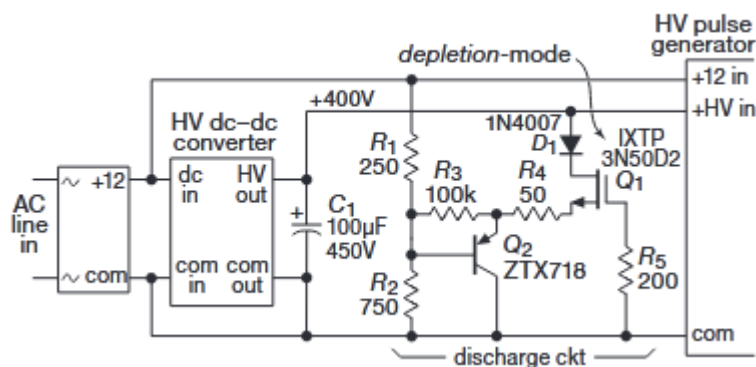
Bunday himoya sxemasini ortiqcha kuchlanish kichik bo‘lganda ishlatga bo‘ladi, ammo kirishdagi kuchlanish qiymati bir necha yuz volt bo‘ladigan bo‘lsa qoniqtirmaydi, chunki tok qiymatini va dissipatsiyani shunda cheklash uchun rezistorning qarshiligi kattaroq bo‘lishi kerak ($\sim 100\text{ k}$ yoki shunga yaqin), bu signal ko‘lami bilan shovqinlarni muvofiqlashtiradi. 3.112-rasmda bir juft depletion-mode MOSFET (qarshiligi katta rezistor o‘rniga) ishlatib, katta kuchlanishdan himoya zanjirini yaratish usuli ko‘rsatilgan. Bu juft tranzistorlar o‘lchamlari kichik (SOT23, SOT89 yoki TO-92 korpusda), arzon (\$0.60) va bir onda $\pm 500\text{ V}$ kuchlanishga bardosh bera oladi. Sxemada bu juft tranzistorlar, kirishdagi kuchlanish qiymati manba kuchlanishi ko‘lamida bo‘lganida, ketma-ket ulangan, qarshiligi 1.7 k ($R_{DS(ON)}$ qarshiligining ikki qiymati), rezistorlarga o‘xshaydi, shunda tranzistorlar cheklovchi diodlar tokini $\sim 2\text{ mA}$ qiymatida cheklab turadi. Bu mavzuning nozik tomonlarini §5.115 “A Riff on Robust Input protection”da ko‘rasiz.



3.112-rasm. Kichik signalli kuchaytirgich kirishini katta kirish kuchlanishlaridan himoya qilish sxemasi. Normal holatda ketma-ket ulangan depletion-mode MOSFETlar jufti Q_1 va Q_2 (ichki asos diodlari bilan birga) signal tokini har birining $R_{DS(ON)} \sim 1k$ qarshiliklari orqali o'tkazib turadi. Kirishdagi signal amplitudasi kuchaytirgichning manba kuchlanishlari ± 15 V ko'lamida ortib ketadigan bo'lsa, ularni D_1 D_2 diodlar cheklaydi, Q_1 va Q_2 tranzistorlar bo'lsa tokni $I_{DSS} \sim 2$ mA qiymatida chegaralaydi. 5.81-rasmni ham ko'ring.

B. Yuqori voltli kondensatorni razryadlash

Zanjirlarida yuqori voltli kuchlanish mavjud bo'lgan sxemaga odamning tegib ketishi uni juda nohush holatga solib qo'yishi mumkin. Shuning uchun sxemalarda mavjud bo'lgan kondensatorlarni sxema manbadan uzib qo'yilganidan so'ng albatta to'liq razryadlab qo'yish yaxshi odat hisoblanadi. Kondensatorlarning xotirasi ancha yaxshi bo'ladi – ular kuchlanish manbaidan uzilib qo'yilganidan keyin soatlab va hatto yillab zaryadlangan holatda turishi mumkin ("flash memory"- oniy xotirada qancha bit saqlanishi to'g'risida §14.4.5da ko'ring). Odatda zaryadlangan kondensatorni razryadlash uchun uning terminallarini "himoyalovchi" rezistor bilan qisqa tutashtirilib ~ 10 s davomida uni razryadlaydi. Bu qoniqarli darajada yaxshi. Ammo bunga to'liq ishonib bo'lmaydi, ayniqsa kondensatorning sig'imi katta bo'lsa, misol uchun impulsli kuchlanish manbalarida ishlatiladigan kondensatorlar to'liq razryadlanmagan bo'lishi mumkin (§9.7ni ko'ring). Ularda ishlatiladigan kondensatorlar bir necha yuz mikrofaraad sig'imga ega bo'lib, bevosita tarmoq manbai 170 V yoki 340 V (yoki "PFC" qurilmasi ishlatilgan quvvat manbalarida) 400 V kuchlanishidan zaryad oladi: shunda 200 μ F sig'imli kondensatorni 10 sli vaqt konstantasiga ega RC zanjir uchun $R = 50$ k qarshilikli rezistor kerak bo'ladi, undagi quvvat dissipatsiyasi 3W bo'ladi. Juda ham "yashil" emas. Manba uzilganidan so'ng kondensatorning terminallariga razryadlovchi rezistorni ulaydigan sxemaga nima deysiz? 3.113-rasmda ba amal qanday bajarilishi ko'rsatilgan: depletion-mode MOSFET Q_1 tranzistori sxema ishlab turganida o'tkazuvchanlikka ega bo'lmagan holatda ushlab turiladi ($V_{GS} = -5V$), ammo + 5 V kuchlanish yo'q bo'lib qolishi bilan o'tkazuvchanlik holatga o'tib qoladi ($V_{GS} = 0$). Sxemada ishlatilgan tranzistor 450 V kuchlanishgacha yaxshi ishlaydi, minimal I_{DSS} toki 200 mA, narxi \$0.75. IXYS ishlab chiqaruvchi tomonida yaratilgan depletion- mode MOSFET tranzistorlari 1 kV kuchlanishgacha ishlaydi.



3.113-rasm. Depletion-mode MOSFET Q_1 tranzistori C_1 kondensatordagi to'g'rilagichning yuqori voltli kuchlanishini tarmoq manbai uzilganida razryadlaydi; to'g'rilagich ishlab turganida himoya sxemasi aktiv emas.

C. Tok manbai Katta quvvatli depletion-mode MOSFET tranzistorida betakror ikki terminalli tok manbai yaratsa bo‘ladi, ular 1000 Vgacha bo‘lgan kuchlanishlarda ishlay oladi va katta quvvatni dissipatsiya qilishga qodir (3.6-jadvalni ko‘ring). Bu qurilmalarda avval JFETlarda ko‘rib chiqilgan asosiy ideya katta kuchlanishlar va katta quvvatlar uchun rivojlantirilgan (§3.2.2, 3.20 va 3.23-rasmlar). Bu soha katta quvvatlar bilan bog‘liq bo‘lgani sababli uning tahlilini biz 9-bobgacha qoldirdik (§9.3.14S). Unda siz bunday sxemalar JFETlar asosida yaratilgan sxemalarning o‘zi ekanligini ko‘rishingiz mumkin (9.36-rasm) va o‘lchab aniqlangan volt-amper xarakteristikalarini ham ko‘rishingiz mumkin (9.40 va 9.41-rasmlar)¹⁰⁷. Bunda depletion-mode MOSFET tranzistorida yaratilgan tok manbai biz yuqorida ko‘rib chiqqan yuqori voltli pyezo drayver (§3.6.1) uchun ideal bo‘lishi mumkin, unda tok manbai sodda 660 k rezistori o‘rniga qo‘yiladi va tebranishlar ko‘lamiga bog‘liq bo‘lmagan holda sxemani konstanta tok bilan ta‘minlab turadi.

D. V_{IN} kuchlanishini boshqaradigan regulyator Ba’zi hollarda sizga kichik kuchlanishlarda ishlaydigan sxemalarning kirishiga beriladigan dc kuchlanish ko‘lamini kengaytirish kerak bo‘lib qoladi. 3.114A-rasmda bunga misol keltirilgan: chiziqli kuchlanish regulyatori (§9.3) chiqishida kirishidagi eng katta dc kuchlanishdan +3.3 V kuchlanish ishlab chiqaradi. Bunday regulyatorlarning kirish kuchlanishlarining ko‘lami chegaralangan bo‘ladi – aytaylik + 20 dan 30 Vgacha (bipolyar tranzistorlar asosida yaratilgan bo‘lsa) yoki kirish kuchlanishi ko‘laminin kichik tomoni +6 V (CMOS asosida yaratilgan bo‘lsa). Bu sxemada n-kanalli depletion-mode MOSFET Q_1 tranzistori qaytargich sxemasida ishlatilgan bo‘lib, regulyator kirishini V_{OUT} kuchlanishidan o‘zining V_{GS} kuchlanishiga katta bo‘lgan kuchlanish bilan ta‘minlab turadi; IXTP08N50 uchun – 2 V va – 4 V oralig‘ida, demak regulyatorning kirishidagi kuchlanish chiqish kuchlanishidan 2 va 4V katta qilib ushlab turiladi. Sxemaning kirish kuchlanishi + 500 Vgacha (Q_1 tranzistori uchun maksimum) bo‘lishi mumkin, albatta dissipatsiya muammolari hal qilingan bo‘lganida. R_{CL} rezistori Q_1 tranzistorining tokini cheklab, himoya qiladi. Ana shunday usulni siz konstanta tokli regulyator (3.114B-rasm) uchun ham ishlatishingiz mumkin. Bu sxemaning batafsil tahlilini 9-bobda (§9.13.2) ko‘rishingiz mumkin. Katta kuchlanishlarda ishlaydigan tok manbalari sifatida ishlatilgan depletion-mode MOSFET to‘g‘risidagi qo‘shimcha ma’lumotni §3x.6da ko‘rishingiz mumkin.

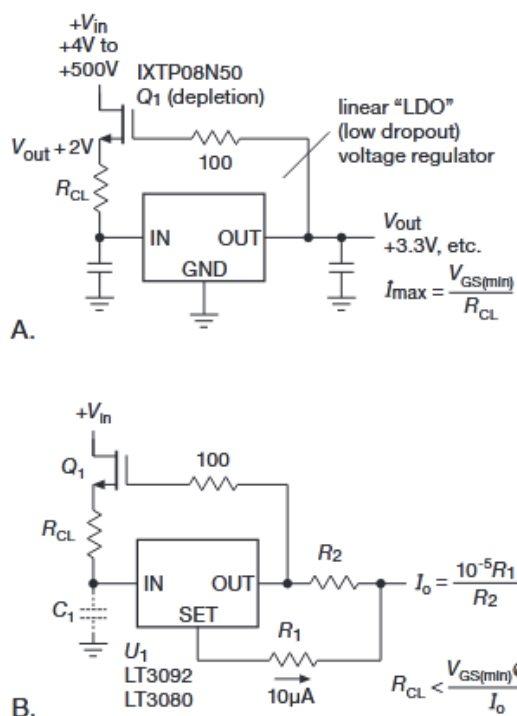
3.6.3 MOSFETlarni o‘zaro parallel ulash. MOSFETlarning I_D toki temperatura koeffitsienti belgilangan V_{GS} kuchlanish qiymatlarida manfiy bo‘lgani va drain toklari avtomatik ravishda taqsimlanganligi tufayli ularni bevosita, balanslovchi rezistorlarsiz o‘zaro parallel ulasa bo‘laveradi degan fikrlarni eshitib qolishingiz mumkin. Ana shu xususiyati tranzistorlarni qizib ketish sababli ishdan chiqishidan himoya qiladi.

