

**O‘ZBEKISTON RESPUBLIKASI OLIY VA O‘RTA MAXSUS
TA‘LIM VAZIRLIGI**

O‘RTA MAXSUS KASB-HUNAR TA‘LIMI MARKAZI

A. A. XOLIQOV, A. A. BUZRUKXONOV

ELEKTRON USKUNALAR

*Elektr aloqa, radioaloqa, avtomatika va telemexanika hamda
radiotexnika yo‘nalishlari bo‘yicha ta‘lim olayotgan talabalar
uchun mo‘ljallangan o‘quv qo‘llanma*

«NOSHIR»
TOSHKENT—2012

УДК: 621.37(075)
КБК 32.8ya722
X-74

Tuzuvchilar:

A. A. Xoliqov — t.f.d., professor;
A. A. Buzrukxonov — katta o'qituvchi

Taqrizchilar:

M.Q. Arifjanov — Toshkent Davlat texnika universiteti
kafedra mudiri, t.f.d., professor;

F.F. Umarov — TTYMI «EA va R» kafedra dotsenti.

Xoliqov A.A.

X-74 Elektor uskunalar: kasb-hunar kollejlari uchun o'quv
qo'llanma. / A.A.Xoliqov, A.A. Buzrukxonov; O'zbekiston
Respublikasi Oliy va o'rta maxsus ta'lim vazirligi; O'rta maxsus kasb-
hunar ta'lim markazi. — Toshkent: Noshir, 2012. — 248-bet.

ISBN 978-9943-4087-7-7

Darslikda elektron asboblarning tuzilishi, ishlash prinsipi, xarakteristikalari, funksional imkoniyatlari va ish holatlari keltirilgan.

Shu bilan birga darslikda elektron asboblari asosida qurilgan analogli va raqamli qurilmalarning sxemalari, ish prinsipi va qo'llanilishi bayon etilgan bo'lib, u o'rta maxsus kasb-hunar kollejlariining elektr aloqa, radioaloqa, avtomatika va telemexanika hamda radiotexnika yo'nalishlari bo'yicha ta'lim olayotgan talabalar uchun mo'ljallangan.

УДК: 621.37(075)
КБК 32.8ya722

ISBN 978-9943-4087-7-7

© «NOSHIR» nashriyoti, 2012.

SO‘ZBOSHI

«Elektronika» fanining hozirgi zamon telekommunikatsiya, radiotexnika, mikroelektronika va energetika sohasi bo'yicha bakalavrlarni tayyorlashda o'qitilishi katta ahamiyatga ega. Bu yo'nalishlarni egallayotgan talabalar elektron asboblarning turlari, ularning ishlash prinsipi, hamda analog elektron qurilmalarining turlari, ular orqali elektr signallarini kuchaytirish, bir shakldan ikkinchi shaklga aylantirish va har xil chastotali elektr signallarini ishlab chiqaruvchi qurilmalar bilan tanishadilar.

Bu qurilmalarni avvaliga yarim o'tkazgichli asboblardan tayyorlangan turlari bilan tanishadilar va o'rganadilar, so'ngra mitti (integral) sxemalardan tuzilgan qurilmalarni o'rganadilar.

Talabalar ushbu fanni o'rganishi bilan bir qatorda o'zlari ham yangi sxemalar, qurilmalar yaratish tadbiri bilan shug'ullanadilar.

Darslik «Telekommunikatsiya» va «Radiotexnika» ixtisosligi bo'yicha o'qiyotgan talabalar uchun mo'ljallangan. Yangi o'quv rejasiga muvofiq tayyorlangan darslikda, talabalarga sodda va tushunarli tilda, mavzular ketma-ketligini uzviy bog'langan holda keltirilgan.

O'quv rejasida ajratilgan soatlarni, fanning nomini umumlashganligini e'tiborga olinib, darslikda avval elektron asboblarning ishlash prinsiplari, xarakteristikalari va asosiy parametrlari keltirilgan. Ular asosida analogli sxemalarni tuzish, tranzistorlar yordamida turli kuchaytirgichlar, elektr o'zgartirgich sxemalari, multivibratorlar, arrasimon shakllantirgich generatorlarning ishlash prinsiplarini o'rganish masalalari ko'rib chiqilgan. Darslikning oxirgi bobida esa raqamli sxemotexnika haqida ma'lumotlar berilib, raqamli sxemalarning bir qismi bilangina chegaralanilgan. Albatta kitob hajmi imkoniyati darajasida materiallar berilgan.

Ushbu darslik kollej talabalari uchun o'quv qo'llanma sifatida foydalanish uchun mo'ljallangan.

I. YARIM O‘TKAZGICHLARDA ELEKTR TOKI

1.1. Yarim o‘tkazgichlar

Atrofimizdagi jismlarning ko‘pchiligi yarim o‘tkazgichlardir. Ular qatoriga ko‘pgina minerallar, oksidlar, metallarning oltin-gugurt, selen va tellur bilan birikmalari (sulfidlar, selenidlar va telluridlar), shuningdek, bir qancha organik birikmalar kiradi. Yarim o‘tkazgichlarga D.I.Mendeleyev davriy sistemasidagi IV, V va VI guruhlarining ko‘pchilik elementlari kiradi. 1.1-rasmda yarim o‘tkazgichlar xossasiga ega bo‘lgan elementlarning D. I. Mendeleyev jadvalida tutgan o‘rinlari ko‘rsatilgan.

Ularning chap va pastki tomonlarida tipik metallar, o‘ng va yuqori tomonlarida esa tipik dielektriklar joylashgan.

Elementlar ichida asl yarim o‘tkazgichlar kremniy bilan germaniy bo‘lib, ular yarim o‘tkazgichli asboblarda keng qo‘llaniladi. Ko‘pchilik yarim o‘tkazgichlar qattiq kristall moddalardir; biroq ba’zi suyuq va shishasimon moddalarning ham yarim o‘tkazgichlik xossalari bor.

Yarim o‘tkazgichlardan tok o‘tayotganda hech qanday kimyoviy o‘zgarish yuz bermaydi; demak, yarim o‘tkazgichlarda tok tashuvchilar ionlar emas, balki elektronlar ekan.

Guruh Davr	II	III	IV	V	VI	VII	
II	Be	B	C	N	O	F	
III		Al	Si	P	S	Cl	
IV		Ca	Ge	As	Se	Br	
V		In	Sn	Sb	Te	I	
VI			Pb	Bi	Po	At	

1.1-rasm. Yarim o‘tkazgich elementlarning Mendeleyev davriy sistemasida tutgan o‘rinlari.

Elektr o'tkazuvchanligi (uy haroratida) jihatidan yarim o'tkazgichlar metallar bilan dielektriklar o'rtasida turadi. Metallarning solishtirma qarshiligi 10^{-6} dan 10^{-4} $\text{Om}\cdot\text{sm}$ gacha, yarim o'tkazgichlarniki 10^{-4} dan 10^{11} $\text{Om}\cdot\text{sm}$ gacha, dielektriklarniki esa 10^{11} dan 10^{18} $\text{Om}\cdot\text{sm}$ gacha bo'ladi.

Barcha yarim o'tkazgichlarning xarakterli umumiy xossasi turli tashqi omillar, masalan, harorat, yorug'lik, bosim, kuchli elektr maydoni va hokazolar ta'sirida elektr o'tkazuvchanligining keskin o'zgarishidir. Undan tashqari, yarim o'tkazgichlarga arzimagan darajada aralashma qo'shilganda ularning elektr o'tkazuvchanligi bir necha million marta o'zgarishi mumkin.

Bularning hammasiga yarim o'tkazgichlarda elektronlarning konsentratsiyasi kam ekanligi (metallardagiga nisbatan) va uning tashqi omillarga bog'liqligi sabab bo'ladi. Metallarda erkin elektronlarning konsentratsiyasi $n=10^{22}-10^{23} \text{ sm}^3$ tartibida bo'lgani holda ba'zi yarim o'tkazgichlarda uy temperaturasida $n=10^{10} \text{ sm}^{-3}$ ga, 700°C da esa $n=10^{18} \text{ sm}^{-3}$ ga tengdir.

Yarim o'tkazgichning metallardan asosiy farqi shundaki, metallarda absolut noldayoq elektronlarning konsentratsiyasi shundayki, temperatura ko'tarilishi bilan bu konsentratsiya deyarli o'zgarmaydi, yarim o'tkazgichlarda esa elektronlarni erkin holatga o'tkazish uchun W energiya sarflash (qizitish yoki yoritish yo'li bilan) kerak bo'ladi. W energiyaning qiymati qancha katta bo'lsa, yarim o'tkazgichning elektr o'tkazuvchanligi harorat va boshqa tashqi ta'sirlarga shuncha kamroq bog'liq bo'ladi. O'tkazgich bo'lmaganlar uchun W energiyaning qiymatlari juda katta bo'lishi xarakterlidir. Masalan, sof germaniy uchun $W=0,75 \text{ ev}$, NaCl uchun esa $W=10 \text{ ev}$.

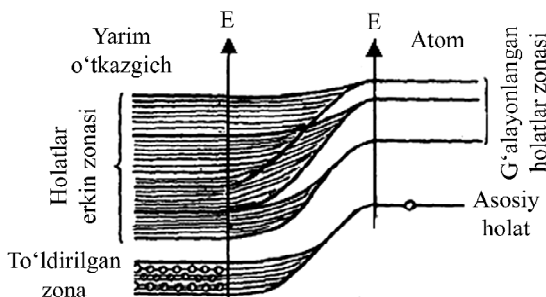
1.2. Elektr o'tkazuvchanlikning zonalar nazariyasi haqida tushuncha

Qattiq jismning elektr o'tkazuvchanligiga sababchi bo'ladigan elektronlar o'tkazuvchanlik zonasi elektronlari deb ataladi, bunda «zona» deganda zich joylashgan energetik sathlar

to'plami tushuniladi. Kvant qonunlarini bayon etishda biz elektronlarning mumkin bo'lgan energetik sathlar bo'ylab taqsimlanishini belgilovchi juda muhim va umumiy bo'lgan Pauli prinsipini tushuntirib o'tamiz. Hozircha faqat bu prinsipga binoan bir sistemaga tegishli barcha elektronlar turli kvant holatida bo'lishini qayd qilib o'tamiz.

Muvozanat holatda sistemaning energiyasi eng kichik bo'ladi. Biroq Pauli prinsipi ishni murakkablashtiradi. Pauli printsiptiga muvofiq, elektronlarning ayniy, bir-biridan farq qilmaydigan kvant holatlarda bo'lishi mumkin emas. Shuning uchun elektronlar soni yetarli bo'lganda kvant qonunlariga binoan minimal energiyali energetik holatlar (quyi energetik «sathlar») go'yo to'lib turadi. Kichik energiyali bu holatlarni ba'zi elektronlar «egallab» turgani uchun, elektronlarning ayniy holatlarda turishini «ta'qiqlovchi» Pauli prinsipiga binoan, qolgan elektronlarga kattaroq energiyali hali bo'sh sathlarni egallashga to'g'ri keladi.

Agar N dona bir xil atom bitta kristall bo'lib birikkan bo'lsa, u holda elektronlarning energetik holatiga atomlarning o'zaro ta'sirlari ta'sir ko'rsata boshlaydi. Bunday o'zaro ta'sir natijasida elektronning istalgan bir energetik holati N ta o'zaro yaqin holatlarga ajraladi, bu holatlarning har birida faqat bittadan elektron tura oladi. Shunday qilib, atomdagi alohida energetik sathlar o'rniga kristalda keng energetik mintaqalar (odatda bular zonalar deb ataladi) hosil bo'ladi va bu zonalaridagi sathlar soni kristalldagi atomlar soniga teng bo'ladi (1.2-rasm).



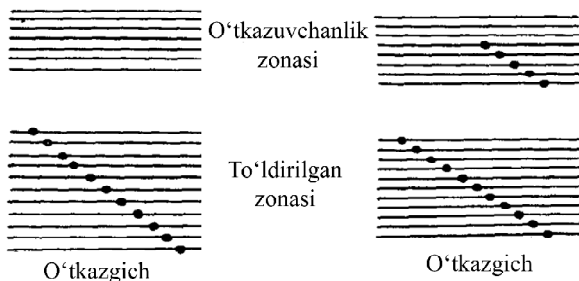
1.2-rasm. Elektronlarning energetik holatlari.

O'ngda — izolatsiyalangan atomda, chapda — yarim o'tkazgichda.