A. Kommutator sifatida o‘zaro parallel ulash – bo‘ladi! Katta quvvatli MOSFETlar I_D toki ning temperatura koeffitsienti manfiy bo‘ladi – ammo, 3.115-rasmda ko‘rsatilganidek, faqat katta drain toklarida (yoki aniqrog‘i V_{GS} kuchlanishining nisbatan katta qiymatlarida). Tranzistorlar kommutator sifatida ishlatilganida siz deyarli juda kichik V_{DS} kuchlanishlarda (faqat R_{ON} qarshiligidagi kuchlanish tushuvida) ishlaysiz, katta gate drive kuchlanishi tranzistor I_D toklarining manfiy temperatura koeffitsientlar ko‘lamiga kiritib qo‘yadi, demak shunda siz osonlikcha MOSFETlarni o‘zaro parallel, ballast rezistorlarsiz, ulab qo‘yishingiz mumkin bo‘ladi¹⁰⁸. Faqat bunda temperatura ortishi bilan R_{ON} qarshiligi ham ortadi (3.116-rasm) va drain toklari shu qarshiliklarga muvofiq taqsimlanadi. R_{ON} qarshiligining

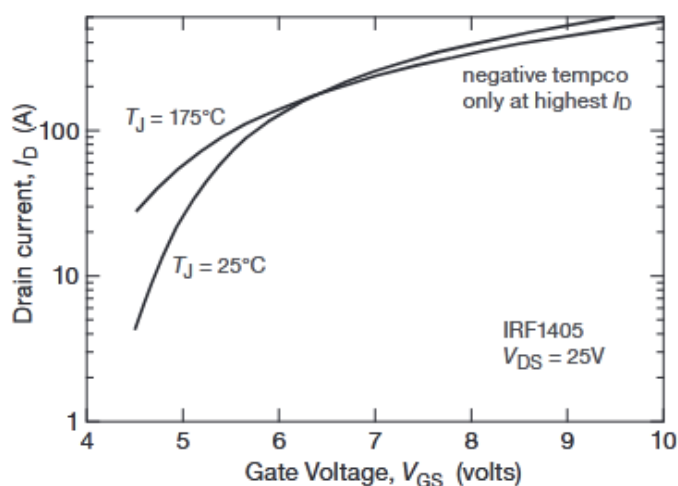
¹⁰⁷ 3x-bobda (§3x.6) ancha ko‘p a’lumot bor, unda biz chiqish impedansi ajoyib kaskod sxemasi bilan (misol uchun, tok konstanta bo‘lganida) o‘sishini, ishchi kuchlanishi ketma ket ulash usuli bilan kattalashtirish va quvvat dissipatsiyasini kamaytirish yo‘llarini ko‘rsatganmiz.

¹⁰⁸ Shunga qaramay, har bir FETning gate terminaliga ketma ket ulangan rezistor bo‘lishi kerak, bu rezistor kommutatsiya rejimida ishlaydigan tranzistorda ossillyasiyalar hosil bo‘lishini oldini oladi; rezistor qarshiligi odatda bir necha ohmdan bir necha o‘n ohmlargacha bo‘ladi va bu rezistorlar yagona tranzistorda yig‘ilgan MOSFET kommutatorlarda ham o‘rnatilishi shart. Gate yoki drain terminallariga o‘rnatilgan ferit xalqalar ham ossillyasiyalarni so‘ndirishga yordam deradi

temperatura koeffitsienti musbat bo'lgani parallel ulangan MOSFETlar uchun foydali bo'lgani bilan, yangi muammoni yaratadi, bu tranzistorlarning qizib ketishidan ishdan chiqishi bo'ladi. §3.6.4ni ko'ring.



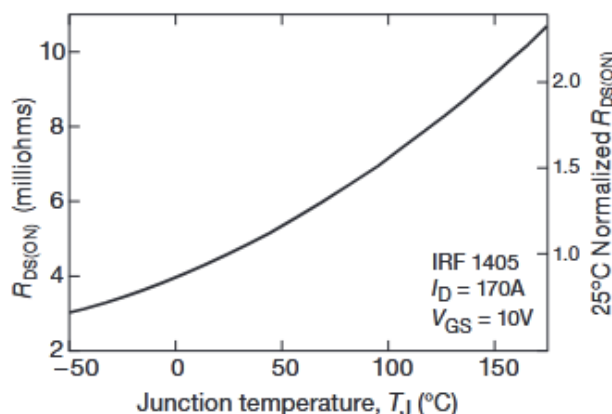
3.114-rasm. A. Katta kuchlanishlarda ishlaydigan depletion-mode MOSFET kuchlanish regulyatori kirish kuchlanishlari ko'lamini kengaytiradi. B. Tok manbai uchun analogik sxema. Katta chastotalarda sxema yaxshi ishlashi uchun S_1 sig'imi kichik bo'lishi kerak yoki olib qo'yilishi kerak. 9.104-rasmni ko'ring, unda barcha narsalar to'liq tushuntirilgan.



3.115-rasm. IRF1405 n-kanalli MOSFET tranzistorining o'tish xarakteristikasi ($I_D = f(V_{GS})$). Juda katta drain toklarida (>175 A) temperatura koeffitsienti musbat bo'lganiga ahamiyat bering; chiziqli sxemalarda siz juda kam hollarda 10 A ko'lamidan tashqariga chiqasiz.

B. Chiziqli katta quvvatli sxemalarda – Yo'q Bu erda situatsiya ancha murakkab: ko'p chiziqli sxemalarda (misol uchun, audio quvvat kuchaytirgichlarida ishlatilgan tranzistorlarda V_{DS} kuchlanishi ancha katta bo'ladi) siz nisbatan kichik bo'lgan drain toklarining musbat temperatura koeffitsientlar

ko'lamida ishlaysiz, aksincha quvvat dissipatsiyasi ($I_D V_{DS}$) joyiz temperatura bilan cheklangan qiymatidan ortib ketadi (§9.4.1Ani ko'ring). Misol uchun, 3.115-rasmda xarakteristikasi keltirilgan tranzistorning joyiz dissipatsiya quvvati 75 °C temperaturada 200 vatt bilan cheklangan; demak 25 V kuchlanish tushuvi bo'lgan sxemada drain toki 8A bilan chegaralangan, bu toklarda I_D tokining temperatura koeffitsienti musbat bo'ladi. Demak, amaliy chiziqli sxemalarda siz katta V_{DS} kuchlanishlarda ishlashingizga to'g'ri keladi va parallel ulangan MOSFETlarning drain toklari o'zaro teng taqsimlanmaganligi muammolari keskinlashadi. Bir nechta tranzistorlarni o'zaro parallel ulab ishlatishdan sizning yagona maqsadingiz katta quvvatga erishish bo'lgani sababli, yaratgan sxemangiz bexavotir ishlaydi deb bo'lmaydi; yagona tranzistor toki katta bo'lgani sababli juda qo'pol bo'lib, katta quvvatni dissipatsiya qilish uchun qo'shimcha radiator talab qiladi.



3.116-rasm. Temperatura oshganida R_{ON} qarshiligi ham ortadi: IRF1405 n-kanalli katta quvvatli MOSFETning $R_{DS(on)} = f(T_J)$ xarakteristikasi

Source – ballast rezistorlari

Bu yechim bo'yicha o'zaro parallel ulangan tranzistorlar har birining source terminaliga ketmaket, qarshiligi kichik bo'lgan, ballast rezistori ulanadi va undagi kuchlanish tushuvi tranzistorning gate-source ishchi kuchlanishining o'zgarish ko'lamiga yaqin bo'lishi ta'minlanadi (3.117-rasm). Yagona ishlab chiqaruvchining bir turdagi MOSFETlari yoki V_{GS} ko'rsatgichi bo'yicha tranzistorlar orasidan tanlab olingan namunalari¹⁰⁹ uchun ballast rezistoridagi kuchlanish tushuvi voltning o'ndan bir necha qismiga teng bo'lishi yaxshi ekanligini biz aniqladik; ammo tranzistorlarning datasheetlarida tavsiya etilgan bu kuchlanish tushuvining qiymati ishchi tokda bir yoki ikki volt bo'lishi kerakligi yozilgan. Agar sizga tranzistorlar o'zaro muvofiqlangan bo'lishi (birlamchi loyihalashda va keyingi almash-tirishda) kerak bo'lmasa, ishonarli ishlaydigan sxema yaratishda siz konservativ nazar bilan yondoshishingiz kerak bo'ladi va ballast rezistorlari qarshi-ligini tanlashda, dissipatsiya quvvatini hisobga olgan holda, undagi kuchlanish tushuvi bir yoki ikki volt bo'lishini ta'minlash kerak bo'ladi. Bu misol loyihachi oldida turgan murakkab holatni ko'rsatib beradi, ya'ni u tranzistorlarni o'zaro parallel ulaganda eng og'ir kriteriyalarga muvofiq bo'lgan va aniq ishlashini kafolatlaydigan konservativ sxema va bu kriteriyalarga javob bermaydigan ammo mukammal va asosan muammolarsiz ishlaydigan sxema orasida tanlashi kerak bo'ladi. Sxemalarni loyihalashda katta tajriba orttirgan bo'lganingizda siz bu tanlovni boshqa bilim manbalariga ahamiyat bermagan holda o'zingiz bajarasiz.

Aktiv feedback. Bu toklarni tenglashtirib taqsimlash muammosi sxema ishlashidagi ishonar-lilik va samaradorlik oralig'idagi tipik kompromisni ko'rsatib turibdi: konservativ nazar bilan tanlangan kat-taroq ballast kuchlanish tushuvi R_{ON} qarshiligi va quvvat dissipatsiyasining o'sishiga olib keladi. Ko'p

¹⁰⁹ §3.6.3Adagi misolda siz to'rtta IRF1405 tranzistorlarini parallel ulashingiz mumkin, ballast rezistorlarining qarshiligi 0.1 Ω 10 W umumiy 25 A tok oqishini ta'inlab beradi.

hollarda bo'ladiganidek aqlli sxema yo'qotilgan afzalliklarni qayta tiklashga imkon berishi mumkin. 3.117B-rasmda ajoyib yechim tavsiya etilgan, bu sxema bizning "Designs from the Masters"da keltirilgan sxemadan farq qiladi; bu gal oddiy fragment, ammo bahosi baland fragment. MOSFETning source terminali bilan ketma-ket ulangan, qarshiligi kichik tokni sezuvchi, rezistorlar primitiv differensial kuchaytirgichda aktiv feedback zanjirini yaratadi. Konservativ ballast rezistorlik sxema bilan solishtirganda (3.117A-rasm) source rezistorlari 2 V kuchlanish tushuvi hosil qilish talabi bilan tanlangan (har bir tranzistorning nominal ishchi toki 1 A) bo'lganida aktiv sxemadagi tokni sezish rezistorlarining qarshiligi ancha kichik 0.1Ω va undagi kuchlanish tushuvi 100 mV npn differensial juft kirishiga berilib, sourcelar toklarini o'zaro tenglashtirish uchun gate kuchlanishlarini boshqaradi. Bu sxema kattaroq gate drive kuchlanishini talab qiladi, bu juda kam hollarda muammo bo'ladi; shuning hisobiga unda rezistorlardagi kuchlanish tushuvlari va MOSFETlarning katta tokka ko'rsatgan impedansi minimizatsiya qilingan. Bu usul nisbatan kichik tezliklarda ishlaydigan sxemalar, misol uchun chiziqli quvvat manbalaridagi boshqaruvchi element sifatida ishlash uchun juda to'g'ri keladi. Bunday sxemada MOSFETlar soni ko'p bo'lishi mumkin¹¹⁰. Katta quvvatli MOSFETlarning I_D tokining musbat temperatura koeffitsientiga ega bo'lishining ajoyib istisnosi bor: lateral qurilmalarning (deyarli barcha katta quvvatli MOSFETlar buni aksi –vertikal strukturaga ega bo'ladi) temperatura koeffitsienti juda kichik gate kuchlanishlardan (va juda kichik I_D toklaridan) boshlab manfiy bo'ladi; 3.118-rasmni ko'ring. Lateral katta quvvatli MOSFETlar vertikal strukturali tranzistorlarga o'xshab kerakli katta shikastlantiruvchi kuchlanish va kichik R_{ON} qarshiligiga ega bo'lmaydi, ammo o'zining chiziqliligi va temperaturaga stabiligi tufayli chiziqli, ayniqsa, audio kuchaytirgichlarda yaxshi ishlatiladi.

Mutaxassislar orasida mashhur bo'lgan Renesas (Hitachi) firmasining 2SK1058(n-kanalli) va 2SJ162 (p-kanalli) komplementar juft tranzistorlari 160 V kuchlanish va 7A tokda ishlaydi; R_{ON} qarshiligi $\sim 1\Omega$. CHiziqli kuchaytirgichlarda buni katta ahamiyati yo'q, ular to'yingan rejiga yaqin ishlamaydi; ammo ular yetarli darajada katta bo'lgani tufayli sxemalarda ularning bir nechtasi parallel ulanganini ko'rishingiz mumkin. 3x-bobning "CHiziqli kuchaytirgichlardagi katta quvvatli tranzistorlar" mavzusini ko'ring. Katta quvvatli MOSFETlarda I_D tokining musbat temperatura koeffitsienti, tranzistorlarning qizib ketish natijasida ishdan chiqishi kabi qo'shimcha muammoni yaratadi.

3.6.4 Tranzistorlarning qizib ketishi sababli ishdan chiqishi

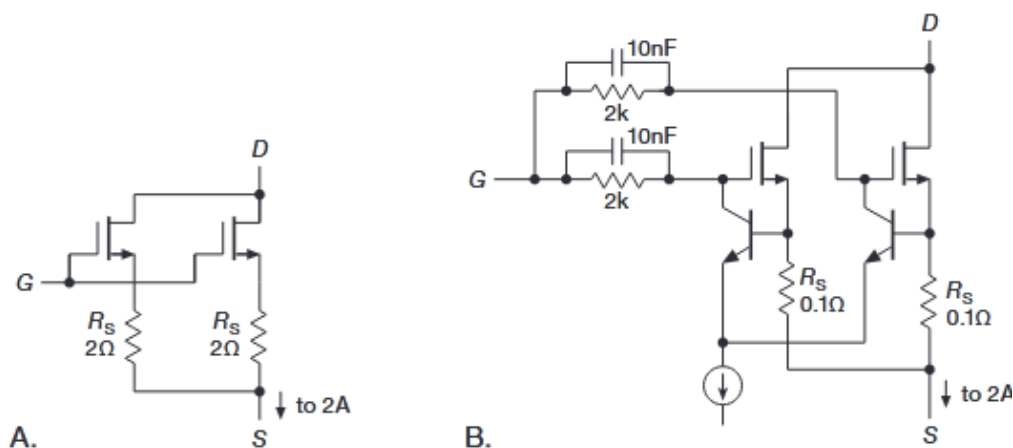
Shu joyga kelguncha biz R-so'zini ishlatmasdan keldik, chunki "thermal runaway" tranzistorni qizib ketishi sababli ishdan chiqishi tranzistorlar o'zaro parallel ulangan yoki yakka holda ishlatilganiga mutlaqo bog'liq emas; uning sababi sxemaning tuzilishiga bog'liq bo'lib, undagi quvvat dissipatsiyasi temperaturani ortishiga olib kelib yanada dissipatsiya bo'ladigan quvvatni oshirib yuboradi. Bu muammoni namoyish qilish uchun ikkita misolni ko'rib chiqamiz, ular ikki taktli chiziqli kuchaytirgich va to'yingan quvvat kommutatori ishlashi bilan bog'liq.

A. Ikki taktli quvvat kuchaytirgichi Audio kuchaytirgichlarning chiqish kaskadlarida ishlatiladigan ikki taktli quvvat kuchaytirgichida ishlatilgan tranzistorlarda, ular kuchaytirgan signal qutbini o'zgartirgan kuchlanishlarda chiziqli rejimda ishlashini saqlab qolish uchun nisbatan katta bo'lgan sokinlik toklari bilan ishlaydi (tipik qiymati $\sim 100 \text{ mA}$). Sokinlik toki, I_D (MOSFETlarda) va I_C (bipolyar tranzistorlarda) toklarining konstanta drive kuchlanishidagi temperatura koeffitsienti musbat bo'lgani sababli, temperatura o'zgarganida o'zgaradi. Sxemaning tuzilishi hamda radiatorning kattaligiga qarab kuchaytirgichning chiqish tranzistorlari stabil temperaturaga chiqib turishi yoki temperaturani ushlab

¹¹⁰ Bu aqilli sxematik yechimni biz NR (Agilent, xozir Keysight) firmasining E3610 seriyali chiziqli quvvat manbalarida topdik. MOSFET ishlab chiqaruvchilarning tavsiyasiga muvofiq har bir tranzistorni individual op-amp bilan siljitishdan ko'ra bu usul osonroq. O'zaro ulangan tranzistorlarning quvvat dissipatsiyasidan oladigan foydasiga asosanib ishlatishning yana bir yo'li ularni ketma ket ulashdan iborat, 9.111-rasmdagi misolni ko'ring. Tranzistorlarni ketma-ket ulash usuli tokni teng taqsimlanishini kafolatlaydi.

qola olmasligi mumkin; agar shu ikkinchi hol amalda bo‘ladigan bo‘lsa tranzistor qizib ketib, ishdan chiqishi mumkin (o‘zaro parallel ulangan yoki yakka tranzistorlar ishlatilganidan qat’iy nazar). Bu muammoni biz avval §2.4.1Bda, komplementar bipolyar tranzistorlarda yaratilgan ikki taktli quvvat kuchaytirgichi sxemalarini ko‘rib chiqqanda, uchratgan edik. Bipolyar tranzistorlar kollektor tokining temperatura koeffitsienti konstanta V_{BE} kuchlanishida musbat bo‘lgani sababli¹¹¹, odatda muammoni hal qilish uchun tranzistorlarning bazalari alohida, temperaturaga teskari bog‘liq bo‘lgan, chiqish tranzistorlarining V_{BE} kuchlanishi bilan birlashtirib ta’sir ko‘rsatadigan kuchlanish manbaidan siljiriladi, buning uchun tranzistorlarning radiatorga o‘rnatilgan diodlar yoki tranzistorning baza-emitter kontakti qarshiligi kichik bo‘lgan emitter rezistori bilan ulangan holda ishlatiladi (3.119B-rasm).

Chiziqli ikki taktli kuchaytirgichlarda ishlatilgan katta quvvatli MOSFETlarda ham, ularning ishlash rejimi I_D toklarining musbat temperatura ko‘lamiga to‘g‘ri kelgani sababli, ana shu muammo bor (§3.6.3B). Bu kuchaytirgich sxemalarida ham siz bipolyar tranzistorli sxemada ishlatgan kompensatsiya usulidan foydalansangiz bo‘ladi (ya’ni tranzistorlarning gatelari, qarshiligi kichik source rezistorlari bilan bog‘liq, manfiy temperatura koeffitsientiga ega bo‘lgan kuchlanish manbaidan siljitish usuli bilan; 3x-bobning “Chiziqli kuchaytirgichda ishlatilgan katta quvvatli tranzistorlar” mavzusini ko‘ring). Ammo bu temperatura ta’sirini kompensatsiya qilish muammosi katta quvvatli lateral MOSFETlarni ishlatish bilan juda nafis hal qilinadi. Ularning I_D toklari 100 mA qiymatidan boshlab, manfiy temperatura koeffitsientiga ega (3.118-rasm) bo‘lgani tufayli tranzistor qizib ketmaydi. Quvvat kuchaytirgichining chiqish kaskadidagi tranzistorlar gatelari, signal chastotalarida shuntlangan, konstanta dc kuchlanish bilan odatda siljiriladi¹¹². Tranzistorlarda siljitish kuchlanishi bilan I_Q sokinlik tokining qiymati nol temperatura koeffitsienti to‘g‘rilab o‘rnatiladi (2SK1058/2SJ162 komplementar juft uchun 100 mA) va shu bilan kuchaytirgich qizib ketsa ham, I_Q sokinlik tokining qiymati konstanta bo‘lib qoladi¹¹³.



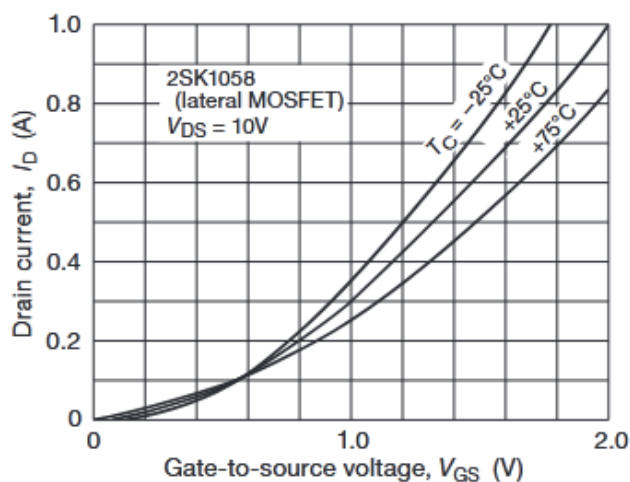
3.117-rasm. MOSFETlarni o‘zaro parallel ulash: A. Source ballast rezistorlari bilan; B. Tokni sezuvchi rezistor va aktiv feedback bilan

¹¹¹ Yoki, alternativa sifatida, konstanta I_C tokidagi V_{BE} kuchlanishining manfiy temperatura koeffitsienti ishlatiladi

¹¹² Rasmda sxemaning quruq so‘ngaklari ko‘rsatilgan xolos. Amalda bipolyar tranzistorlar o‘rnida Darlington yoki Sziklai tranzistor juftlari ishlatiladi va yagona chiqishli drayver kaskadi, differensial kirish kaskadidan boshqariladigan, bir juft simmetrik drayverlar bilan almashtirilishi mumkin. 150 Wli kuchaytirgich uchun, joiz temperaturada tranzistorlarni saqlab turish uchun, siz balki o‘zaro parallel ulangan tranzistorlarni ishlatarsiz; shunda MOSFETlar uchun ballast rezistorlar kerak bo‘lmaydi.

¹¹³ Lateral MOSFETlarni topish oson bo‘lmaganligi sababli “ V_{BE} diodi” sifatida ishlatilgan bipolyar tranzistorning o‘rniga (3.119B-rasmdagidek) oddiy MOSFETni ishlatish mumkin. Bu amal qizib ketishni oldini oladi, chunki MOSFETning temperatura koeffitsienti kichik toklarda katta toklarga nisbatan kattaroq bo‘ladi, 3.115-rasmni ko‘ring.