Istalgan qattiq jismda: dielektrikda ham, o'tkazgichda ham eng quyi energetik sathlarda turadigan va barcha bu sathlarni «to'ldirib» turuvchi elektronlar bor. Bunday elektronlar to'ldirilgan zona elektronlari deb ataladi. Ular elektr o'tkazuvchanlikda ham, issiqlik o'tkazuvchanlikda ham ishtirok etmaydi. Agar mumkin bo'lgan kvant sathlar to'plami elektronlar bilan butunlay to'lgan (Pauli prinsipi ma'nosida elektronlarga to'yingan) bo'lsa, u holda elektronlarning bunday sistemasi go'yo bog'lab qo'yilgandek, elektr toki hodisasida ishtirok etish qobiliyatidan mahrumdek bo'ladi. Elektr maydoni elektronga ta'sir etib, unga qo'shimcha tezlik berishi va shu bilan uni yaqin turgan yuqoriroq sathga «ko'tarishi» zarur edi. Biroq barcha mumkin bo'lgan energetik sathlarning hammasi «egallangan» bo'lsa, u holda yuqorida aytilgan hodisa yuz bermaydi.

Elektr toki hodisasida faqat yuqorigi energetik sathlardagi, shu bilan birga elektronlar bilan to'lgan sathlar ustida elektronlar bilan to'lmagan sathlar yotgan zonadagi elektronlarga ishtirok etishi mumkin. Albatta, yuqorida yotgan va hali elektronlar bilan to'lmagan energetik sathlar doim topiladi, biroq ulardagi energiya to'lgan sathlar zonasidagidan ko'p farq qilishi mumkin. Bunday holda, ya'ni to'lmagan sathlar zonasi to'lgan sathlar zonasidan katta energiya farqi bilan ajralgan bo'lsa, u holda elektronga faqat kichkinagina qo'shimcha energiya berishga qodir bo'lgan elektr maydoni elektronni o'zi turgan sathdan boshqa biror sathga o'tkaza olmaydi va demak, jism elektr o'tkazuvchanlikka ega bo'lmaydi.

Aytilganlardan ravshanki, o'tkazgichlar va o'tkazgich bo'lmagan moddalardagi elektronlarning holatini 1.3-rasmda tasvirlangan qo'pol sxema bilan tasvirlash mumkin. Agar biz juda ko'p elektronlar bilan birga juda ko'p energetik sathlarni tasavvur qilganimizda haqiqatga biroz yaqinlashgan bo'lar edik. Bunda energetik sathlarning taqsimoti tekis emas va turli tabiatli jismlar uchun turlicha ekanligini hisobga olish kerak. 1.3-rasm elektr o'tkazuvchilar bilan elektr o'tkazmaydigan moddalar orasidagi asosiy farqningina ko'rsatadi.



1.3-rasm. O'tkazgich bo'lmagan va o'tkazgichning energetik sxemalari.

To'lmagan zonada, ya'ni o'tkazuvchanlik zonasida elektronlar mavjud bo'lsa, jism elektr o'tkazuvchan bo'ladi. Metallarda, hatto absolut nol haroratda ham bunday elektronlar juda ko'p bo'ladi. Dielektriklarda bunday elektronlar yo'q. Yarim o'tkazgichlarda esa ularning soni chegaralangan.

Modda yetarli darajada qizdirilganda elektronlar to'la zonadan o'tkazuvchanlik zonasiga o'tadi. Yuqori sifatli o'tkazgich bo'lmaganlarda to'la zonaning eng yuqori sathlari bilan to'la emas zonaning eng quyi sathlari orasidagi energiya farqi juda katta bo'ladi. Shuning uchun ularda juda yuqori haroratgina sezilarli elektron o'tkazuvchanlik yuz beradi. Yarim o'tkazgichlarda aksincha, mazkur zonalar yaqin joylashgan (1.4-rasm). Shuning uchun past temperaturalarda ular elektr tokini hech o'tkazmasa ham, haroratni biroz ko'targanda yarim o'tkazgichdagi ko'p elektronlar to'la bo'lmagan zonaga sakrab o'tadi va yarim o'tkazgich elektr o'tkazuvchanlikka ega bo'lib qoladi.

Elektr toki hodisasida to'la zona (bu zona undan yuqoridagi zonaga ba'zi elektronlar sakrab o'tib ketganligi tufayli qisman, masalan 1.4-rasmdagidek, bo'shab qolganida) elektronlari ishtirok etishi tufayli namoyon bo'luvchi elektr o'tkazuvchanlikning alohida turi juda ajoyibdir. Ba'zi sathlarda hosil bo'lgan «bo'sh joylar»ni pastroq sathlardagi elektronlar elektr maydoni ta'sirida to'ldiradi. Yangi hosil bo'lgan bo'sh joylarni ham kamroq energiyaga ega bo'lgan va elektr



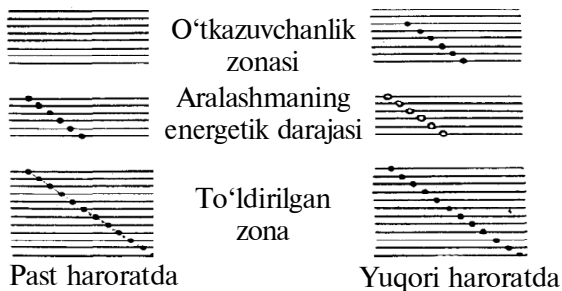
1.4-rasm. Yaxshi o'tkazgich bo'lmagan bilan yarim o'tkazgichning energetik sxemalarini taqqoslash.

maydonida qo'shimcha energiya olgan elektronlar to'ldiradi. Shunday qilib, «bo'sh joy» (boshqacha aytganda «teshik») elektronlar ko'chayotgan yo'nalishga teskari tomonga qarab ko'chadi. Teshik xuddi musbat zaryaddek ko'chadi. Biroq teshikning bunday harakati aslida qator elektronlarning maydon ta'sirida ko'chishining namoyon bo'lishidan iboratdir.

Shunga o'xshagan hodisani oldingi qatorlardagi joylar bo'sh qolgan ma'ruza xonasida kuzatish mumkin. Bo'sh joylardan keyin o'tirgan tinglovchilar ma'ruzachiga yaqinroq joyga o'tadilar, ularning joylariga esa yana ham uzoqroq o'tirgan tinglovchilar o'tadi. Shu yo'sinda bo'sh joylar ma'ruzachidan nariga qarab harakatlanadi, bu esa tinglovchilarning ma'ruzachiga tomon yaqinlashayotganligini ko'rsatadi.

Yarim o'tkazgichlarning elektr o'tkazuvchanligi elektronli va teshikli o'tkazuvchanliklardan tashkil topadi.

Yarim o'tkazgichlarning elektr xossalari yot aralashmalarga ko'p bog'liqdir. Yot aralashma qo'shilganda yarim o'tkazgichning o'tkazuvchanligi ko'proq elektronli yoki ko'proq teshikli bo'lib qolishi mumkin. Yot aralashmalar qo'shimcha atom va elektronlar bilan bir qatorda to'la zona bilan o'tkazuvchanlik zonasi orasiga oraliq energetik sathlar kiritadi. 1.5-rasmda asosan elektronli o'tkazuvchanlik xossasini beradigan atomlar aralashmasiga (bunday yot aralashmalar donorlar deb ataladi) ega bo'lgan yarim o'tkazgichning energetik sxemasi tasvirlangan. Bu holda aralashmalar hosil qilgan va elektronlar bilan to'lgan

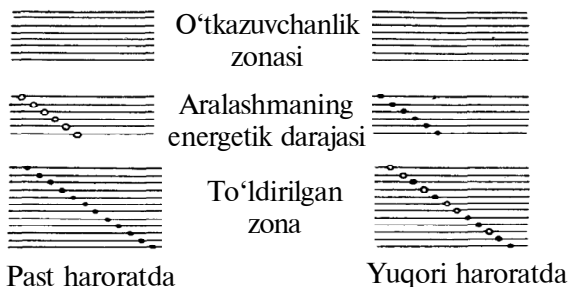


1.5-rasm. Donorning yarim o'tkazgichda elektronlar sathlarining energetik sxemasiga ta'siri.

oraliq sathlar o'tkazuvchanlik zonasiga yaqin joylashgan bo'ladi.

Harorat ko'tarilganda elektronlar yot aralashmalar hosil qilgan oraliq sathlardan o'tkazuvchanlik zonasiga to'la zonadagi elektronlarga qaraganda osonroq sakrab o'tishi mumkin. Elektronli o'tkazuvchanlik hosil bo'lishiga qaramasdan asosiy to'la zonada «bo'sh joylar» yoki teshikli o'tkazuvchanligi bo'lmashligi mumkin.

Boshqa atomlarning aralashmalari yarim o'tkazgichda ko'proq teshikli o'tkazuvchanlik yuzaga keltirishi mumkin (bunday aralashmalar akseptorlar deb ataladi). Bunday atomlar ortiqcha bo'lsa, elektronlar egallamagan va to'la zonaga yaqin joylashgan oraliq sathlar yuzaga keladi (1.6-rasm). Harorat



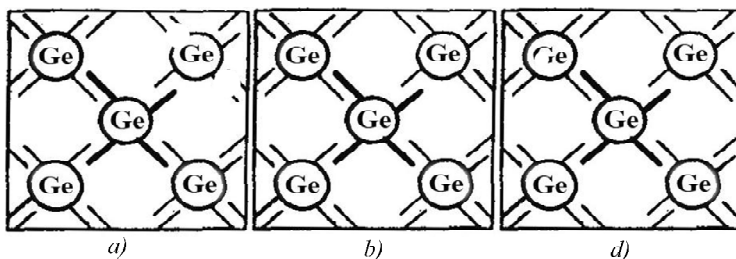
1.6-rasm. Akseptorning yarim o'tkazgichdagi elektronlar sathlarining energetik sxemasiga ta'siri.

ko‘tarilganda elektronlar to‘la zonadan o‘sha oraliq sathlarga sakrab o‘tadi va to‘la zonada juda ko‘p miqdorda teshiklar hosil bo‘ladi, bu esa o‘tkazuvchanlik zonasida elektronlar yo‘qligiga qaramasdan elektr o‘tkazuvchanlikning bo‘lishiga olib keladi.

Yot aralashma yuzaga keltiradigan o‘tkazuvchanlikning tabiatini yaxshiroq tushunib olish uchun tipik yarim o‘tkazgich — germaniyning kristall panjarasida aralashma atomi qanday ta’sir ko‘rsatishini mufassalroq tahlil qilaylik. Germaniy Mendeleyev davriy sistemasidagi to‘rtinchi guruhning to‘rt valentli elementidir. Germaniyning kristall panjarasida har bir atom eng yaqin to‘rtta qo‘shni atom bilan bir-biriga ta’sir qiladi; bu o‘zaro ta’sirda sakkizta elektron qatnashadi: to‘rtta elektron shu atomning tashqi qobig‘iniki bo‘lsa, qolgan to‘rttasi qo‘shni atomlarning tashqi qobig‘iniki bo‘ladi (1.7-rasm).

Germaniy atomlaridan birortasining o‘rniga valentligi boshqacha bo‘lgan yot atom kirib qolsin, deb faraz qilaylik. U holda yot aralashma atomining yaqinida valentlik bog‘lanishlar sistemasi buziladi. Bunda ikki holdan biri yuz berishi mumkin:

1) agar yot atom beshinchi guruhning vakili, ya’ni besh valentli (masalan, *R* yoki *As* atomi) bo‘lsa, u holda yot atomning beshinchi valentlik elektroni ortiqcha bo‘lib qolib, undan oson ajralib ketadi va kristallda kezib yuradi; tashqaridan elektr maydoni qo‘yilgan bo‘lsa, bu elektron o‘tkazuvchanlik elektroniga aylanadi, ya’ni bunday yot aralashma donor bo‘lib xizmat qiladi (1.5-rasm);



1.7-rasm. Kristall panjaralardagi elektron bog‘lanishlar:

a— sof germaniy; *b*— germaniyda bor aralashmasi bo‘lganda;
d— germaniyda fosfor aralashmasi bo‘lganda.