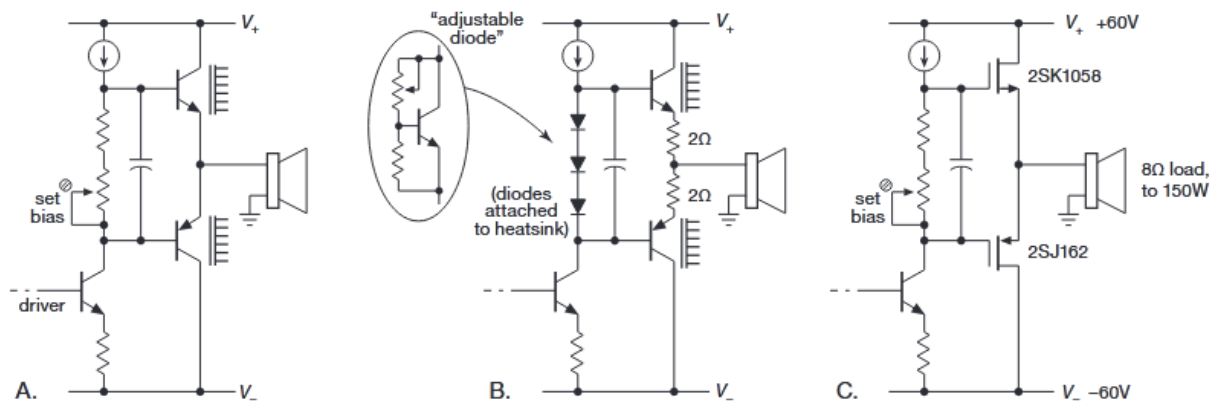
B. To‘yingan kommutator. Quvvat kommutatori sifatida ishlatilgan MOSFETlar qizib ketishdan ishdan chiqmaydi degan tushuncha juda keng tarqalgan. Bunga ishonganlar quyidagicha o‘ylaydi:



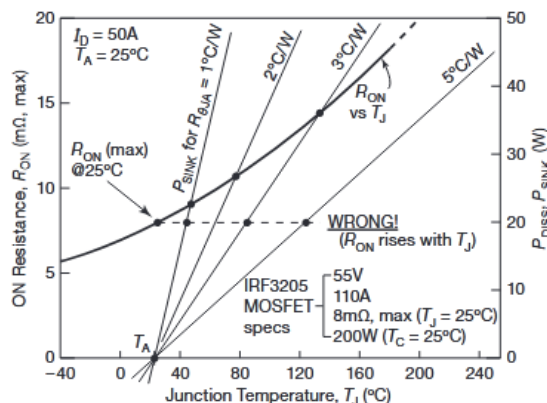
3.118-rasm. Yuqori aniqlikda ishlaydigan audio quvvat kuchaytirgichlarni loyihalashda keng ishlatiladigan 2SK1058 n-kanalli MOSFETning $I_D = f(V_{GS})$ o‘tish xarakteristikasi. Tokning temperatura xarakteristikasi deyarli to‘liq ishchi ko‘lamda manfiy.

“MOSFETlar to‘liq ochilganida, ularning R_{ON} qarshiligi juda kichik, demak ularga hech qanday radiatorni keragi yo‘q; bundan tashqari, agar ular qizib ketsa (joyiz ko‘lamidagi katta tok oqishi natijasida) tranzistorning temperaturasi ma‘lum qiymatda stabilizatsiya bo‘ladi, chunki ortiqcha, radiator vositasida dissipatsiya qilinadigan issiqlik quvvati tashqi temperaturadan ortgan qiymatiga proporsional ravishda oshib, nihoyat dissipatsiya bo‘lishi kerak bo‘lgan qiymatiga etadi; plyus bu hodisalar o‘zaro qattiq bog‘langan! ”Yaxshi fikrlar. Ammo mavjudot bunday bo‘lmasligi mumkin. R_{ON} qarshiligining qiymati konstanta emas va temperatura o‘zgarganida qiymati o‘zgaradi (3.116-rasm); demak temperatura, oshganida qizib ketishi natijasida, kommutator ko‘proq quvvatni dissipatsiya qiladi va , radiator o‘lchamlari juda kichik bo‘lsa tranzistorning isib ketish jarayoni to‘xtab, stabilizatsiya bo‘lmaydi va temperaturasi ko‘tarilishda davom etib, tranzistorni ishdan chiqaradi! Sizga bu muammoni echishda yo‘nalish ko‘rsatadigan bo‘lsak: tranzistorni ortiqcha qizib ketishi va ishdan chiqishining sababi kichik o‘lchamli radiator¹¹⁴ bo‘ladi, ortiqcha quvvatni dissipatsiya qila olmay tranzistor temperaturasi $T_{J(max)}$ joyiz qiymatidan ko‘tarilib ketishiga yo‘l beradi. Shunda eng yaxshi yechim, radiatorning kattalashtirishning o‘rniga, R_{ON} qarshiligini kamaytirish hisobiga dissipatsiyani kamaytirish bo‘ladi. Aytganlarimizni hisobga olgan holda mukammal loyihalanmagan sxemada tranzistor qanday qizib ketishini ko‘rib chiqaylik. 3.120-rasmda bu hodisa grafik usulida ko‘rsatilgan va tranzistor qizib ketishini oldini olish uchun ortiqcha quvvatni dissipatsiya qilib, temperaturasi $T_{J(max)}$ joyiz qiymatidan kichik qilib, ushlab turish uchun radiator tanlash yo‘li ko‘rsatilgan.

¹¹⁴ Yoki radiator bo‘lmaganida! Datasheetlarda keltirilgan $I_{D(max)}$ qiymatlaridan ta’sirlanib, siz katta drain toklarida ishlaydigan quvvat kommutatorida radiatori umuman o‘rnatmasligingiz mumkin.



3.119-rasm. Ikki taktli quvvat kuchaytirgichlarining temperatura stabiligi – chiqish kaskadlarining soddalashtirilgan sxemalari. A. Qiymati belgilangan V_{BE} kuchlanishi bilan siljitish, kollektor tokining temperatura koeffitsienti musbat bo‘lgani sababli chiqishdagi bipolyar tranzistorlarni qizib ketishiga olib keladi. B. Temperatura o‘zgarishlari ketidan siljitish kuchlanishini o‘zgartiradigan sxema tranzistorlar qizib ketishini oldini oladi. C. Lateral MOSFETning stabil sokinlik toki I_Q aniq qiymatdagi V_{GS} kuchlanishi bilan o‘rnatiladi; temperatura kompensatsiyasiga hojat yo‘q.



3.120-rasm. MOSFETlarning qizib ketishi sababli ishdan chiqishi. Eg‘ri chiziqlar IRF3205 n-kanalli MOSFETni R_{ON} qarshiligining maksimal qiymatini aks etadi va 50 A tokdagi quvvat dissipatsiyasiga to‘g‘ri keladi. To‘g‘ri chiziqlar uch turdagi dissipatsiya quvvatini ta‘minlab beradigan radiatorning $R_{\theta JA}$ issiqlik qarshiligiga to‘g‘ri keladi. Eng kichik radiatorning grafik chizig‘i R_{ON} qarshiligining grafigi bilan kesishmagan.

Biz qimmat bo‘lmagan MOSFETning datasheetda keltirilgan $R_{ON} = f(T_J)$ xarakteristikasini chizishdan boshlaymiz (grafik 175 °Cda yakunlangan, chunki bu qiymat pn-kontaktning maksimal temperaturasi bo‘ladi; biz bu grafikni yana 75 °C ga uzaytirdik). Quvvat dissipatsiyasini $P_{diss} = I^2 R_{ON}$ formulasidan aniqladik; biz tanlagan 50 A drain toki uchun o‘ng tomondagi dissipatsiya quvvati o‘qidan qiymatlarni olamiz. Va nihoyat, to‘rtta radiatorning solishtirma quvvatni dissipatsiya qilishni ta‘minlaydigan $R_{\theta JA}$ “issiqlik qarshiliklari” to‘g‘ri chiziqli grafiklarini chizamiz (bunda $P_{diss} = (T_J - T_A)/R_{\theta JA}$ formulasidan foydalanamiz), atrof muhit temperaturasi $T_A = 25$ °C (bu to‘g‘risida ko‘proq §9.4.1Ada). Radiatorlarning dissipatsiya qiladigan quvvati uning temperaturasi atrof muhit temperaturasidan katta bo‘lgan qiymatiga proporsional bo‘ladi va bu grafiklarda aks etgan; tranzistorda yaratiladigan quvvat o‘zining grafiklariga muvofiq bo‘ladi. Oraliqdagi temperatura qiymati muvozanat temperaturasi bo‘ladi, bizning misoldagi qiymatlari 45 °C dan 75 °C ikkita katta radiator uchun keltirilgan. Ammo eng kichik radiator qarshilik grafigi bilan kesishmagan bo‘lgani sababli tranzistorda yaratilgan quvvatni barcha temperaturalarda to‘liq dissipatsiya qila olmaydi, natijada tranzistor qizib ketishdan ishdan chiqadi! Real hayotda siz tashqi muhit temperaturasi kattaroq bo‘lishi mumkinligini

hisobga olishingiz kerak bo‘ladi (qurilma temir tokchaga o‘rnatilgan yoki uning ustiga boshqa qurilma qo‘yib qo‘yilgan, yoki sizning hududingizda temperaturalar yuqori bo‘ladi): buni siz radiator grafigini o‘ng tomon surish bilan amalga oshirishingiz mumkin. To‘yingan kommutator sifatida ishlatilgan MOSFETni qizib ketishdan saqlash uchun kattaroq radiator ishlatish kerakligini shu oddiy misoldan tushunib olishingiz mumkin. Endi yana raqamlarga qaytaylik: quvvat kommutatori 50 A drain tokini $10 - 15 \text{ m}\Omega R_{ON}$ qarshiligi orqali kommutatsiya qilib, unda 0.5 dan 0.75 Vgacha kuchlanish tushuvi hosil qiladi va 25 dan 40 Wgacha quvvatni shunda dissipatsiya qiladi. Bunday katta toklarni kommutatsiya qilish uchun biz katta quvvatli tranzistor yoki, R_{ON} qarshiligini kamaytirish (va muvofiq dissipatsiya qilinadigan quvvatni kamaytirish uchun), o‘zaro parallel ulangan tranzistorni ishlatishimiz kerak bo‘ladi. Tranzistorning datasheetida keltirilgan “maksimal I_D tokining” qiymati (110 A) juda yaxshi bo‘lib ko‘rinsa ham, tranzistorning bunday dc toklarda ishlatish noreal tavsiya bo‘ladi deb o‘ylaymiz. Bizning misolda R_{ON} qarshiligi kichik bo‘lgan FDB8832¹¹⁵ tranzistorini ishlatish ($R_{ON} = 2.3 \text{ m}\Omega$ (max) 25°Cda) yaxshiroq bo‘ladi, uning ON holatida oqib o‘tgan 50 A tok 115 mV kuchlanish tushuvini hosil qiladi va quvvat dissipatsiyasi 5.8 W ¹¹⁶ bo‘ladi. Bu tranzistor 30 V kuchlanishda ishlaydi (katta kuchlanishli MOSFETlarning R_{ON} qarshiligi katta bo‘ladi; agar siz kattaroq kuchlanishni kichik R_{ON} va P_D bilan kommutatsiya qilmoqchi bo‘lsangiz, katta quvvatli MOSFET modulini¹¹⁷ yoki (qimmatroq) bir necha keng qo‘llaniladigan MOSFETlarni o‘zaro parallel ulangan sxemasini tanlashingiz kerak bo‘ladi. 400 V dan katta kuchlanishlarda ishlaydigan bo‘lsangiz sizning tanlovingiz IGBT (insulated-gate bipolar transistor; §3.5.7Ani ko‘ring) bo‘ladi. Uning kirish xarakteristikalar MOSFET, chiqish xarakteristikalar bo‘lsa bipolyar tranzistorlarnikidek bo‘ladi. Misol sifatida Mitsubishining SM1200NS-50Nni ko‘rsatsa bo‘ladi, uning xarakteristikalar: 2500 V va 1200 A, maksimal tok oqqanda to‘yingan kuchlanishi 3 V (ON holatidagi $2.5 \text{ m}\Omega$ qarshilikka ekvivalent). Xarakteristikalar ajoyib, ammo 3.6 kilovatt quvvatni dissipatsiya qiladi! (ular lokomotivlardagi katta quvvatli kommutatorlarda ishlatiladi). O‘quvchida noto‘g‘ri tassavvur qoldirmaslik maqsadida shuni aytishimiz kerakki, tranzistorning issiqlik rejimini hisoblash va radiator tanlash uchun biz ko‘rsatgan grafiklarni chizish talab etilmaydi (grafiklarda bizni tranzistor qizib ketish natijasida ishdan chiqishi mumkinligi qiziqtirdi xolos). Buning o‘rniga tranzistorning datasheetida 25°C uchun keltirilgan R_{ON} qarshiligini qizib ketishdan himoya koeffitsientiga ko‘paytirib, maksimal ishchi temperatura (150°C) uchun R_{ON} qiymatini baholab olsa bo‘ladi; bundan siz quyidagi ifodani aniqlaysiz $T_J \approx T_A + I_D^2 \cdot m R_{ON(25^\circ\text{C})} \cdot R_{\theta JA}$ (3.15) m koeffitsientining qiymati MOSFETning ishchi kuchlanishlar ko‘lamiga bog‘liq bo‘ladi; ko‘p tranzistorlarning datasheetlari asosida aniqlangan bo‘lib (3x-bobda “MOSFET ON-resistance versus temperature” mavzuning grafik va tushuntirish yozuvlarini ko‘ring), bu koeffitsientning qiymati qo‘pol qilib olganda $m \approx 1$. (kichik kuchlanishli MOSFETlar uchun) va $m \approx 2.5$ (katta kuchlanishli MOSFETlar uchun). 100 Vli MOSFETlar uchun $m = 2$ va katta kuchlanishli MOSFET (kam deganda 1 kV) uchun $m = 2.5$ olishingiz mumkin.

C. Ikkilamchi shikastlanish va xavfsiz ishlash ko‘lamini

Biz §3.5.1Bda ko‘rib chiqqan issiqlik effekti (“ikkilamchi shikastlanish”) bilan bog‘liq bo‘lgan: katta quvvatli tranzistorlar joyiz maksimal kuchlanish, tok yoki, quvvat dissipatsiyasi, impuls davomiyliigi, radiatorning issiqlik qarshiligi va tashqi muhit temperaturasiga bog‘liq bo‘lgan, maksimal temperaturadan tashqariga chiqqanida ishdan chiqishini (odatda¹¹⁸) qayd etish arzigulik bo‘ladi, §9.4.2 ni ko‘ring. Tranzistorlar uchun keltirilgan parametrlar chegaralari ularni xavfsiz ishlash ko‘lamini

¹¹⁵ O‘sha ishlab chiqaruvchidan, Fairchild Semiconductor.

¹¹⁶ $T_J = 150^\circ\text{C}$ bo‘lganida parametrlar qiymati $3.6 \text{ m}\Omega$, 180 mV va 9W (maximum)ga ko‘tariladi.

¹¹⁷ Ular hasky “SOT-227” korpusida chiqariladi, terminallari ustida bolt bilan tashqi zanjirga ulanadi, asosi izolyasiyalangan metall plastinaga joylashtirilgan, “ISOTOP” va “miniBLOC” deb nomlanadi

¹¹⁸ Aniqroq qilib aytganda, ular ishdan chiqmasligiga kafolat berib bo‘lmaydi.

belgilab beradi, misol uchun bu 3.95-rasmda ko'rsatilgan. Bipolyar tranzistorlarning ikkilamchi shikastlanish kabi kasalligi bor. Bu hodisa hali yaxshi tushunib yetilmagan bo'lib mahalliy qizib ketish, shikastlantiruvchi kuchlanishning kamayishi va ko'p hollarda pn-kontktning buzilib ketishi bilan o'zini namoyon qiladi. Aynan ikkilamchi shikastlanish bipolyar tranzistorlarni xavfsiz ishlaydigan ko'lamiga (3.95-rasm) qo'shimcha cheklovlar qo'yadi. MOSFETlarda ikkilamchi shikastlanish bo'lmagani tufayli katta quvvatli sxemalarda yaxshi ishlaydi. Ikki tur tranzistorlar impulsli rejimda ishlaganida maksimal joyiz kuchlanish va toklari balandroq bo'lishiga ahamiyat bering.

Table 3.7 Junction Field-Effect Transistors (JFETs)^a

Part # ^b	N or P-channel	Jellycoat ^c	Prefix & Pkg ^d			V _{DS} max (V)	I _{DSS}			R _{DS(on)} max (Ω)	V _{GS(off)} ^e		V _{GS @ I_D}		g _m			C _{iss} typ (pF)	C _{oss} typ (pF)		
			TO-18, 2N, PN	SO-23, MMBF	SO-23, PMBF		MMBF, L ^f	min (mA)	max (mA)		meas (mA)	min (V)	max (V)	measured (V)	(mA)	min (mS)	max (mS)			@ I _D (mA)	meas (mS)
PN4117	N +	A C	- -	-	40	0.03	0.09	0.07	-	-0.6	-1.8	-0.33	0.03	0.07	0.21	x	0.09	0.03	470 ^f	1.2	0.3
4118	N -	A C	- -	-	40	0.08	0.24	0.20	-	-1	-3	-1.33	0.1	0.08	0.25	x	0.13	0.1	260 ^f	1.2	0.3
4119	N -	A C	- -	-	40	0.20	0.60	0.30	-	-2	-6	0.0	0.3	0.10	0.33	x	0.18	0.3	140 ^f	1.2	0.3
BFT46	N -	- C	- -	-	25	0.20	1.5	0.63	-	-	-1.2	-0.16	0.3	1	-	x	1.7	0.3	190 ^g	3.5	0.8
BFS11	N -	- D	- -	-	20	0.7	3	4.2	-	-	-1.5	-0.75	1	4	-	x	2.7	1	120	-	0.3
2N5457	N +	A C	- -	-	25	1	5	3.5	-	-0.5	-6	-0.81	1	1	5	x	2.3	1	220	4.5	1.5
5458	N -	A C	- -	-	25	2	9	4.1	-	-1	-7	-0.97	1	1.5	5.5	x	2.2	1	190	4.5	1.5
5459	N -	A C	- -	-	25	4	16	9.9	-	-2	-8	-1.82	3	2	6	x	2.9	3	100	4.5	1.5
2N5460	P +	A C	- -	-	25	-1	-5	3.4	-	0.75	6	+0.97	1	1	4	x	1.9	1	260	4.5	1.2
5461	P +	A C	- -	-	25	-2	-9	2.7	-	1	7.5	+0.67	1	1.5	5	x	2	1	210	4.5	1.2
5462	P +	A C	- -	-	25	-4	-16	5.9	-	1.8	9	+4.15	1	2	6	x	2.5	3	30	4.5	1.2
MMBF4418	N +	A C C C	C C	C	30	5	15	5.9	-	-	-6	-0.19	5	4.5	7.5	x	3.9	5	70	4	0.8
2N5484	N -	A C	- C	-	25	1	5	3.3	-	-0.3	-3	-0.73	1	3	6	x	2.3	1	230	10	2.2
5485	N -	A C	- -	-	25	4	10	6.6	-	-0.5	-4	-1.05	1	3.5	7	x	2.1	1	150	10	2.2
5486	N -	A C	- -	-	25	8	20	14	-	-2	-6	-2.61	1	4	8	x	2.1	1	75	10	2.2
2SK170BL	N -	B -	- -	-	40	6	12	6.1	-	-0.2	-1.5	-0.04	5	22 ^h	x	29	5	470	30	6	
LSK170B	N -	B C	- -	-	40	6	12	2.6	-	-0.2	-2	-0.17	3	10 ⁱ	1	20	3	160	20	5	
LSK170C	N -	B C	- -	-	40	10	20	13	-	-0.2	-2	-0.26	5	10 ⁱ	1	24	5	90	20	5	
BF861B	N -	- C	- -	-	25	6	15	8	-	-0.5	-1.5	-0.47	1	16	25	x	16	5	150	7.5	
BF545C	N -	- C	- -	-	30	12	25	19	-	-3.2	-7.8	-1.80	5	3.0	6.5	x	3.7	5	30	1.7	0.8
BF862	N -	- C	- -	-	20	10	25	12	-	-0.3	-1.2	-0.21	5	35	45 ^j	x	26	5	270	10	1.9
PFS103	N -	A C	- -	-	40	10	40	19	30	-1.2	-2.7	-1.00	5	7.5	2	10	5	160	16	6	
PN4391	N +	A C C C	C C	C	40	50	150	115	30	-4	-10	-7.35	5	12 ^k	5	8.8	5	30	12	3.5	
4392	N +	A C C C	C C	C	40	25	75	38	60	-2	-5	-1.67	5	16 ^k	10	10	5	130	12	3.5	
4393	N +	A C C C	C C	C	40	5	30	16	100	-0.5	-3	-1.25	1	13 ^k	10	6.2	1	150	12	3.5	
J105	N -	A C	- -	-	25	500	-	-	3	-4.5	-10	-8.39	5	40 ^l	5	37	10	60	160 ^m	35 ^m	
J106	N -	A C	- -	-	25	200	-	-	6	-2	-6	-2.42	5	53 ^l	5	43	10	230	160 ^m	35 ^m	
J107	N -	A C	- -	-	25	100	-	-	8	-0.5	-4.5	-1.93	5	75 ^l	5	48	10	340	160 ^m	35 ^m	
J108	N +	A C C	- -	-	25	80	-	325	8	-3	-10	-5.83	5	37 ^l	5	31	10	60	85	15	
J109	N +	A C C	- -	-	25	40	-	201	12	-2	-6	-2.85	5	26 ^l	5	32	10	160	85	15	
J110	N +	A C C	- -	-	25	10	-	122	18	-0.5	-4	-1.80	5	20 ^l	5	34	10	230	85	15	
J111	N -	A C C	- -	-	35	20	-	115	30	-3	-10	-7.6	5	-	-	8.4	5	30	28	5	
J112	N +	A C C	- -	-	35	5	-	47	50	-1	-5	-2.8	5	6.7 ^l	1	9.5	5	100	28	5	
J113	N -	A C C	- -	-	35	2	-	21	100	-0.5	-3	-1.0	5	8 ^l	1	11	5	100	28	5	
J174	P -	B C C C	- -	-	30	-20	-135	26	85	-5	-10	+2.08	5	4.5	-	5	-	15	13	6	
J175	P +	B C C C C	- -	-	30	-7	-60	13	125	-3	-6	+1.58	1	-	-	-	-	30	13	6	
J176	P -	B C C C C	- -	-	30	-2	-25	6.1	250	-1	-4	+0.86	1	6.3	-	5	-	40	13	6	
J177	P +	B C C C C	- -	-	30	-1.5	-20	4.2	300	-0.8	-2.5	+0.62	1	-	-	-	-	50	13	6	
J308	N +	A C C	- -	-	25	12	60	35	-	-1	-6.5	-	-	8	-	10	12	5	120	4	2
J309	N +	A C C C	- -	-	25	12	30	23	-	-1	-4	-1.2	5	10	20	10	11	5	300	4	2
J310	N -	A C C C	- -	-	25	24	60	39	-	-2	-6.5	-2.4	5	8	18	10	8.9	5	100	4	2
Small JFETs																					
LS840-42	N	F	-	-	60	0.5	5	3.3	-	-1	-4.5	-0.85	1	0.5	1	0.2	2.1	1	180	4	1.2
840-5	N	F	-	-	60	1.5	15	-	-	-1	-3.5	-	-	1	1.5 ^l	0.5	-	-	8 ^m	3 ^m	
LSK389A	N	F, J	-	-	40	2.6	6.5	-	-	-0.15	-2	-	-	8	20 ^l	3	-	-	25	5.5	
389B	N	F, J	-	-	40	6	12	12	-	-0.15	-2	-0.24	5	8	20 ^l	3	23	5	170	25	5.5
389C	N	F, J	-	-	40	10	20	-	-	-0.15	-2	-	-	8	20 ^l	3	-	-	25	5.5	
LS6912	N	F, J, KP	-	-	25	7	40	18	-	-1	-5	-1.75	5	4	10	5	5.7	5	70	5	1.2
IFN146	N	FV	-	-	40	-	30	6	-	-0.3	-1.2	-0.19	1	30	40 ^l	x	25	5	660	75 ^m	15 ^m