2) agar germaniy panjarasidagi aralashma atomi uchinchi guruhning vakili (bor, aluminiy yoki indiy), ya'ni uch valentli bo'lsa, u holda bunday atom qo'shni germaniy atomidan bitta elektronni o'ziga biriktirib olish qobiliyatiga ega bo'ladi; buning bo'lishi uchun issiqlik harakati yoki foton vositasi bilan elektronga biror energiya berish kerak. Bunda germaniy panjarasida vakant elektron o'rni («teshik») hosil bo'ladi. Bu vakant o'rin biror tugunda doimiy qolib ketmaydi, balki bu joyga elektronlar o'tib turganligi tufayli kristall bo'ylab xaotik kezib yuradi.

Elektr maydonida teshik ma'lum yo'nalishda harakat qiladi: elektronlar o'tish vaqtida asosan maydonga teskari yo'nalishda ko'chadi, teshikning o'zi esa xuddi musbat zaryadli zarracha kabi maydon bo'ylab harakatlanadi (elektronlarning estafetasi teshikning harakatidan iborat bo'lib qoladi).

Elektronli o'tkazuvchanlik xususiyati kuchli bo'lgan yarim o'tkazgichlar n (*negative* — manfiy) tipdagi yarim o'tkazgichlar deb, teshikli o'tkazuvchanlik xususiyati kuchli bo'lgan yarim o'tkazgichlar esa p (*positive* — musbat) tipdagi yarim o'tkazgichlar deb yuritiladi.

1.3. Tashqi maydon bo'lmagan holatdagi elektron-teshikli o'tkazuvchanlik

Diffuziya jarayonida dinamik teng holat va elektron-teshikli o'tishdagi dreyf. Ko'rilayotgan p - n strukturada teshik konsentratsiyasi teshik sohasida elektronlar konsentratsiyasidan katta ($R_p > P_n$), hamda elektron sohasidagi elektronlar konsentratsiyasi teshik konsentratsiyasidan katta ($n_n > n_p$). Elektron va teshik sohada zaryad konsentratsiyasini tashuvchi gradiyent bo'lib, teshiklar p -sohada n -sohaga va elektronlar n -sohadan p -sohaga diffuziya tokini sodir qiladi. Zaryadlangan zarrani diffuziya o'tkazish soha chegarasidan yarim o'tkazgichni elektroneytrallanishini buzilishi bilan kuzatiladi. p -sohaga manfiy kompensatsiyalanmagan zaryad teshiklar o'tishi hisobiga, n -sohaga esa elektronlarni musbat zaryadga o'tishi kuzatiladi,

natijada teshik soha elektron sohaga nisbatan manfiy potensialga ega bo'lib, o'tish qatlamida elektr maydonini hosil qiladi va dreyf toki sodir bo'ladi.

Tashqi maydon bo'lmagan holatida yarim o'tkazgichda natijaviy tok nolga teng bo'lishi kerak, bu esa o'tish qatlami uchun dinamik jarayon tengligi shartidir. Shuning uchun $p-n$ o'tishdagi diffuziya toki, zaryad tashuvchi konsentratsiya gradiyentidan sodir bo'lib, qarama-qarshi dreyf toki bilan tenglashishi kerak, qaysiki o'tishdagi o'zining elektr maydoni E kuchlanganligi hisobiga sodir bo'ladi:

$$I_{df} + I_{de} = 0. \quad (1.1)$$

Shunday qilib, elektron-teshik o'tishida doimo zaryad tashuvchi konsentratsiya gradiyenti mavjud bo'lib, teshiklar va elektronlarni diffuziyalaydi, uning xususiy elektr maydoni $du/dx = -E$ potensial gradiyentiga u esa qarama-qarshi dreyf tokini hosil qilib, diffuziya toki bilan tenglashadi:

$$I_{p\ df} + I_{p\ dp} = 0, \quad I_{n\ df} + I_{n\ dp} = 0. \quad (1.2)$$

Kontaktli potentsiallar ayirmasi. Zaryad tashuvchi gradiyent konsentratsiyasiga asoslangan, $p-n$ o'tishdagi potentsiallar ayirmasi, kontaktli potentsiallar ayirmasi deyiladi.

Uning qiymatini diffuziya va dreyf toklarini bilgan holda:

$$I_{p\ df} = -eD_p \frac{dp}{dx} \quad (1.3)$$

$$I_{n\ df} = eD_n \frac{dn}{dx} \quad (1.4)$$

quyidagicha aniqlaymiz:

$$-eD_p \frac{dp}{dx} - ep\mu_p \frac{du}{dx} = 0, \quad (1.5)$$

bu yerda D_p — teshiklar diffuziya koeffitsiyenti $44\ sm^2/s$ germaniy uchun, $65\ sm^2/s$ kremniy uchun;

dp/dx — teshiklar konsentratsiyasi gradiyenti;

D_n — elektronlar diffuziya koeffitsiyenti, $93 \text{ sm}^2/\text{s}$ germaniy uchun, $31 \text{ sm}^2/\text{s}$ kremniy uchun;

dn/dx — elektronlar konsentratsiyasi gradiyenti.

Eynshteynning

$$D/m = kT/e \quad (1.6)$$

formulasiga binoan, kT/e mikrozarra issiqlik potentsiali deyiladi. Bu qiymatni φ_T bilan ifodalab,

$$du = -\varphi_T \frac{dp}{p} \quad (1.7)$$

hosil qilamiz. Integrallab, ushbu ifodadan quyidagini aniqlaymiz:

$$u = -\varphi_T \ln p + C. \quad (1.8)$$

Integral doimiysi C ni topish uchun, p -soha chegaraviy shartidan foydalanamiz: potentsial $u = \varphi_p$ va teshiklar konsentratsiyasi $P = P_p$. Bundan quyidagini hosil qilamiz:

$$\begin{aligned} c &= \varphi_p + \varphi_T \ln P_p, \\ u &= -\varphi_T \ln P + \varphi_p + \varphi_T \ln P_p. \end{aligned} \quad (1.9)$$

n — soha uchun chegaraviy shartidan foydalanib, potentsial $u = \varphi_n$ va teshik konsentratsiyasi $P = P_n$ ekanligini inobatga olib, kontakt potentsiallar ayirmasi ifodasini topamiz:

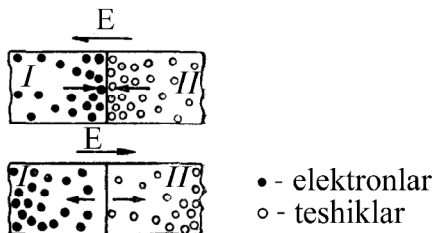
$$\varphi_k = \varphi_n - \varphi_p = \varphi_T \ln \frac{P_p}{P_n} = \frac{kT}{e} \ln \cdot \frac{N_a N_\alpha}{n_i^2}. \quad (1.10)$$

II. YARIM O'TKAZGICH DIODLAR, ULARNING TURLARI VA QO'LLANILISHI

2.1. Yarim o'tkazgichli diodlar

Ba'zi yarim o'tkazgichlarning bir-biri bilan kontaktida unipolar o'tkazuvchanlik seziladi: tok bir yo'nalishda juda yengil o'tsa, teskari yo'nalishda deyarli hech o'tmaydi. Bu hodisa ayniqsa yarim o'tkazgichlardan biri elektronli o'tkazuvchanlikka, ikkinchisi esa teshikli o'tkazuvchanlikka ega bo'lgan hollarda bo'ladi. Maydon yo'nalishi 2.1-rasmning yuqorigi qismidagidek bo'lganda I yarim o'tkazgichda elektronlar va II yarim o'tkazgichda teshiklar kontaktning sirtiga qarab siljiydi va elektronlar I dan II ga o'tib, teshiklarni to'ldiradi. Maydon yo'nalishi oldingiga teskari bo'lganda elektronlar bilan teshiklar kontaktning sirtidan uzoqlashadi va elektr o'tkazuvchanlik buziladi.

Yarim o'tkazgichli diod deb yarim o'tkazgichli kristalda n - p o'tishni hosil qilgan ikki soha chegaralariga tok o'tkazuvchi simlardan tayyorlangan chiqqichlar eritib yoki kavsharlanib ulangan asbobga aytiladi. Bir jismli bo'lmagan yarim o'tkazgichni ko'raylik. Bunda 2.2-rasmda tasvirlanganidek yarim o'tkazgichning bir qismi esa teshik o'tkazuvchanlikka « P » ega



2.1-rasm. Ikkita yarim o'tkazgich kontaktining bir tomonlama o'tkazuvchanligini tushuntiruvchi sxema.

bo'ladi. Bunda turli o'tkazuvchanlikka ega bo'lgan ikkita oddiy kontakt emas, balki bir butun monokristall haqida gap ketayapti. Uning bir sohasi akseptorli qo'shimcha (primes) bilan, boshqa sohasi esa donorli qo'shimcha bilan legirlangan bo'ladi.

Elektron va teshik sohalari oraligida doimo yupqa o'tkazuvchanlik qatlami bo'lib, u alohida xususiyatga ega. Bu yupqa qatlam elektron-teshikli o'tkazuvchan yoki $p-n$ o'tkazuvchanlik deyiladi.

Elektron-teshikli o'tkazuvchanlik ko'pchilik yarim o'tkazgichli asboblarning asosiy struktura elementi bo'lib, uning xususiyatlari orqali ishlash prinsipi va funksional imkoniyatlari aniqlanadi. Shuning uchun $p-n$ o'tkazuvchanlikdagi asosiy qonuniyatlar va fizik jarayonlar, xarakteristikalar hamda o'tkazuvchanlik parametrlari bilan tanishib chiqish lozim. Diodlarning hamma turi shisha, metall, sopol yoki maxsus presslangan smoladan tayyorlangan korpusga joylashtiriladi. $n-p$ o'tishning konstruksiyasiga yarim o'tkazgichli diodlar nuqtaviy kontaktli va yassi diodlarga bo'linadi.

Yarim o'tkazgichli diodlarning shartli belgilari 2.2-rasmda ko'rsatilgan.

Diodlarni markirovkasi olti elementdan iborat bo'ladi.

Birinchi element G yoki 1— germaniy,

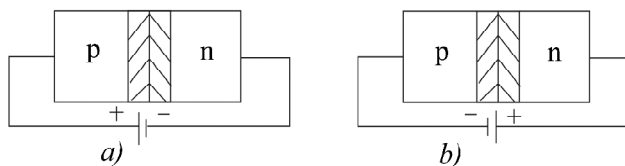
K yoki 2— kremniy,

A yoki 3— galliy arsenid.

Ikkinchi element diodning tipini ko'rsatadi.

D— diodlar,

I— tunnelli,



2.2-rasm. Yarim o'tkazgichli diodning struktura sxemasi.

a) to'g'ri ulanish; b) teskari ulanish.

S— stabilitron,

V— varikap,

A— yorug'lik diodlari va hokazo.

Uchinchi son, diodning xususiyatini aniqlaydi.

To'g'rilagich diodlarda 1—kam quvvatli $I_{to'g'}. = 0,3 A$,

2— o'rta quvvat $I_{o'zg.} \leq 10 A$,

4— universal ish chastota $10^3 mGts$.

Tunnelli diodlarda — 1 kuchaytirgichli, 2— generatorli.

Yuqori chastotali diodlar — 1 aralashtirgichli, 2— detektorli,

7— generatorli.

Stabilitron — uchinchi element quvvatini bildiradi. 4, 5 son — diodlarni ishlab chiqarish tartibini bildiradi (01—99 gacha).

6 element — diodni turlarini aniqlaydi $A, V, S \dots$.

2.2. p - n o'tishning volt-ampferli xarakteristikasi

2.2-rasmda yarim o'tkazgichli diodning to'g'ri (a) va (b) teskari ulanish sxemalari tasvirlangan. Chizmada shtrixlangan qismi qo'shilgan qatlamni tashkil etadi. Agarda p -o'tkazuvchanlikka musbat potensial (2.2-rasm, a) ulansa, qo'shilgan qatlam torayadi va aksincha manfiy potensial ulansa (2.2-rasm, b) qo'shilgan qatlam kengayadi. Musbat potensial berilganda p - n o'tish siljishi to'g'ri yo'nalishda bo'ladi, manfiy kuchlanish ulanganda esa, teskari yo'nalishda bo'ladi. To'g'ri yo'nalishda, siljish kuchlanishi qiymatigacha, elektronlar va teshiklar uchun siljish potensial barerni kamaytiradi, teskari ulanganda esa, potensial barerni ko'paytiradi.