(a) listed generally by increasing I_{DSS}, but also by part number within a family (e.g., J105–J113); see also Table 8.2 for noise parameters.(b) for families of related parts, boldface designates the family matrix. (c) usually specified at I_D = 1 mA or 10 mA, though sometimes at 10 μ A or even 300 μ A (e.g., for the J105–J113 “switches”); it doesn’t much matter, given the wide range of specified V_{GS(off)}. (d) see the accompanyingpinout figure; all JFETs appear to be symmetric (source and drain are interchangeable), but bulk designates a detached pinout in which the S and D terminals are interchanged. (e) G_{max} = $\partial I_D / \partial V_{GS}$, the maximum grounded-source voltage gain into a current source as drain load; listedvalues measured at I_D = 1 mA and V_{DS} = 2V, unless noted otherwise. G_{max} is proportional to V_{DS}, and for most JFETs G_{max} is relatively constant over varying I_D. Use tabulated G_{max} to find g_m = $\partial I_D / \partial V_{GS}$. (f) maximum. (g) several PNP-B pins available. (h) at I_D = 30 μ A. (i) at I_D = 300 μ A.(j) typical. (k) variant of “E” pinout: G and D terminals interchanged. (l) at I_{DSS}.

Table 3.8 Low-side MOSFET Gate Drivers^a

Table 3.8 Low-side MOSFET Gate Drivers ^a																					
Part #	Mfg ^d	# channels	V _{min} (V)	V _{max} (V)	I _{pk} (A)	Speed ^b		Logic thresh ^e	source below gnd? ^f	current limit	UVLO?	enable?	inv?	non-inv?	output rail-to-rail?	Packages				Comments	
						t _{on} + t _{off} (ns, typ)	C _{load} (nF)									TO220, D pak	DIP	SOIC, MSOP	SOT23		smaller
TC4426-28	MC+	2	4.5	18	1.5	55	1	T	-	-	-	-	n	n	*	-	*	*	-	*	G,H
TC4423-25	MC+	2	4.5	18	3	70	1.8	T	-	-	-	-	n	n	*	-	*	*	-	*	G,H
TC4420,29	MC+	2	4.5	18	6	80	2.5	T	-	-	-	-	*	*	*	*	*	*	-	*	G
TC4421-22	MC+	1	4.5	18	9	85	10	T	-	-	-	-	*	*	*	*	*	*	-	*	G,J
FAN3111	F	1	4.5	18	1	20	0.5	C	-	-	-	c	c	c	*	-	-	-	*	-	
FAN3100C,T	F	1	4.5	18	2	20	1	C,T	-	-	*	c	c	c	*	-	-	-	*	*	A
FAN3180	F	1	5	18	2	30	1	T	-	-	*	-	-	*	*	-	-	-	*	-	B
FAN3216-17	F	2	4.5	18	2	25	2.2	T	-	-	*	-	*	*	*	-	-	*	-	-	D
FAN3226-29C,T	F	2	4.5	18	2	25	1	C,T	-	-	*	c	c	c	*	-	-	-	*	*	C,E
FAN3213-14	F	2	4.5	18	4	20	2.2	T	-	-	*	-	*	*	*	-	-	*	-	-	C
FAN3223-25C,T	F	2	4.5	18	4	25	2.2	C,T	-	-	*	c	c	c	*	-	-	-	*	*	E
FAN3121-22	F	1	4.5	18	9	21	10	T	-	-	*	*	*	*	*	-	-	-	*	-	
IR544273L	IR	1	12	20	1.5	50	1	T	-	-	*	-	-	*	-	-	-	-	*	-	
IR25600	IR	2	6	20	1.5	75	1	T	-	-	-	-	-	*	-	-	-	-	*	-	
MAX17600-05	MA	2	4	14	4	15	1	CS,T	-	-	-	*	n	n	*	-	-	-	*	*	H
MAX5054-07	MA	2	4	15	4	38	5	C,T	-	-	-	c	c	c	*	-	-	-	*	-	
MAX5048A,B	MA	1	4	12.6	7.6 ^h	18	1	C,T	-	-	*	c	c	c	*	-	-	-	*	*	
UCC37323-25 ^k	TI	2	4.5	15	4	47	1.8	T	-	-	-	-	*	*	*	-	-	*	-	*	
UCC27517	TI	1	4.7	20	4	17	1.8	T	-	-	*	c	c	c	-	-	-	-	*	-	
UCC27516-19	TI	1	4.7	20	4	17,21	1.8	T,C	-	-	*	*	*	*	*	-	-	-	-	*	
UCC27523-26	TI	2	4.7	20	5	17	1.8	T	-	-	*	*	*	*	-	-	-	-	*	*	E,H
UCC37321-22 ^k	TI	1	4	15	9	50	10	T	-	-	-	*	*	*	*	-	-	-	-	*	
MIC44F18-20	MI	1	4.5	13.2	6	24	1	T	-	-	*	*	*	*	*	-	-	-	-	*	
ADP3623-25	A	2	4.5	18	4	28	2.2	T	-	-	*	-	*	*	*	-	-	-	-	*	H,P
LMS110	TI	2	3.5	14	5 ^l	38	2	T	*	-	*	-	n	n	*	-	-	-	-	*	H,L
LMS112	TI	2	3.5	14	79	38	2	T	*	-	*	-	n	n	-	-	-	-	-	*	H,L,M
LMS114	TI	1	4	12.6	7.6 ^h	16	1	C	-	-	*	c	c	c	*	-	-	-	-	*	
ISL89367	IN	2	4.5	16	6	45	10	F	*	-	*	n	n	n	*	-	-	-	-	*	N
ISL89160-62	IN	2	4.5	16	6	45	10	CS,T	-	-	*	-	*	*	*	-	-	-	-	*	O
MC34151	O	2	6.5	18	1.5	50	1	T	-	-	*	-	-	*	-	-	-	-	-	-	
IR2121	IR	1	12	18	2 ^m	200	3.3	T	-	*	-	-	-	*	-	-	-	-	-	-	F
UC3708	TI	2	5	35	3	37	1	T	-	-	-	*	-	*	*	-	-	-	-	-	
IXDD602	IX	1	4.5	35	2	50	1	CS	-	-	-	*	*	*	*	-	-	-	-	*	H,R
IXDD604	IX	1	4.5	35	4	40	1	CS	-	-	-	*	*	*	*	-	-	-	-	*	H,R
IXDD609	IX	1	4.5	35	9	60	10	CS	-	-	-	*	*	*	*	*	-	-	-	*	R
IXDD614	IX	1	4.5	35	14	70	15	CS	-	-	-	*	*	*	*	*	-	-	-	-	R
IXDD630	IX	1	10	35	30	65	5.6	CS	-	-	*	*	*	*	*	*	-	-	-	-	K,R
ZXGD3002-04	D	1	-	20,40	0.5	11	1	-	-	-	-	-	-	*	-	-	-	-	-	*	M,S

Notes: (a) sorted by family, within family sorted by I_{out}; except for ZXGD3000-series, all devices swing rail-to-rail, or nearly so. (b) into C_{load} at V_{DS}=12V. (c) input gate with inv and non-inv inputs. (d) A=Analog Devices; D=Diodes, Inc.; F=Fairchild; IN=Intersil; IR=International Rectifier; IX=Infus/Clare; L=LTC; MA=Maxim; MC=Microchip; MI=Micro; O=OnSemiconductor; S=STMicroelectronics; TI=Texas Instruments. (e) 1A source, 2A sink. (f) 3A source, 5A sink. (g) 3A source, 7A sink. (h) 1.3A source, 7.6A sink. (i) 37ns for 0 to 70°C, 27ns for -40°C to 105°C. (j) see part-specific comments. (k) XOR input sets optional invert. (l) C=CMOS; CS=5V CMOS; F=flexible, set by V_{ref} and V_{ref} input pins; T=TTL. (m) 2ns td channel match. (n) 1ns td channel match. (o) dual inv+en, dual non-inv+en, dual inputs. (p) source-resistor current-sense input terminal, available for driving an IGBT. (q) industry std, many mfgs. (r) dual inv, dual non-inv, or one each. (s) for 8-pin pldgs, n- and p-ch drains on separate pins. (t) *t_{on}* = 50ns into 68nF. (u) output swing to neg rail, can be 5V below logic gnd. (v) n- and p-ch drains on separate pins. (w) resistor-programmed edge-delay timers; 2-input AND signal inputs. (x) ISL89163-65 same, but include enable inputs; ISL89166-68 same, but include resistor-programmed edge-delay timer inputs. (y) overtemp protection and output. (z) full p/n is IXDD6xx, where x = H, L, D and F for non-inv, inv, dual non-inv+en, or one of each. (aa) series is one each high-current high-gain *npn* and *ppn* transistor emitter-followers for pullup and down.

3-bobning qisqa bayoni

3-bobda biz o'rganganlarimiz bo'yicha qisqa umumiy xulosalar keltiramiz. Bunda biz asosiy prinsiplar va faktlarni qayd etamiz, ammo sxemalar va injenerlik tavsiyalar ustida to'xtalmaymiz.

A. FETlar. 3-bobda biz Field-Effect Transistors FET –maydon effektlı tranzistorlarnı o'rgandik. FETlarda o'tkazuvchan kanalning ikki chetida *Drain* va *Source* deb nomlangan terminallari bo'ladi. Kanalning o'tkazuvchanligi *Gate* elektrodi yaratgan elektr maydon bilan boshqariladi (§3.1). Bipolyar tranzistorlarga o'xshab FETlar transconductance qurilmasi bo'ladi (quyida Gni ko'ring). Buning ma'nosi: drain toki (yetarli qiymatdagi drain-source kuchlanishi berilganida) gate kuchlanishi bilan boshqariladi.

B. n-kanal va p-kanal Bipolyar tranzistorlarning npn va pnp turlari bo'lganidek FETlar ham n-kanalli vap- kanalli turlari bo'ladi (§3.1.2). SHu ikki tur tranzistorlarda ham gate kuchlanishi drain kuchlanishiga qarab yaqinlashgan sari kanalning o'tkazuvchanligi ortadi. Misol uchun, musbat drain kuchlanishli n- kanalli FETning kanali yetarli qiymatdagi musbat yo'nalishda o'zgargan kuchlanish bilan ochilishi va yetarli qiymatdagi manfiy kuchlanish o'zgarishi bilan yopilishi mumkin. Bu n- kanalli qurilma, ochilishi va yopilishi uchun, muvofiq musbat va manfiy kuchlanish talab etadi degani emas. Ostona kuchlanishi V_{th} FETni asta ochadi va kanal shu ostona kuchlanishidan kichik va katta bo'lgan gate kuchlanishlari ta'sirida o'z holatini o'zgartiradi va shu bilan boshqarish jarayoni amalga oshadi.