Agarda, quyidagi $L_0 \ll L_D$ shart o'rinli bo'lsa, p - n o'tkazuvchanlik yupqa deyiladi; bu yerda L_0 — qo'shilgan qatlamning kengligi; L_D — diffuziya siljishining kengligi, ya'ni teshik yoki elektronni rekombinatsiyagacha bo'lgan o'rtacha erkin o'tish uzunligi.

Yupqa p - n o'tish uchun tokni quyidagi ifodasi o'rinli:

$$i = I_S (e^{u/\gamma U_T} - 1), \quad (2.1)$$

bu yerda I_S — to'yinish teskari toki;

u — oʻtishdagi kuchlanish;
 g — koeffitsiyent, germaniy uchun 1, kremniy uchun esa 1÷2;

U_T — harorat potentsiali:

$$U_T = kT/q \quad (2.2)$$

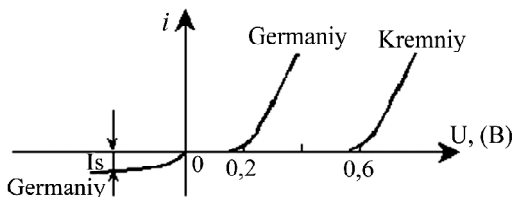
(q — elektron zaryadi; k — Bolsman doimiysi; T —absolut harorat). Uy haroratida ($T = 290^0 K$) $U_T = 0,025 V$.

2.3-rasmda germaniyli va kremniyli yassi diodning volt-ampere xarakteristikasi tasvirlangan. Ordinata oʻqidagi masshtab manfiy tok qiymati uchun bir necha barobar kattalashib koʻrsatilgan musbat tok qiymatiga nisbatan olingan.

Chizmadan koʻrinadiki, nisbatan kichik tok qiymatida teskari tok I_s toʻyinish tokiga ega. Ushbu tok asosiy boʻlmagan tashuvchilar hisobiga sodir boʻladi: p -sohada elektronlar va n -sohada teshiklar bir sohadan ikkinchisiga soha chegerasi yaqinida potentsial barer hosil qilishga sabab boʻladi. Teskari kuchlanishni oshirilsa, tok oshmaydi, chunki vaqt birligida asosiy boʻlmagan tashuvchilar faqat haroratga bogʻliq boʻlib, tashqaridan berilgan kuchlanishga (agarda u katta boʻlmasa) bogʻliq boʻlmaydi.

Chizmada katta masshtabda teskari tok keltirilganligiga qaramay, kremniy uchun odatda 2-3 barobar germaniyni teskari tokidan kichik boʻladi (chizmada keltirilmagan).

Diodning volt-ampere xarakteristikasi noldan oʻtib, germaniyli diodlarda 0,1÷0,2 V, kremniylida esa, 0,5÷0,6 V da sezilarli tok qiymatiga ega boʻladi.



2.3-rasm. Germaniyli va kremniyli yassi diodning volt-ampere xarakteristikasi.

To'g'ri tokni hisoblashda formuladagi bir sonini e'tiborga olmasa bo'ladi, ya'ni

$$i = I_S e^{u/\gamma U_T}. \quad (2.3)$$

Differensial qarshiligi. Tokni kuchlanish u bo'yicha differensiallasak hamda U_T ni yuqorida keltirilgan formulasiga qo'ysak. Diodni differensial qarshiligini Om larda, o'zgarmas I toki uchun milliamperlarda bo'lsa, quyidagicha bo'ladi:

$$r_D = \gamma U_T / I, \quad (2.4)$$

bu yerda γ — koeffitsiyent, odatda $=1 \div 2$ bo'ladi; $U_T = 0,025 \text{ mV}$.

Ushbu formula, yarim o'tkazgich materialining Om lik qarshiligi juda kichik bo'lganligi uchun o'rinli bo'ladi. Masalan, kichik quvvatli diodlar uchun uning differensial qarshiligi $1 \div 2 \text{ Om}$ bo'lgunicha o'rinlidir. Diodlarni katta toklarida qarshiliklarini aniqlashda, o'tkazuvchanligiga qo'shimcha Om lik qarshilik ulanadi. Differensial qarshilikni o'zgaruvchan tok uchun dinamik qarshilik deyiladi.

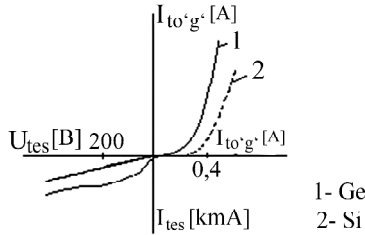
Diodni o'zgarmas tok bo'yicha qarshiligi $R = u/i$. O'zgaruvchan tok bo'yicha qarshiligi o'zgarmas tok bo'yicha qarshiligiga nisbatan bir necha barobar kichik bo'ladi.

Yassi diodlar bilan bir qatorda radioelektronikada nuqtaviy yarim o'tkazgichli diodlar keng qo'llaniladi. Nuqtaviy diodning xususiyatidan biri maydon o'tishini perimetriga nisbatining kichikligi va ushbu maydonning cheklanganligidir.

Nuqtaviy diodlarda teskari tok, kuchlanish ortishi bilan deyarli chiziqli o'zgaradi. Ular go'yo o'tkazuvchanlik qarshiligiga ega bo'lib, o'tishiga parallel ulangandek bo'ladi.

2.3. Past chastotali to'g'rilagich diodlari

Ular turli to'g'rilagich sxemalarda ishlatiladi. Buning uchun qotishma yoki diffuzion yo'li bilan olingan $n-p$ o'tishli germaniyli va kremniyli diodlardan foydalaniladi. 2.4-rasmda Ge li Si li diodlarning volt-amper xarakteristikasi keltirilgan.



2.4-rasm. Diodning volt-ampferli xarakteristikasi.

Quyidagi 2.5-rasmda yassi to'g'rilagichli diodlarning volt-ampfer xarakteristikasi keltirilgan.

Bunday diodlarning asosiy parametrlariga quyidagilar kiradi.

Ruxsat etilgan maksimal teskari kuchlanish:

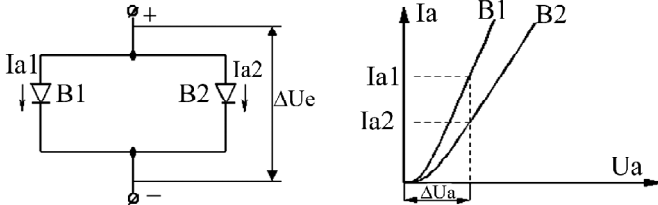
Ge: $U_{p.T.}=100-400 \text{ V}$;

Si: $U_{p.T.}=1000-1500 \text{ V}$.

Quyidaga haroratda ishlashi mumkin:

Ge: $= -60^{\circ}+85^{\circ}\text{C}$;

Si: $= -60^{\circ}+150^{\circ}\text{C}$.



2.5-rasm. Diodlarni parallel ulanish sxemasi va ularning volt-ampferli xarakteristikalari.

Parametrlari:

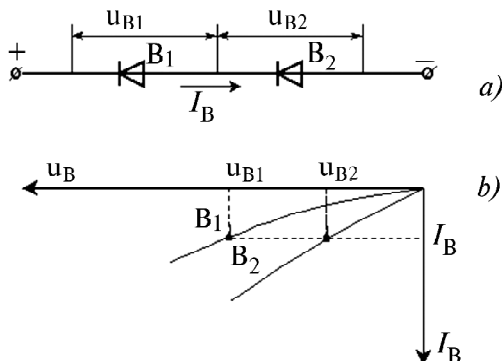
Davr ichidagi o'rtacha to'g'ri tok - $I_{o'r.to'g'r} [A]$;

O'rtacha to'g'ri kuchlanish - $U_{o'r.to'g'r} [V]$;

Ruxsat etilgan maksimal teskari kuchlanish — $U_{tesk} [V]$;

O'zgarmas teskari tok — $I_{tesk} [mA]$;

Ruxsat berilgan maksimal to'g'rilanish tok — $I_{mak} [A]$.



2.6-rasm. Diodlarni ruxsat etilgan maksimal teskari kuchlanish bo'yicha oshirish uchun ketma-ket ulanish sxemasi va ularning volt-ampferli xarakteristikalari.

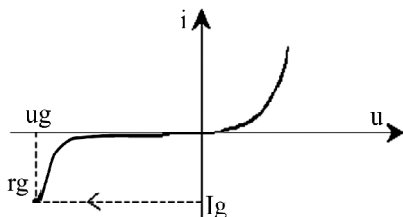
Diodlarni quvvatliroq o'zgartirgichlarda ishlatish uchun bir nechta diodni ulashimiz mumkin. Masalan, $I_{o'r.to'g'r.}$ parametri bo'yicha oshirish uchun diodlar parallel (2.5-rasm) ulanadi. 2.5, a-rasmda parallel ulanish sxemasi va 2.5, b- rasmda esa volt-ampfer xarakteristikasi ko'rsatilgan.

Ruxsat etilgan maksimal teskari kuchlanish $U_{tesk-rux.b.}$ bo'yicha oshirish uchun diodlar quyidagicha ulanadi. 2.6, a- rasmda ketma-ket ulanish sxemasi va 2.6, b- rasmda esa volt-ampfer xarakteristikasi ko'rsatilgan.

Diod orqali o'tayotgan toklarni teng taqsimlash uchun $R_{qo'sh}$ ulanadi hamda bu qo'shimcha qarshilik $[Om]$ da o'lchanadi va diodlarni qarshiligini tenglaydi.

2.4. Kremniyli stabilitron

Stabilitron. Kuchlanishni bir necha volt dan bir necha o'n voltli va yuzlab voltli kuchlanishlarni stabillash uchun taxminan $3 \div 400V$ maxsus kremniyli yassi diodlar stabilitron deb atalmish asbob yoki tayanch diodi ham deb ataladi. Kuchlanishni stabillash uchun diod xarakteristikasini teskari shoxobchasidan foydalaniladi.



2.7-rasm. Yarim o‘tkazgichli stabilitronning volt-ampferli xarakteristikasi.

Yarim o‘tkazgichli diodlarda uch xildagi tok o‘tkazish bo‘ladi: issiqlik, tojli va zenerli.

Issiqlik toki, teskari tok oqish jarayonida issiqlik ajralib chiqish hisobiga sodir bo‘ladigan tok o‘tkazishdir. Kremniyli diodlarda teskari tok kichik bo‘lganligidan, kamroq issiqlik ajralib chiqadi, shuning uchun tojli va zenerli tok o‘tkazishga nisbatan kattaroq toklarda issiqlikdan tok o‘tkazish sodir bo‘ladi.

Tojli tok o‘tkazish tezlanishi tokni, tezlik va elektronlarni tashuvchisi yetarli miqdorda energiyaga ega bo‘lganida, ular atomlar bilan urilganida o‘tish sohasida valentli bog‘liqligini uzishi, natijada esa, tojli yangi elektron-teshikli juftlikni ortishi hamda teskari tokni ortishiga olib keladi.

Zenerli tok o‘tkazish yuqori maydon kuchlanishi 10^5 V/sm bo‘lganida, valentli bog‘langan elektronlarni ajratib olishga qodir holatda bo‘ladi.

Yarim o‘tkazuvchan stabilitronlarda zenerli va tojli tok o‘tkazish qo‘llanilib, ularni chet el adabiyotlarida ko‘pincha zenerli diodlar deb atashadi.

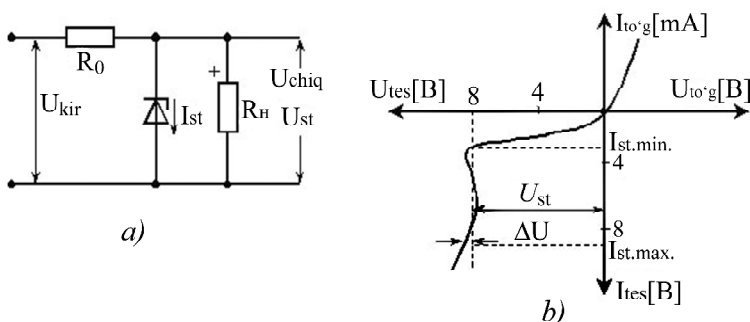
Temperaturani o‘zgarishi xarakteristikani chap va o‘ng tomoniga burishga olib keladi, ya’ni manfiy kuchlanishni katta yoki kichik qiymatiga. Stabilizatsiya kuchlanishining koeffitsiyenti absolut yoki nisbiy kuchlanish o‘zgarishi temperaturani bir gradusga o‘zgarishida xarakterlanadi.

Tojli tok o‘tkazish stabilitronlarida kuchlanish temperatura koeffitsiyenti musbat, zenerli tok o‘tkazish stabilitronida esa — manfiy.

Stabilitron yordamida kuchlanishni stabillashtirish sxemasi-
dan ko‘rinadiki, stabillovchi diod-stabilitron teskari siljish
kuchlanishida ishlatiladi.

O‘zgarmas kuchlanishni stabillash va cheklash uchun
mo‘ljallangan yarim o‘tkazgichli diod stabilitron deyiladi.
Ularni tayyorlashda $n-p$ o‘tishlarni qotishtirish va diffuzion
usullar bilan olish keng qo‘llaniladi. Stabilitron $n-p$ to‘siq
zonada elektrik o‘pirilishiga asoslanib ishlaydigan asbob hisob-
lanadi.

2.8, a-rasmda ulanish sxemasi va 2.8, b- rasmda volt-amper
xarakteristikasi ko‘rsatilgan.



2.8-rasm. Kremniyli stabilitronning ulanish sxemasi (a)
va volt-amper xarakteristikasi (b).

Kremniy germaniyga nisbatan yuqori haroratga chidamli.
Tok o‘zgarganda kuchlanishni pasayishi o‘zgarmasdan qoladi. Bu
xususiyat o‘zgarmas kuchlanishini stabillash uchun ishlatiladi.

Quyidagi parametrlarga ega:

U_{st} — stabilizatsiya kuchlanishi;

I_{cmax}, I_{cmin} — maksimal va minimal stabilizatsiya toki;

R_{tax} — maksimal sochilish quvvati.

Dinamik qarshilik $R_g = \Delta U_{st} / \Delta I_{st}$.

Stabilizatsiya kuchlanishining harorat koeffitsiyenti

$$TKU = \Delta U_{st} / \Delta U_{st} \cdot \Delta T.$$

2.5. Yuqori chastotali diodlar

Yuqori chastotali diodlarga: detektorli diodlar, modullangan signallarni detektorlash uchun uning tarkibidan past chastotani ajratib olish uchun mo'ljallangan siljish diodi, modullangan tebranishlarni eltuvchi chastotaga ajratish uchun mo'ljallangan; modulatorli diodlar, yuksak chastota tebranishlarini modullash uchun mo'ljallangan.

Ushbu diodlar uchun umumiysi yuksak chastotada ishlatiladidir.

Agarda past chastotada diod zanjiridagi tok elektron-teshik qarshiligi (R_p) hamda yarim o'tkazgichning p va n sohasi (p_b) qarshiliklari bilangina aniqlansa, yuksak chastotada ishlovchi diodlarda barer va diffuziya sig'implari ham katta rol o'ynaydi. Natijada, aktiv p_b qarshiligi va sig'imni ta'sirida yuksak chastota diodida chastota ortishi bilan uning to'g'rilagichli effekti deyarli yo'qoladi. Yuksak chastota diodlarini bir necha o'n gegogersga ham qo'llaniladi. Ruxsat etilgan teskari kuchlanishi bunday diodlar uchun $3\div 5$ V dan oshmaydi. Quvvati ham juda kichik.

Volt-amper xarakteristikasida, teskari shoxobchasida, gori-zontal qismi bo'lmaydi. Tok o'tkazuvchanlik rejimiga osoyishta o'tadi, chunki bu diodda struktura bir jinsli emas.

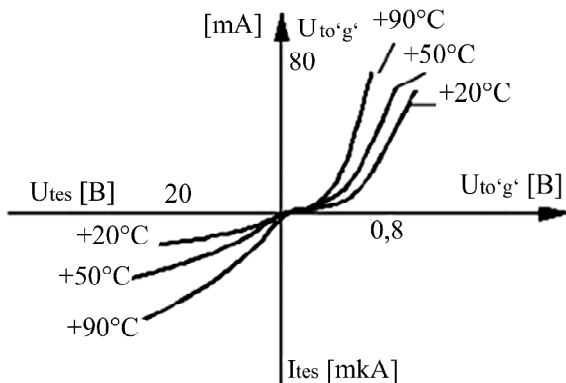
Yuqori chastotali diodlar — juda ko'p sxemalarda ishlatiladi: to'g'rilagichlarda, detektorlarda va o'zgartirgichlarda ishchi chastotasi 600 MGs gacha bo'lgan signallarni ishlashda ishlatiladi. Yuqori chastotali diodlar germaniy yoki kremniydan tayyorlangan bo'lib, juda kichik yuzalarda p - n o'tish hosil qilinadi. Shuning uchun yassi diodlarga nisbatan to'g'rilagichlarda kamroq ishlatiladi, chunki quvvati kamroqdir. Bu diodlar radioapparaturlarning yuqori chastotali sxemalarida ishlatiladi.

Yuqori chastotali diodlarni haroratiga bog'liqligini ko'rsatuvchi volt-amper xarakteristikasi 2.9-rasmda ko'rsatilgan.

Yuqori chastotali diodlar quyidagi parametrlarga ega:

— To'g'ri tok — $I_{to'g'r}$;

— To'g'ri kuchlanishni pasayishi — $U_{to'g'r}$;



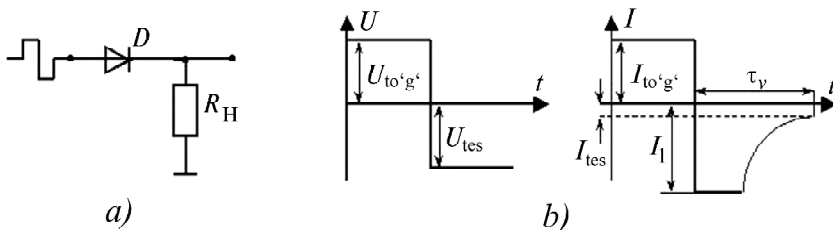
2.9-rasm. Yuqori chastotali diodlarni haroratiga bog‘liqligini ko‘rsatuvchi volt-amper xarakteristikasi.

- Teskari tok — I_{teskari} ;
- Teskari maksimal kuchlanish — $U_{\text{tesk.max}}$;
- O‘tish sig‘imi — C_g ;
- Yuqori ishchi chastota — f_{max} .

2.6. Impulsli diodlar

Yarim o‘tkazgichli diodlar keng ko‘lamda kalit sifatida, ya’ni ikki holatda: «ochiq», asbobni qarshiligi juda kichik va «yopiq», qarshiligi juda yuqori holatlarda ishlatiladi. Diodni bir holatidan ikkinchi holatiga o‘tishi iloji boricha kichik bo‘lishi lozim, chunki shu bilan jihozlarni tezkorligi xarakterlanadi. Ushbu maqsad uchun mo‘ljallangan diodlarni impulsli yoki kalitli diodlar deb ataladi.

Bir holatdan ikkinchi holatga o‘tish zaryadi. Bir holatdan ikkinchi holatga o‘tish rejimida zaryad qiymati ma’lum ahamiyatga ega bo‘ladi. Bu zaryad bazadan diodni yopiq holatiga o‘tkazish uchun xizmat qilib, uni ulab-uzish zaryadi deyiladi. Ulav-uzish zaryadi Q_p , yig‘ilgan zaryaddan Q_n doimo kichik bo‘ladi, chunki u dioddan chiqqunicha bir qism tashuvchilar rekombinatsiyalanib bo‘ladi. Teskari tokni to‘g‘ri tokka nisbati



2.10-rasm. Impulsli diodning ulanish sxemasi.

katta bo'lishi bilan ulab-uzish zaryadining nisbati shunchalik katta Q_p/Q_n bo'ladi.

Impulsli diodlar tezkor impulsli sxemalarda ishlatiladi. Ulanish vaqti $1mks$ yoki bundan ham kam.

Impulsli diodning ulanish sxemasi 2.10, a-rasmda quyidagicha ko'rsatilgan.

Agarda dioddan to'g'ri tok oqayotganda teskari kuchlanish berilsa uni yopish uchun, diod birdaniga yopilmaydi.

Chunki, birdaniga teskari tok I_1 kattalikka oshadi so'ngra sekin-asta kamayadi va turg'un I_{tesk} holatga qaytadi.

Asosiy parametrlari quyidagilar:

$U_{imp.to'g'}$ — impulsli to'g'ri kuchlanish;

t_f — tiklanish vaqtini teskari qarshilikka;

C_g — diodni chiqishdagi sig'im;

$I_{to'g'r}$ — to'g'ri tok;

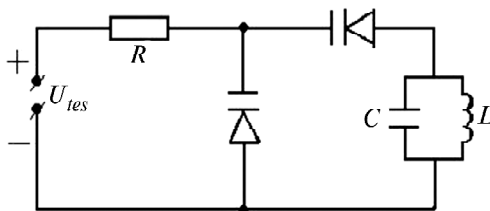
$U_{to'g'r}$ — to'g'ri kuchlanish;

I_{tesk} — teskari tok;

U_{tesk} — teskari kuchlanish.

2.7. Varikap

Varikapda o'tkazuvchanlik sig'imi teskari kuchlanishga bog'liq bo'ladi. Uning ulanish sxemasi 2.11-rasmda tasvirlangan. Varikapga teskari kuchlanish yuqori Om li ajratuvchi R qarshilik orqali beriladi. Teskari kuchlanish E_{tesk} miqdorini o'zgartirib



2.11-rasm. Varikapning ulanish sxemasi.

varikapni sig'imini o'zgartirish mumkin. Odatda varikapga parallel qilib LC — tebranish konturi ulanadi, uning sozlanishi varikap orqali bajariladi.

Tebranish konturini o'zgaruvchan kuchlanishini varikapga ta'sirini kamaytirish uchun varikap sig'imiga qarama-qarshi ketma-ket bir xildagi varikap ulanadi (2.11-rasm).

Varikapga o'zgaruvchan kuchlanish teskari fazada keladi, shuning uchun ushbu kuchlanish yordamida varikap sig'imini ΔC o'zgartirib, ΔC o'zaro kompensatsiyalanadi, natijada varikapning natijaviy sig'imi o'zgarmay qoladi.

Varikapning sifati quyidagilar orqali aniqlanadi:

- sig'im va teskari kuchlanish orqali boshqarilayotgan mumkin bo'lgan sig'im chegarasi;
- saxiyligi va chastota oralig'i;
- temperaturadan sig'im stabilligi va saxiyligi.

Varikap sig'imi. Varikap sig'imini quyidagi formuladan aniqlanadi:

$$C = C_0 \left(1 + \frac{U_{teks}}{\varphi_k} \right)^{-\gamma} + C_v, \quad (2.5)$$

bu yerda C_v — varikap elektrodleri va uchlari orasidagi, berilgan kuchlanishga bog'liq bo'lmagan, sig'imi.

Boshlang'ich sig'imi C_0 quyidagi formuladan aniqlanadi:

$$C_0 = \Pi \left(\frac{\varepsilon e N_d}{2\varphi_k} \right)^{1/2}.$$

Boshlang'ich sig'imi varikap o'tish maydoni P ga va diod bazasining qo'shimchasi konsentratsiyasiga N_D bog'liq bo'lib, bir pikofaradadan o'ndan bir mikrofaraadagacha bo'ladi.

Varikap xarakteristikasining o'zgarishi 2,5% dan kamroq bo'ladi.

Varikapning volt-farada xarakteristikasining tikligi quyidagi formuladan aniqlanadi,

$$S_c = \frac{\partial C}{\partial U_{\text{tesk}}} = -\frac{\gamma}{\varphi_k} \frac{C_0}{\left(1 - \frac{U_{\text{tesk}}}{\varphi_k}\right)^{-(\gamma+1)}}.$$

Bu qiymat, $U_{\text{tesk}}=0$ bo'lganda maksimal bo'ladi va teskari kuchlanish ortishi bilan, tiklik kamayadi.

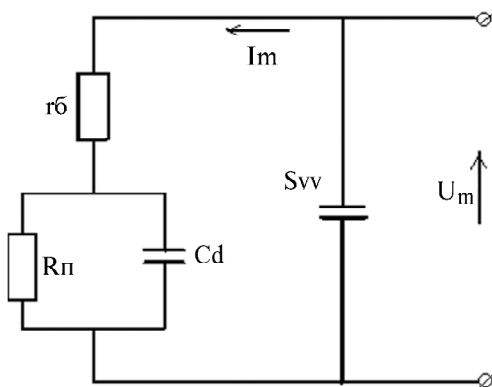
Varikapning saxiyligi. Varikapning ekvivalent sxemasi quyidagicha bo'ladi.