C. Enhancement va Depletion Mode 3.8- rasmga qarang. Enhancement –mode qurilmalarining V_{th} ostona kuchlanishi yetarli darajada katta bo'ladi va gate kuchlanishi $V_{GS} = 0 V$ bo'lganida kanal o'tkazuvchanlikka ega bo'lmagan holatda (ya'ni off holatida) bo'ladi. FETni o'tkazuvchan holatga o'tkazish uchun uning gateiga musbat (n –kanalli bo'lsa) va manfiy (p-kanalli bo'lsa) kuchlanish berish kerak bo'ladi. Depletion-mode qurilmalarning ostona kuchlanishi, aksincha, yopilish tomonga yo'naltirilgan bo'ladi, demak gate kuchlanishi $V_{GS} = 0 V$ bo'lganida kanal o'tkazuvchan holatida bo'ladi. n- kanalli depletion-mode FETni yopish uchun uning gateiga nisbatan katta bo'lgan V_{GS} manfiy kuchlanish berishingiz kerak bo'ladi. 3.9-rasmda n- kanalli qurilmalarning o'tish volt-ampere xarakteristikalarini $I_D = f(V_{GS})$ ko'rishingiz mumkin. FETlarning o'tish xarakteristikalari chap va o'ng tomonga qarab o'zgarishi mumkin (bu to'g'risida ko'proq quyidagi Nda). 3.10 va 3.11-rasmlarda FET turlarining xaritasini ko'rishingiz mumkin.

D. MOSFET va JFETlar. Metal –oksid FET (MOSFETlarda) gate elektrodi kanaldan to'liq izolyasiya qilingan bo'lib, unga musbat yoki manfiy $\pm 20 V$ gacha kuchlanish berish mumkin. pn-kontaktli FET (JFETlarda) yarimo'tkazgichli gate kanal bilan bog'langan va diod kontaktidek ishlaydi, demak u faqat teskari tomonga izolyasiya qilingan. Demak, JFETlar faqat depletion-mode qurilma bo'lishi mumkin; enhancement-mod JFET bo'lmaydi. 3.6 va 3.7-rasmlarda FETlarning shartli belgilari keltirilgan.

E. FET xarakteristikalari, Gate va Drain. 3.13-rasmga qarang. FET kanalining o'tkazuvchanligi va undagi tok qiymati birinchidan gate kuchlanishi bilan boshqariladi, ammo ularga V_{DS} drain kuchlanishi ham ta'sir ko'rsatadi. V_{DS} drain kuchlanishi juda kichik bo'lgan hollarda kanal, qarshiligi gate kuchlanishi bilan boshqariladigan, rezistorga o'xshab ishlaydi (§3.1.2 va §3.2.7); bu chiziqli rejim ko'lamı deb ataladi. Kattaroq drain kuchlanishlarida drain toki tekislanadi va gate kuchlanishi bilan boshqariladi, faqat drain kuchlanishiga biroz bog'liq bo'ladi; bu tranzistorning to'yingan ko'lamı deb ataladi. To'yingan ko'lamida FETning draini tok manbaiga o'xshab ishlaydi va qurilmaning asosiy xarakteristikasi transconductance g_m (quyida Gni ko'ring) bo'ladi.. MOSFETlar ko'p hollarda kommutator sifatida ishlatiladi. Bu ishlash rejimida katta kuchlanish (ya'ni, 10 V) gatega berilib kanalning

qarshiligini yetarli darajada kichik qilib, tranzistorni ochadi. FET kommutatorlari to'g'risida ko'proq quyidagi O-Q-da.

F. Kvadratik qonun. Gate kuchlanishlarining V_{th} kuchlanishidan katta bo'lgan ko'lamning asosiy qismida va drain kuchlanishlarining bir völdan yuqori bo'lgan qismida (ya'ni to'yingan ko'lamda) FETning drain toki kvadratik qonunga bo'ysinadi; bunda, uning drain toki ortiqcha gate-drive kuchlanishining kvadratiga $(V_{GS} - V_{th})^2$ proporsional bo'ladi, 3.14-rasm va 3.2-tenglamani ko'ring. Buni ba'zi hollarda *kvadratik ko'lam* deb atashadi. V_{th} ostona kuchlanishi umuman, rasmda ko'rsatilganidek, $\sqrt{I_D}$ grafigini ekstrapolyasiya qilish bilan aniqlanadi. Qiymati ostona kuchlanishidan kichik bo'lgan V_{GS} kuchlanishlar ko'lamida FET ostona osti ko'lamida ishlaydi deb aytishadi; quyidagi Ini ko'ring.

G. Transconductance va kuchaytirgichlar. Gate kuchlanishi o'zgarishlari ta'sirida drain tokining o'zgarishlari transconductance g_m deb ataladi: $g_m = i_D / v_{GS}$ (kichik yozma harflar kichik signal parametrlarini bildiradi). Umumiy source FET kuchaytirgichning (§3.2.3, 3.28 va 3.29-rasmlar) kuchlanishni kuchaytirish koeffitsienti: $G = -g_m R_D$ bo'ladi, bunda R_D drain yuklamasining qarshiligi. Bipolyar tranzistorlarda ($g_m \propto I_D$) bo'lsa, FETlarning transconductance ko'rsatgichi muhim kvadratik ko'lamda $\sqrt{I_D}$ ga proporsional o'sadi; 3.53 va 3.54-rasmlarni ko'ring. Natijada drain yuklamasi rezistiv bo'lgan katta toklarda ishlaydigan FET kuchaytirgichining kuchaytirish koeffitsienti kichikroq bo'ladi, chunki R_D rezistorining qarshiligi drain tokiga teskari proporsionallikda tanlanadi. FETlarning ichki chiqish qarshiligi ham yuklama rezistoridek ishlaydi va shu bilan, drain yuklamasi ideal tok manbai bo'lganda ham, kuchaytirish koeffitsientini (" G_{max} ") cheklaydi; §3.3.2ni, 3.13-tenglamani va 3.1-jadvalni ko'ring. Qaytargich sxemasida ishlatilgan FETning chiqish impedansi $r_{out} = 1/g_m$ bo'ladi, quyidagi Kda ko'ring.

H. JFETli kuchaytirgichni siljitish. Signallar kuchaytirgichi yaratishda JFETlar juda qulay bo'ladi (aksincha yaroqli diskret MOSFETlar soni ko'p emas), ular kam shovqinli kuchaytirgichlarda juda yaxshi ishlaydi. Ammo analogli qurilmalar loyihachilari bunda duch keladigan bosh og'riq muammo bor: har bir tranzistorning ishchi gate kuchlanishi aniq bo'lmaydi. 3.1-jadvalda keltirilgan JFETlarning $V_{GS(off)}$ kuchlanishlari uchun keltirilgan minimal va maksimal qiymatlarni ko'rib chiqsak ularning ko'lamini – 1V dan – 7 Vgacha yoki – 0.4 Vdan – 4 Vgacha farqlanishini ko'rishimiz mumkin. Oxirgisining nisbati 10:1 bo'lib chiqdiku! 3.17-rasmda 300ta (har bir JFET turidan 100tadan) tranzistorning V_{GS} kuchlanishlari gistogrammasi keltirilgan. Jadvalda keltirilgan ba'zi tranzistorlarning gate kuchlanishi ko'lamini 1 V bo'lganini ko'rishimiz mumkin, ular yagona ishlab chiqaruvchining bir partiya tranzistorlarida o'lchab aniqlangan qiymatlari bo'lishi mumkin. Ammo, ogohlantiraylik: 3.51 va 3.52-rasmlarda, tranzistorlar turli ishlab chiqaruvchilaridan sotib olingan bo'lsa ular qay darajada farqlanishini, ko'rishimiz mumkin. Bunday mavhumlik bilan ishlash uchun FETli kuchaytirgich loyihachilari mahsus siljitish sxemalarini ishlatishga majbur bo'ladilar. 3.25 va 3.41-rasmlar kuchaytirgichni siljitish uchun qo'llaniladigan yuklama chizig'i (xarakteristikasi) konsepsiyasini tushuntirish uchun misollar keltirilgan.

I. Ostona osti zonasi. FETlar uchun yozilgan oddiy 3.2-tenglamaga muvofiq gate kuchlanishi ostona qiymatiga etganida ($V_{GS} = V_{th}$) drain toki nolga teng bo'lishini ko'rsatgan. Aslida drain toki nolga teng bo'lmaydi va silliqqina ostona osti zonasiga o'tadi (3.16-rasmni ko'ring), bunda FET, Ebers-Moll eksponenta xarakteristikali, bipolyar tranzistorga o'xshab ketadi (§2.3.1). Bu zonada (I_D toki V_{GS} kuchlanishiga nisbatan eksponensial qonunga muvofiq o'zgaradi) biz mamnunlik bilan $g_m \propto I_D$ qiymatlari kattaroq ekanligini ko'rishimiz mumkin; ammo achinarlisi FETlardagi profisionallik bipolyar tranzistorlarga nisbatan 2 dan 5 barobargacha kichik, 3.53-rasmni ko'ring.

J. Avtomatik siljirilgan kuchaytirgichlar. Depletion-mode MOSFETlar (va barcha FETlar) gate terminalidagi revers kuchlanish bilan ishlagani tufayli ular avtomatik siljirilishi imkoni bor (§3.2.6 Ani ko‘ring). Tranzistorning source terminali potentsiali gate terminali potentsialidan baland bo‘lgani tufayli ularni o‘zaro ulab turgan rezistor drain tokini o‘rnatadi $I_D = V_{GS}/R$. Shu usulni 2-terminalli tok manbaini yaratishda ishlatish mumkin, ammo V_{GS} kuchlanishining katta ko‘lamda o‘zgarishlari uchun, aniqlik yuqori bo‘lmaydi, Nni ko‘ring. Integral sxemaning manbai sifatida ishlatilgan V_{GS} kuchlanishi LM334 kabi integral sxemalarda tok qiymatini o‘rnatish uchun ishlatilishi mumkin.

K. Source qaytargichi. Source qaytargichining (3.40-ram) nominal kuchaytirish koeffitsienti bi-polyar tranzistordagi emitter qaytargichiga o‘xshab, 1ga teng (§3.2.6) bo‘ladi. Ularning g_m ko‘rsatgichi kichik bo‘lgani bilan, ularning chiqish impedanslari ancha katta bo‘ladi, $r_{out} = 1/g_m$ va shu sababli birga teng ideal kuchlanishni kuchaytirish koeffitsienti yuklama qarshiligi hisobiga pasayadi, 3.7-tenglamani ko‘ring.

L. FETlar qarshiligi o‘zgartiriladigan rezistor sifatida. Kichik drain kuchlanishlarida ($V_{DS} \ll V_{GS}$) FETlar gate kuchlanishi bilan boshqariladigan, qarshiligi o‘zgartiriladigan rezistordek ishlaydi. Xarakteristikaning qiyaligi V_{DS} bilan o‘zgargani sababli qarshilik nochiziqlikka ega bo‘ladi. Ammo FETlarning kvadratik qo‘nunga bo‘ysinishidan foydalanib qarshilik chiziqliligini to‘g‘rilasa bo‘ladi, 3.46 va 3.47-rasmlarni ko‘ring.

M. FETning Gate toki. JFET tranzistorining gate terminali kanal bilan diod kontaktini tashkil qiladi; kontaktning normal ishlash rejimi revers holatda (ya‘ni teskari ulangan holatda ishlaydi) va juda kichik dc sizish ihroj toklari ham oqadi (§3.2.8). Bu ihroj tokining qiymati temperatura 10 °Cga ko‘tarilsa ikki barobarga ko‘payadi; yana katta drain toklari va katta drain kuchlanishlarida ionizatsiya hisobiga ko‘payadi, 3.49-rasmni ko‘ring. MOSFETlarning gateida bunday ihroj toklar bilan bog‘liq effektlar bo‘lmaydi. Juda kichik bo‘lgan dc ihroj gate toklari bo‘lsa ham FETlarning kirish sig‘imi C_{iss} (qiymati juda katta bo‘lib katta quvvatli MOSFETlarda bir necha yuz pF bo‘lishi mumkin) salmoqli as yuklamani hosil qiladi. MOSFETli kommutatorlarning holat o‘zgartirish tezligini oshirish uchun gate driver integral sxemalari ishlatiladi (3.8-jadval).

N. JFET kommutatorlari. JFETlar analog signallarining kommutatori va 3.62-rasmda ko‘rsatilgan n-kanalli kommutator sifatida ishlatilishi mumkin. Kommutatorning gateiga kommutatsiya qilinadigan signal kuchlanishining eng manfiy qiymati V_{th} qiymatiga kam bo‘lgan kuchlanish berilsa OFF holatida bo‘ladi. Kommutatorni ON holatiga o‘tkazish uchun gate kuchlanishi source kuchlanishiga teng bo‘lishi kerak. JFETlar simmetrik bo‘ladi, demak n-kanalli tranzistorning “source” terminali eng manfiy potentsialga ega bo‘ladi. Katta kristalda yaratilgan JFETlar 100 mAgacha bo‘lgan tokni kommutatsiya qiladigan quvvat kommutatorlari sifatida yaxshi ishlaydi. 3.1-jadvalda R_{ON} qarshiligi 3 Ω gacha bo‘lgan tranzistorlar ro‘yxati keltirilgan.

O. CMOS kommutatorlari. CMOS signal kommutatorlari komplementar n- va p-kanalli MOSFETlar parallel jufti asosida yaratiladi. Tranzistorlarning bunday ulanishi (3.61-rasm) R_{ON} qarshiligini kamaytiradi va gate sig‘imlarida to‘plangan zaryadlarni yo‘q qiladi (§3.4.2E), 3.79-rasmni ko‘ring. Injektsiya qilingan zaryad miqdori R_{ON} qarshiligiga teskari proporsional bo‘ladi (3.81-rasm), demak, bu yerda kichik R_{ON} qarshiligi bilan kichik kirish sig‘imi o‘rtasida kompromis topilgan. Misol uchun, 3.3-jadvalda $R_{ON} = 0.3 \Omega$, ammo katta kirish sig‘imiga ega (300pFgacha) kommutatorlar ro‘yxati keltirilgan. Kommutatorlarning T-konfiguratsiyasi katta chastotalardagi signal o‘tishini kamaytirish uchun ishlatish mumkin, 3.77-rasmni ko‘ring.

R. CMOS Logic Gatelar. 3.90-rasmni ko‘ring. Ketma-ket ulangan komplementar (n- va p-kanalli) kichik o‘lchamli MOSFETlar musbat manba bilan er oralig‘ida joylashtirilib, eng oddiy logik inverterni

tashkil qiladi (3.90-rasm); ko'p logik kommutatorlar o'zaro birlashtirilib, statik quvvati nolga yaqin bo'lgan, faqat kommutatsiya vaqtida quvvat sarflaydigan CMOS logik sxemalarini yaratish mumkin (3.91-rasm, §3.4.4). CMOS logika juda keng ko'lamda 10 va 12-boblarda ko'rsatilgan bo'lib, zamonaviy raqamli protsessorlarning asosini tashkil qiladi.

Q. MOSFETli quvvat kommutatorlari. Katta quvvatli MOSFETlarning asosiy qismi enhancement turdagi tranzistorlar bo'ladi, ularning n- va r-kanalli turlari bo'ladi. Katta tokli va katta kuchlanishli kommutatorlarda ular juda xaridorgir bo'ladi. Ular parametrlari: shikastlantiruvchi kuchlanish V_{DSS} (n-kanalli tranzistorlar uchun 20 V dan 1.5 kV gacha, p-kanalli uchun 500 V); kanalning on- qarshiligi $R_{DS(on)}$ (2 mΩ gacha); quvvati (1000 W dan ko'p, 25°C da); va gate sig'imi C_{iss} (10000 pF gacha), bu sig'im MOSFET kommutatsiya jarayonida holat o'zgartirganida zaryadlanib razryadlanishi kerak, quyida Sni ko'ring. 3.4a-jadvalda o'lchamlari kichik bo'lgan + 250 V gacha bo'lgan kuchlanishlarda ishlaydigan n-kanalli va – 100 V gacha ishlaydigan r-kanalli tranzistorlar ro'yxati keltirilgan; 3.4.b-jadvalda keltirilgan tranzistorlar ro'yxatni katta kuchlanish va katta toklarda ishlaydigan n-kanalli namunalar bilan kengaytirgan; to'liqroq jadvallarni 3x-bobda topishingiz mumkin.

R. Maksimal tok. MOSFETlar datasheetida tranzistorlardagi joyiz maksimal o'zgarmas tok qiymatlari noreal 25°C temperatura uchun keltirilgan. Bu tokning qiymati $I_{D(max)}^2 R_{DS(ON)} = P_{max}$ formulaga maksimal quvvat ifodasini $P_{max} R_{\theta JC} = \Delta T_{JC} = 150^\circ\text{C}$ qo'yib aniqlanadi (§9.4ni ko'ring), bunda $T_{J(max)} = 175^\circ\text{C}$ olinadi (demak $150^\circ\text{C} \Delta T_{JC}$) $R_{DS(ON)}$ (max)ning 175°Cdagi qiymati (R_{DS} temperatura koeffitsienti grafigidan) olinadi (misol uchun 3.116-rasmni ko'ring). SHunda $I_{D(max)} = \sqrt{\Delta T_{JC} / R_{\theta JC} R_{ON}}$. Ba'zi datasheetlarda realistik 75°C va 100°C temperaturalar uchun hisob yo'li ko'rsatilgan bo'ladi. SHunday bo'lsa ham, siz o'zingizning MOSFETingizni 175°C da ishlatmaysiz; biz $I_{D(max)}$ toki qiymati va muvofiq P_{diss} qiymatini kichikroq qilib olishni tavsiya qilamiz.

S. Gate zaryadi. Katta quvvatli MOSFETlardagi kommutatsiya jarayoni sekinlashishining analizini 3.101-rasmda ko'rsatilgan gate zaryadining grafiqlari yordamida ko'rsatish oson. Avval tranzistorni ON holatiga o'tishi ko'rib chiqiladi: tok gate sig'imiga $C_{iss} + C_{rss}$ oqib kiradi (bunda asosiy sig'im C_{iss} bo'ladi), gate kuchlanishi ortadi. FETning draini, gate kuchlanishi yetarli darajada kattalashib FETdan drain toki oqa boshlamaguncha, off holatida bo'lgani sababli kommutatsiya jarayoni kechikadi. Shunda, 3.102 va 3.103-rasmlarda ko'rsatilganidek drain kuchlanishi kamaya boshlaydi. Drain kuchlanishining tushishi revers (teskari) gate tokini $I = C_{rss} dV_D/dt$ hosil qiladi va shu bilan gate kuchlanishining o'sishini to'xtatadi. Boshqacha qilib aytganda, kuchlanish kamayishining tezligi $dV_D/dt = I_G/C_{rss}$ feedback (Miller) C_{rss} sig'imini zaryadlagan gate tokining qiymati bilan belgilanadi. V_{DS} kuchlanishi nol qiymatiga etganida ham gate zaryadlanishi kichikroq tezlikda davom etadi, chunki C_{rss} sig'iminining umumiy gate sig'imidagi ulushi $V_{DS} = 0$ bo'lganida kattaroq bo'ladi, 3.100-rasmni ko'ring. MOSFET o'zining $R_{DS(ON)}$ qarshiligining minimal qiymatiga, gate kuchlanishi o'zining to'liq drayv qiymatiga etmaguncha, erisha olmaydi. OFF holatiga o'tish jarayoni shunga o'xshash bo'ladi. MOSFET datasheetlarida C_{iss} va C_{rss} sig'implar qiymatlari keltiriladi, ammo oxirgisi $V_{DS} = 25\text{ V}$ uchun beriladi, demak siz datasheetlarda keltirilgan sig'implarning drain kuchlanishiga bog'liqligini ko'rsatuvchi grafiqlarga murojat qilishingizga to'g'ri keladi.

T. MOSFETlar gatellarining shikastlanishi. MOSFETlarning gate terminaliga $\pm 20\text{ V}$ dan $\pm 30\text{ V}$ gacha maksimal kuchlanish berish mumkin, kuchlanish bu chegaradan chiqib ketadigan bo'lsa gateni kanaldan izolyasiya qilib turgan yuqa metal-oksid qatlam shikastlanishi mumkin, 3.105-rasmni ko'ring. Diskret MOSFET va MOS integral sxemalarni montaj qilishdan avval undagi statik zaryadni razryadlab yuborish esdan chiqmasin. Katta quvvatli kommutatorlarda FET yoki bipolyar tranzistorlarni ishlatish. §3.5.4N va Zni ko'ring.

V. MOSFET kommutatorlarining qutbliligi. MOSFETlarning n- va r-kanalli turlari kuchlanishni kommutatsiya qilish uchun ishlatilishi mumkin, 3.106-rasmni ko'ring, unda barcha sxemalarda r-kanalli FETlar musbat kuchlanishni kommutatsiya qilishi ko'rsatilgan. Ammo E-rasmdagi sxemada ana shu amalni n-kanalli FET bajarishi ko'rsatilgan, unda gate kuchlanishi qo'shimcha manbadan berilgan (ishlatish oson bo'lgan hollarda n-kanalli FETni ishlatish afzalroq bo'ladi, §3.1.2ni ko'ring). 3.107-rasmda manbai yerdan uzilgan kommutator sxemasini fotodiodlar bilan boshqarish sxemasi ko'rsatilgan.

W. Katta quvvatli MOSFETli kuchaytirgichlar. Bipolyar tranzistorlarga nisbatan MOSFETlarning xavfsiz ishlash ko'lami kengroq bo'ladi va ularda ikkilamchi shikastlanish bo'lmaydi (3.95-rasmni ko'ring), unda qizib ketish natijasida ishdan chiqish muammolari lokalizatsiya qilingan. 3.119-rasmda chiziqli quvvat kuchaytirgichlarida ishlatiladigan tipik AB-klass tranzistorlarini siljitish usuli ko'rsatilgan.

X. Katta quvvatli depletion-mode MOSFETlar. Katta quvvatli MOSFETlar asosan enhancement-mode tranzistorlari bo'lsa ham n-kanalli depletion-mode tranzistorlari ham bo'ladi; §3.5.6Dda bu turdagi tranzistorlarni ishlatish misollari keltirilgan. Yana 3.6-jadvalni ko'ring.

Y. Katta quvvatli MOSFETlarni o'zaro parallel ulash. Ular kommutator sifatida ishlatilsa parallel ulasa bo'ladi, kuchaytirgichlarda –bo'lmaydi, ishlatmoqchi bo'lsangiz source ballast rezistorlarini ishlatib! 3.117B-rasmda regulyatorning yuklama tokini boshqaradigan tranzistori bilan qo'llanilgan aktiv feedback sxemasi keltirilgan.

Z. IGBTlar. IGBT tranzistorlari katta quvvatli MOSFETlarning alternativasi bo'ladi, §3.5.7da biz MOSFET, IGBT va bipolyar tranzistorlarni solishtirib ko'rdik. Bu tranzistorlar, kommutatsiya qilinadigan kuchlanishlar 300 V katta va chastotasi 100 kHz kichik bo'lgan hollarda ishlatilsa yaxshi natija beradi, ammo yuqori chastotalarda ishlatiladigan IGBTtranzistorlari ham bor, misol uchun IGBT4045 tranzistorlari 150 W quvvat va 20 MHz chastotada yaxshi ishlaydi.