Varikapning saxiyligi Q deb reaktiv R_{reakt} quvvatini, sarflangan $R_{\text{e.s}}$ quvvatiga nisbatiga aytiladi

$$Q = R_{\text{reakt}}/R_{\text{e.s}}, \quad (2.6)$$

bu yerda $R_{\text{reakt}}=1/2 \cdot \omega S_D U_m^2$.

Sarflangan quvvat ikkita tashkil etuvchidan iborat bo'ladi: tok o'tkazuvchi elementlardagi energiya sarfi



2.12-rasm. Varikapning ekvivalent sxemasi.

$$P_r = \frac{1}{2} r_b I_m^2 = \frac{1}{2} (\omega C_d U_m)^2 r_b ;$$

p - n o'tishdagi energiya sarfi

$$P_{R_p} = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_m^2}{R_p}.$$

Bundan varikapning saxiyligi

$$Q = \frac{1}{\omega C_d r_b + \frac{1}{\omega C_d R_p}}.$$

Ushbu ifodadan ko'rinadiki, varikapning saxiyligi uning chastotasiga bog'liq ekan.

Past chastotalarda ifodaning bir qismini hisobga olmasa ham bo'ladi, natijada $Q_{PCh} = \omega S_D R_P$ ni hosil qilamiz.

Yuksak chastotalarda esa quyidagicha bo'ladi:

$$Q_{Yuch} = \frac{1}{\omega C_d r_b}. \quad (2.7)$$

Maksimal saxiylilik $\partial Q / \partial \omega = 0$ bo'lganidagi chastotaga to'g'ri keladi.

Differensiallab, quyidagini hosil qilamiz:

$$Q_{opt} = \frac{1}{2} \left(\frac{R_p}{r_b} \right)^{1/2}, \quad \omega_{opt} = - \frac{1}{C_d (r_b R_p)^{1/2}}. \quad (2.8)$$

Amalda varikapning saxiyligi 100 dan kam bo'lmaydi.

Varikapning minimal ishchi chastotasi quyidagicha bo'ladi

$$\omega_{min} = \frac{1}{Q_{min} C_d R_p}, \quad (2.9)$$

maksimal ishchi chastotasi esa, quyidagicha aniqlanadi

$$\omega_{min} = \frac{1}{Q_{min} C_d r_b}. \quad (2.10)$$

Varikap parametrlarini stabiligini temperaturaga bog‘liqligi. Varikap sig‘imiga temperaturaning ta’siri, kontaktli potentsiallar ayirmasiga bog‘liq bo‘ladi:

$$C_0 = P \left(\frac{\varepsilon e N_d}{2 \varphi_k} \right)^{1/2}, \quad \varphi_k = \frac{kT}{e} \ln \frac{N_a N_d}{n_i^2}.$$

Umuman, bu unchalik katta emas, temperaturani ta’siri ko‘proq saxiylikka ta’sir etadi. Temperatura ortishi bilan, teskari tok eksponensial ortadi. Varikapning chegaraviy ishchi temperaturasi, germaniylik uchun $50 \div 60^\circ\text{C}$, arsenid-galliylik uchun esa 150°C gacha bo‘ladi.

Varikapning qo‘llanilishi. Kuchlanish o‘zgarishi bilan varikap sig‘imi o‘zgarishidan foydalanib, yuksak chastota tebranish konturini sozlash, garmonik tebranish generatorlarini chastotasini boshqarish uchun qo‘llaniladi. Sanoatda ushbu maqsadda qo‘llash uchun katta assortimentdagi varikaplar ishlab chiqariladi. Tebranishlarni parametrik kuchaytirish va elituvchi chastotani o‘zgartirish uchun maxsus turdagi varikaplar ishlab chiqarilgan. Bunday asbobni variktor yoki parametrik diodlar deyiladi.

2.8. Parametrik diodlar

Bu tipdagi diodlar yuqori chastotali kuchaytirgichlarda va generatorlarda ishlatiladi. Diodlarni tayyorlash uchun solishtirma qarshiligi kam bo‘lgan kristallardan foydalaniladi. Bu yerda asosiy bo‘lmagan zaryad tashuvchilar tezlikda rekombinatsiyalashadi va p - n o‘tkazuvchanlikdagi sig‘im esa juda kam bo‘ladi.

Asosiy parametrlari quyidagilar:

C_d — p - n o‘tkazuvchanlik sig‘imi;

R_n — hosil bo‘layotgan qarshilik;

τ — o‘zgarmas vaqt;

$U_{o'pr}$ — o‘pirilish kuchlanishi;

I_{tesk} — teskari tok;

C_k — diodni korpusidagi sig‘im;

L_k — diodni induktivligi.

Ruxsat berilgan zo‘riqish quvvati ($R_{\max}$).

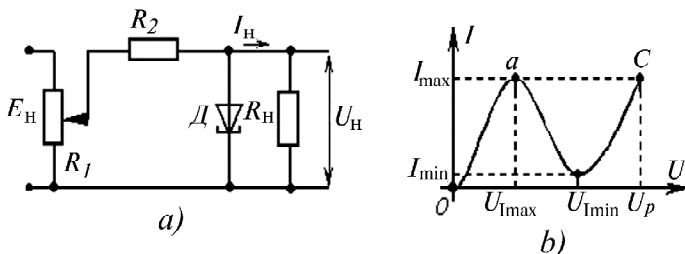
2.9. Tunnelli diod

1958-yilda Yapon olimi Yesaki, p - n strukturada juda katta qo‘shimcha konsentratsiyasiga ega bo‘lganda ($10^{19} \div 10^{20} \text{ sm}^{-3}$), 2.13-rasmda tasvirlanganidek anomal xarakteristikaga ega bo‘lishini aniqladi. Oddiy dioddan farqli, tunnelli diodda nafaqat to‘g‘ri tokni, teskari tokni ham yaxshi o‘tkazib, to‘g‘ri shoxobchasida kamayuvchi qismga ega. Ko‘p miqdorda legirlangan p - n struktura, anomal xarakteristikaga ega bo‘lib, tunnel effektiga ega bo‘lganligi uchun bunday diodlarni tunnelli diod deyiladi.

Potensial barer torayishi bilan va uning balandligi kichiklashi bilan tunnel o‘tish ehtimoli ortadi. Tunnel o‘tishda elektron energiyasi sarflanmay amalga oshiriladi.

Oddiy diodlarda nisbatan kam legirlangan qo‘shimcha konsentratsiyasi 10^{17} sm^{-3} dan yuqori bo‘lmaganda elektron-teshikli o‘tish qalinligi nisbatan katta va elektronlarni potensial barerdan tunnel o‘tish ehtimoli kam bo‘ladi. Tunnelli diodlarda esa, qo‘shimcha konsentratsiyasi yuqoriligidan o‘tish qalinligi 0,01 mkm, ya’ni barer juda ham tor bo‘ladi.

Tunnelli diodda manfiy o‘tkazuvchanlik qismi bo‘lganligi uchun bu asbobni generatorlarda, tebranish kuchaytirgichlarida, signallarni o‘zgartirish va ulab uzishda ishlatiladi.



2.13-rasm. Tunnelli diodning a) ulanish sxemasi, b) xarakteristikasi.

Tunnelli diodni asosiy xususiyatlaridan: kam quvvat sarflashi, radiatsiya turlanishiga turg'unligi, massasi va o'lchamlari kichikligi kiradi.

Tunnelli dioda $p-n$ to'siq zonada tunnel hodisasi sodir bo'lishiga asoslanib ishlaydigan asbobga aytiladi (2.13, a-rasm). Diodning xarakteristikasida ish jarayonida manfiy qarshilik paydo bo'ladi (a, b) (2.13, b-rasm).

Qolgan diodlardan afzalligi shundan iboratki, ishchi chastotasi juda yuqori (10^{11} Gs). Diodni bir holatdan ikkinchi holatga o'tishi oniy tezlikda bo'ladi $10^{-9} - 10^{-8}$ s.

Parametri:

$I_{\max}$ — maksimal to'g'ri tok;

$I_{\min}$ — minimal tok;

$U_{I\max}$ — maksimal tokdagi kuchlanish;

$U_{I\min}$ — minimal tokdagi kuchlanish;

C_g — diodni sig'imi.

Ishni turiga qarab diodlar: kuchaytirgichli, generatorli va kalit ulab-uzgich sifatida ishlatiladigan diodlarga bo'linadi.

III. BIPOLAR TRANZISTORLAR

3.1. Tranzistorning ishlash prinsipi

Tranzistorlar ikkita elektron-kovak o'tkazuvchanlikka ega bo'lgan elektr o'zgartiruvchi yarim o'tkazgichli asbob bo'lib, elektron sxemalarda elektr signallarini kuchaytirish uchun, har xil chastotali elektr signallarini hosil qilish uchun va elektr signallarini bir shakldan ikkinchi shaklga aylantirish uchun ishlatiladi.

Hozirgi vaqtda tranzistorlarning har xil turlari mavjud, ular quvvatiga qarab, ishchi chastotasiga qarab, tayyorlanish texnologiyasiga qarab va ishlash prinsipiga qarab ajralib turadilar.

Quvvat bo'yicha ular uch guruhga bo'linadilar:

Kam quvvatli tranzistorlar — 0,3 Vt gacha;

O'rta quvvatli tranzistorlar — 0,3 dan to 1,5 Vt gacha;

Quvvatli tranzistorlar — 1,5 Vt dan yuqori.

Ishchi chastotasi bo'yicha:

Past chastotada ishlovchi tranzistorlar — (3 MGs gacha);

O'rta chastotada ishlovchi tranzistorlar — (3 MGs dan to 30 MGs gacha);

Yuqori chastotada ishlovchi tranzistorlarga (300 MGs dan yuqori) bo'linadilar.

Tranzistorlar elektron-kovak o'tkazuvchanlikka qarab bir, ikki, uch va ko'p o'tkazuvchanlikka ega bo'lgan tranzistorlarga bo'linadilar.

Texnologik ishlab chiqarish jarayoni bo'yicha quyma tranzistorlar, diffuzion tranzistorlar, kristallarni o'stirib hosil qilish orqali hosil qilinadigan tranzistorlarga bo'linadilar.

Tokni hosil qiluvchi zaryadlarga qarab ular $p-n-p$ tipli (asosiy zaryad tashuvchilar — kavaklar) va $n-p-n$ tipli (asosiy zaryad tashuvchilar — elektronlar) tranzistorlarga bo'linadilar.

quyidagi 3.1-rasmda $p-n-p$ tipli tranzistorlarni ishlash prinsipi ko'rsatilgan.

Tranzistorning kollektor zanjiriga — E_{kb} manba teskari ulanadi. Maydon kuchlanganligi kollektor o'tkazuvchanligida kuchayadi, natijada asosiy bo'lmagan zaryad tashuvchilarining harakati natijasida kichik miqdor teskari tok bazadan kollektorga qarab oqadi. Bu tokni issiqlik toki deyiladi, chunki bu tok issiqlikka bog'liq bo'ladi va I_{ko} bilan belgilanadi.

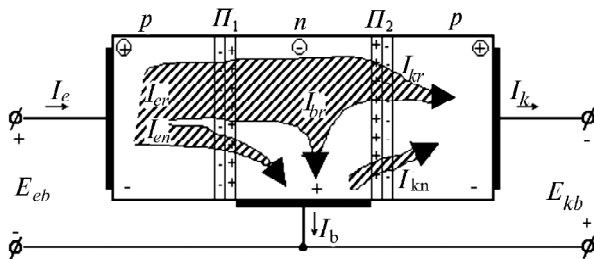
Agarda kirish zanjiriga, ya'ni emitter va baza oralig'iga $+E_{eb}$ manbani to'g'ri ulansa maydon kuchlanganligi emitter o'tkazuvchanligida pasayadi va natijada zaryadlarning harakati tezlashadi. Kovaklar emitter qatlamidan baza qatlamiga (asosiy zaryad tashuvchilar), elektronlar baza qatlamidan emitter qatlamiga (asosiy bo'lmagan zaryad tashuvchilar) o'tadilar va kovaklar I_{er} tokni elektronlar I_{ep} tokini hosil qiladilar. Natijada emitter zanjirida to'g'ri tok hosil bo'ladi, bu tokni emitter toki deyiladi $I_e = I_{er} + I_{ep}$.

Bunda $I_{er} \gg I_{ep}$ chunki emitterdagi asosiy zaryad tashuvchilarning konsentratsiyasi bazadagilarga nisbatan quyuqdir. Emitterdan bazaga o'tgan zaryadlar diffuziya natijasida kollektor maydoni ta'sirida tortiladilar va kollektor qatlamiga o'tadilar, natijada kollektor qatlamida asosiy zaryad tashuvchilarning konsentratsiyasi ko'payadi va zanjirning kollektorga yopishgan chegarasiga yetib borib zanjirdan kelayotgan ($-E_{bk}$) elektronlar orqali neytrallanadi va kollektor qatlamida zaryadlarning qayta tiklanishi sodir bo'ladi, natijada elektron muvozanat hosil bo'ladi.

Emitter qatlamidan asosiy zaryad tashuvchilarning bazaga o'tishi natijasida emitter qatlamida kovaklar kamayadi bu esa kirish zanjirining manbayi E_{be} orqali to'ladi va emitter qatlamida muvozanat holati tiklanadi. Ko'pchilik tranzistorlarda tok bo'yicha uzatish koeffitsiyenti $\alpha = 0,92 \div 0,997$.

Emitter toki esa $I_e = I_{er} + I_{ep}$; $I_k = I_{kr} + I_{ko}$;

$I_b = I_{ep} + I_{br} + I_{ko}$.



3.1-rasm. *p-n-p* tipli tranzistor.

Kirish zanjiridagi E_{be} manba elektr maydoni orqali elektronlar emitterga o'tib I_b tokini hosil qiladilar, kovaklar esa emitter tokining I_{cr} kovak o'tkazuvchanligi hosil qilgan qismini tashkil qiladi. Kovaklarning qolgan qismi esa *n-p* o'tkazuvchanlikdan kollektorga o'tib kollektor tokini I_k ni hosil qiladi. Shunday qilib emitterdan bazaga va bazadan kollektorga o'tgan asosiy zaryad tashuvchilarning ma'lum qismi baza qatlamida qolgani va baza tokini hosil qilishda ishtirok etgani uchun kollektor toki I_k emitter tokidan birozgina kichikroq bo'ladi.

3.2. Tranzistorning uch xil ulanish sxemasi

Tranzistor elektrodlarining qaysi biri boshqalari uchun umumiy bo'lishiga qarab turib uchta ulanish sxemasiga ega:

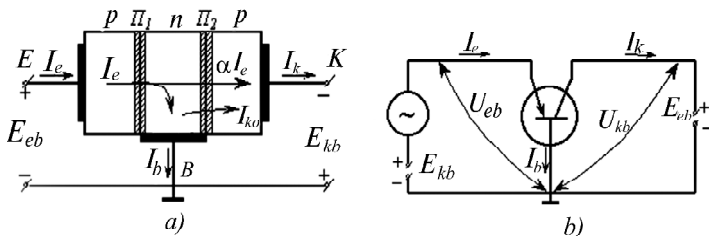
Umumiy emitter ulanish sxemasi (UE), umumiy kollektor ulanish sxemasi (UK) va umumiy baza ulanish sxemasi (UB).

3.2-rasmda umumiy baza ulanish sxemasi ko'rsatilgan.

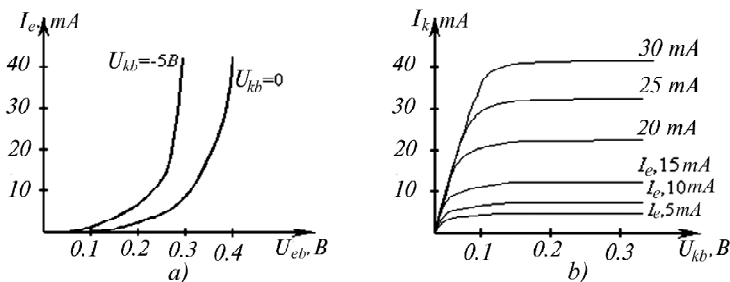
Umumiy emitter ulanish sxemasi 3.4, a va b-rasm eng ko'p ishlatiladigan sxemadir.

Bu sxemada kirish toki I_b tokidir, chiqish toki I_k kollektor tokidir. Kirish kuchlanishi U_{be} , chiqish kuchlanishi U_{ke} dir.

3.3-rasmda tranzistorning umumiy baza ulanish sxemasidagi statik kirish (a) va statik chiqish (b) xarakteristikasi berilgan.



3.2-rasm. Tranzistorni umumiy baza ulanish sxemasi.

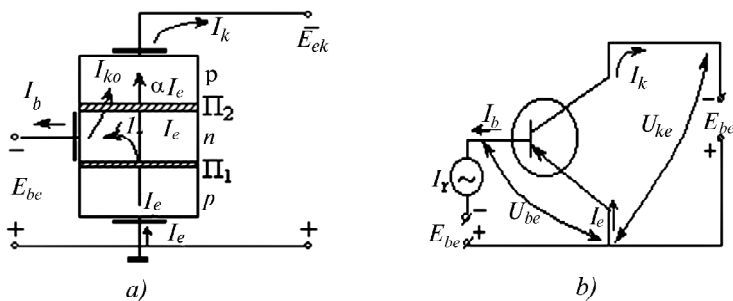


3.3-rasm. Tranzistorning umumiy baza ulanish sxemasi:

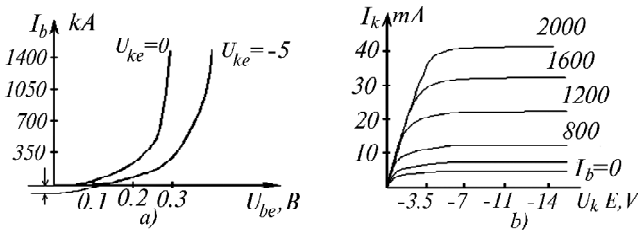
a) statik kirish xarakteristikasi; b) statik chiqish xarakteristikasi.

3.4-rasmda tranzistorning umumiy emitter ulanish sxemasi uchun statik kirish (a) va statik chiqish (b) xarakteristikasi berilgan.

Umumiy emitter ulanish sxemasida tok bo'yicha uzatish koefitsiyenti β quyidagicha aniqlanadi.



3.4-rasm. Tranzistorning umumiy emitter ulanish sxemasi.



3.5-rasm. Tranzistorning umumiy emitter ulanish sxemasi.

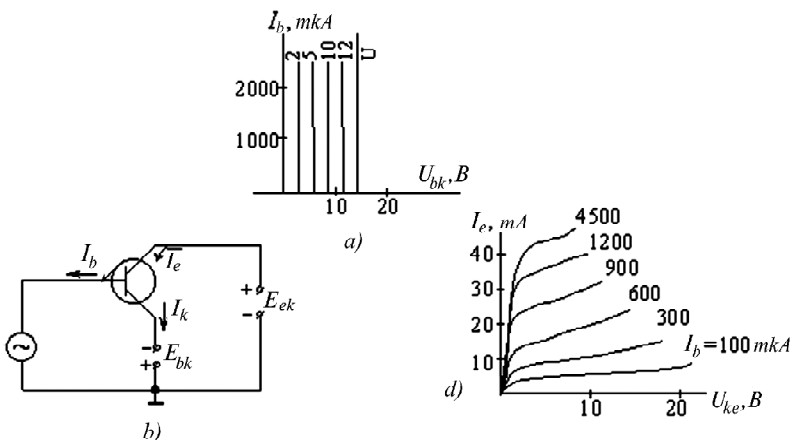
a) statik kirish; b) statik chiqish.

$$\beta = \Delta I_k / \Delta I_b = \Delta I_k / (\Delta I_e - \Delta I_k) = \Delta I_k / \Delta I_k / (\Delta I_e / \Delta I_k - \Delta I_k - \Delta I_k) = (1 / \alpha - 1) = \alpha / (\alpha - 1) = 49. \quad (3.1)$$

Umumiy kollektor ulanish sxemasida (3.6-rasm) kollektor chiqish va kirish zanjiri uchun umumiy hisoblanadi.

Bu sxemada baza toki (I_b) — kirish toki emitter toki (I_e) — chiqish toki hisoblanadi. Bu ulanish sxemasida tok bo'yicha uzatish koeffitsiyenti quyidagiga

$$\Delta I_e / \Delta I_b = \Delta I_e / \Delta I_e - \Delta I_k = \beta + 1 \text{ teng.} \quad (3.2)$$



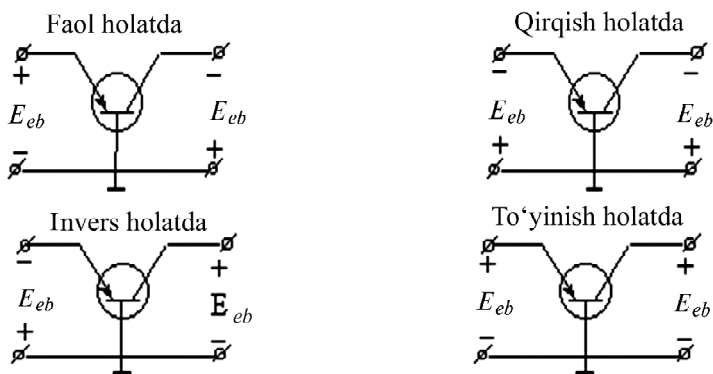
3.6-rasm. Tranzistorning umumiy kollektor ulanish sxemasi.

a) statik kirish xarakteristikasi; d) statik chiqish xarakteristikasi.

3.6, a va d-rasmlarda umumiy kollektor ulanish sxemasi-ning statik kirish (a) va statik chiqish (d) xarakteristikasi keltirilgan.

Ma'lumotnomalarda umumiy kollektor ulanish sxemasi uchun statik kirish va statik chiqish xarakteristikalari berilmagan, chunki bu sxema kam qo'llaniladi.

Umuman tranzistorning kollektoriga va emitteriga manba qutblarini ulanishiga qarab turib to'rtta holatda ishlatish mumkin.



3.7-rasm. Tranzistorni to'rt qutblilik holati.

3.1-jadval

Sxema turi	Kuchaytirish			Kirish qarshiligi [Om]
	K_I	K_u	K_p	
UB	1	1000	1000	bir nechtdan - o'nlargacha
UE	10—100	100	10000	Yuzlar
UK	10—100	1	100	o'n minggacha

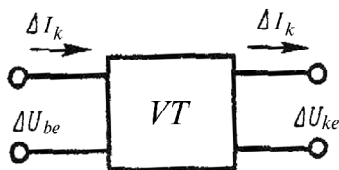
3.3. Tranzistor — aktiv to‘rt qutblik. h -parametrlar

Kichik signallarni kuchaytirish rejimida umumiy baza bilan tranzistorni chiziqli to‘rt qutublik sifatida tasvirlash mumkin (3.8-rasm).

Bu holda tranzistorning kirish va chiqish parametrlari o‘zaro quyidagi tenglamalar orqali bog‘langan:

$$\Delta U_{EB} = h_{11B} \cdot \Delta I_E + h_{12B} \cdot \Delta U_{KB};$$

$$\Delta I_K = h_{21B} \cdot \Delta I_E + h_{22B} \cdot \Delta U_{KB}.$$



3.8-rasm.

Tranzistor h — parametrining fizikaviy ma’nosi quyidagichadir:

h_{21B} — chiqishda qisqa tutashish rejimida tranzistorning kirish qarshiligi.

h_{12B} — kirishning siljish rejimida ichki teskari bog‘lanish koeffitsiyenti.

h_{22B} — chiqishning qisqa tutashuv rejimida tokni uzatish koeffitsiyenti.

h_{11B} — kirishning salqish rejimida tranzistorning chiqish o‘tkazuvchanligi. Umumiy baza (UB) sxemali uchun h -parametrlar quydagi formulalar orqali hisoblanadi:

$$h_{11B} = \frac{\Delta U_{EB}}{\Delta I_E} U_{KB} = const \text{ bo‘lganda, (1)}$$

$$h_{12B} = \frac{\Delta U_{EB}}{\Delta U_{KB}} I_E = const \text{ bo‘lganda, (2)}$$

$$h_{21B} = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_E} U_{KB} = const \text{ bo'lganda, (3)}$$

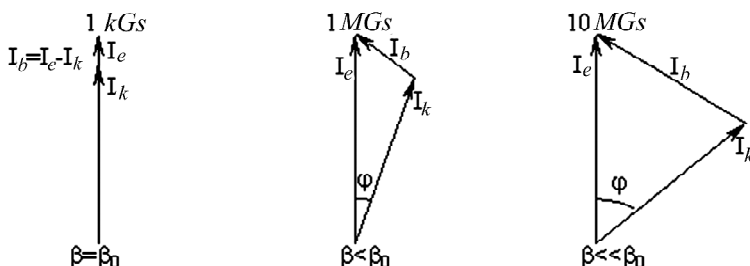
$$h_{22B} = \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{KB}} I_E = const \text{ bo'lganda. (4)}$$

h — parametrlarni analitik hisoblash qiyin va aniq emas. Shu sababli ularni o'lchash yoki volt-amper xarakteristika orqali aniqlash qulay va osondir.

3.4. Tranzistorning chastotaviy xususiyati

Chastota xususiyatiga tranzistorning r - n o'tkazuvchanligidagi sig'imning ta'siri sezilarlidir. Chastota oshgan sari sig'im qarshiligi kamayadi va sig'imning shuntlovchi xususiyati oshadi.

Tranzistorning ish holatiga asosan C_k sig'im ziyon yetkazadi, chunki $1/\omega C_k$ qarshilik r_k qarshilikka nisbatan kam bo'ladi.



3.9-rasm. Vektor diagramma.

Tranzistorning ish holatini yomonlashtiradigan sabablardan ikkinchisi bu kollektor tokining emitter tokidan faza bo'yicha orqada qolishidir. Buning sababi emitterdan baza orqali kollektorga oqayotgan zaryadlarning harakatini qarshilikka uchrab sustlashishidir. Bu hodisa vektor diagramma orqali ko'rsatilgan (3.9-rasm).

3.5. Tranzistorning kuchaytirish xususiyati

Tranzistorlar sxemalarining ulanishiga ko'ra elektr signal-larini har xil kuchaytiradilar. 3.10-rasmda eng sodda kuchay-tirish sxemalari $p-n-p$ tranzistor orqali tashkil qilingan (3.10, a-rasmda umumiy baza ulanish sxemasi, 3.10, b-rasmda umumiy emitter ulanish sxemasi, 3.10, d-rasmda umumiy kollektor ulanish sxemasi ko'rsatilgan).

Tranzistorli kuchaytirgichlarning asosiy ko'rsatkichlari quyidagicha: tok bo'yicha kuchaytirish koefitsiyenti

$$K_1 = \Delta I_{CHIQ} / \Delta I_{KIR}. \quad (3.10)$$

Kuchlanish bo'yicha kuchaytirish koefitsiyenti

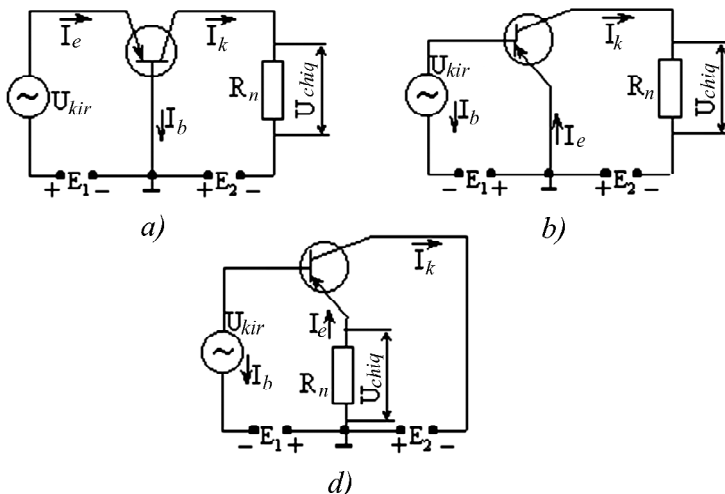
$$K_u = \Delta U_{CHIQ} / \Delta U_{KIR}. \quad (3.11)$$

Quvvat bo'yicha kuchaytirish koefitsiyenti

$$K_p = K_I \cdot K_u. \quad (3.12)$$

Kirish qarshiligi

$$R = \Delta U_{KIR} / \Delta I_{KIR}. \quad (3.13)$$



3.10-rasm.

Keltirilgan sxemalar uchun tok kuchlanish va quvvat bo'yicha kuchaytirish koeffitsiyenti quyidagicha aniqlanadi.

Umumiy baza ulanish sxemasi uchun

$$K_{Ib} = \Delta I_K / \Delta I_e = \alpha; \quad (3.14)$$

$$K_{ib} = \Delta I_K \cdot R_{yuk} / \Delta I_e \cdot R_{kirb} = \alpha \cdot R_{yuk} / R_{kirb}; \quad (3.15)$$

$$K_{pb} = \alpha^2 R_{yuk} / R_{kirb}. \quad (3.16)$$

Umumiy emitter ulanish sxemasi uchun

$$K_{Ie} = \Delta I_K / \Delta I_b = \beta; \quad (3.17)$$

$$K_{ib} = \Delta I_K \cdot R_{yuk} / \Delta I_b \cdot R_{kirb} = \beta \cdot R_{yuk} / R_{kirb}; \quad (3.18)$$

$$K_{rb} = \beta^2 R_{yuk} / R_{kirb}. \quad (3.19)$$

Umumiy kollektor ulanish sxemasi uchun

$$K_{Ie} = \Delta I_e / \Delta I_b = \beta + 1; \quad (3.20)$$

$$K_{ib} = \Delta I_e \cdot R_{yuk} / \Delta I_b \cdot R_{kirb} = (\beta + 1) \cdot R_{yuk} / R_{kirb}; \quad (3.21)$$

$$K_{rb} = (\beta + 1)^2 \cdot R_{yuk} / R_{kirb}. \quad (3.22)$$

Keltirilgan ifodalardan ko'rinib turibdiki tok kuchlanish va quvvat bo'yicha kuchaytirish koeffitsiyenti ulanish sxemasiga hamda sxemaning kirish qarshiligiga bog'liq.

IV. TO‘RT QATLAMLI YARIM O‘TKAZGICHLI ASBOBLAR

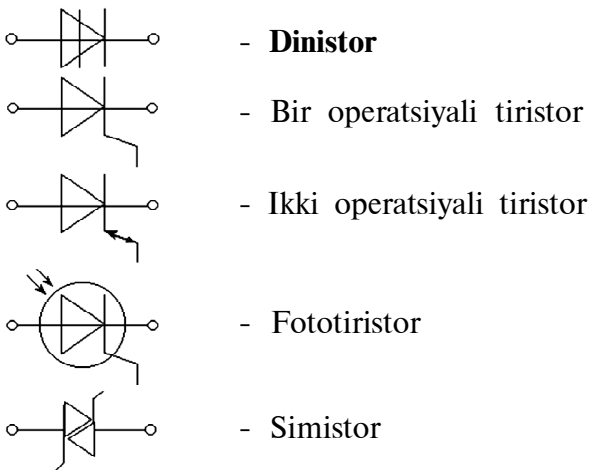
4.1. Tiristor

Tiristor deb to‘rt qatlamli yarim o‘tkazgichli asbobga aytiladi. Ularda p va n qatlamlar navbatma-navbat yopishtirilgan. Ular ikkita turg‘un holatda ishlaydi: yuqori o‘tkazuvchanlikka ega bo‘lgan holatda (tiristor ochiq) va past o‘tkazuvchanlikka (tiristor yopiq) ega bo‘lgan holatda ishlaydi. Tiristorni yopiq holatdan ochiq holatga o‘tishi uchun qo‘shimcha tashqaridan energiya berish kerak. Bunday energiyalarga, elektr energiyasi (kuchlanish yoki tok) va yorug‘lik energiyasi kiradi.

Asosiy turlari:

Diodli — tiristor;

Triodli — tiristor.

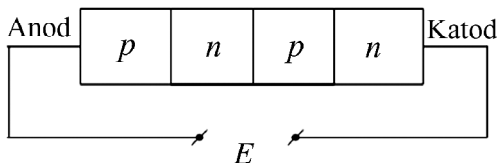


4.1-rasm.

Triodli tiristorlarda boshqarish uni boshqaruvchi uchinchi elektrodi orqali olib boriladi. Bu elektrodlar bitta yoki ikkita operatsiyani bajaruvchi qilib tayyorlanadi. Bitta operatsiyali tiristorlarda tiristorni ochiq holga keltirish uchun tiristorga katodiga nisbatan musbat impuls beriladi. I_b ikki operatsiyali tiristorda tiristorni ochish uchun katodiga nisbatan musbat impuls — I_b , yopish uchun manfiy impuls $+I_b$ beriladi. Ikki tarafiga elektr tokini o'tkazuvchi asbobga simmetrik tiristor (simistor) deyiladi. Simistor ikkita tiristorning vazifasini bajarib beradi.

4.2. Diod-tiristori

4.2-rasmda diod - tiristorning ulanish sxemasi keltirilgan.



4.2-rasm. Diod - tiristorning ulanish sxemasi.

Sxemadan ko'rinib turibdiki o'rtadagi p - n o'tkazuvchanlik (kollektor) — E manbaning teskari kuchlanish orqali to'siqqa uchrab turibdi. Ammo katta tokda to'siq birdaniga pasayib ketadi, natijada o'rtadagi to'siq ochiladi va asbobdagi kuchlanish pasayadi, bu esa volt-amper xarakteristikaning II qismida qarshilikni manfiy tomonga o'zgarganligini ko'rsatadi.

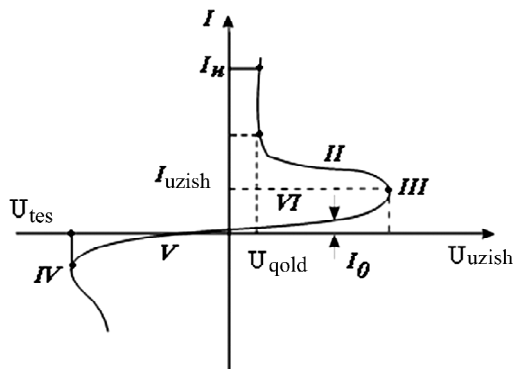
Bu xarakteristika quyidagi sohalarga bo'linadi:

I — kichkina musbat qarshilikka ega bo'lgan soha.

II — katta manfiy qarshilikka ega bo'lgan soha.

III — o'rtadagi p - n o'tkazuvchanlikni teshilishiga moyil soha.

IV — o'tkazuvchanlikka ega bo'lgan soha.



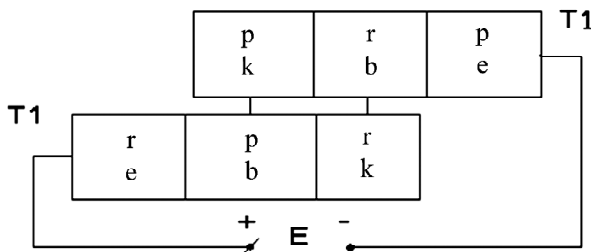
V — katta qarshilikka ega bo'lgan soha.

VI — *p-n* oʻtkazuvchanlikni oʻqirish sohasi.

Tiristorning birinchi holatida kichkina tok va katta kuchlanishni pasayishiga mos keladi (IV soha). Tiristorning ikkinchi holatida kichkina kuchlanishni pasayishi va katta tok to'g'ri keladi (I soha).

4.3. Triod-tiristorini xarakteristikasi

Tiristorni katta ham yaxshiroq tasavvur qilish uchun uni ikkita $p-n-p$ va $n-p-n$ tranzistorlarni qo'shaloq qilib ulab qarashimiz mumkin 4.4-rasm.



Bu yerda, $I_{b2} = I_{k1}$ va $I_{b1} = I_{k2}$.

T_1 tranzistorda emitter tokining (ΔI_{e1}) eng ko'p miqdorga oshishi, kollektor tokining (ΔI_{k1}) oshishiga olib keladi. Bu tok qo'shni tranzistorning bazasiga oqadi, natijada

$$\Delta I_{k2} = \Delta I_{b2} \cdot \beta = \Delta I_{k2} \cdot \beta_2. \quad (4.1)$$

$\beta_2 - T_2$ -tranzistorning tok bo'yicha kuchaytirish koeffitsiyenti

$$\Delta I_k^1 = \Delta I_{k2} \cdot \beta_1 = \Delta I_{k1} \cdot \beta_1 \cdot \beta_2. \quad (4.2)$$

$\beta_1 - T_1$ — tranzistorning tok bo'yicha kuchaytirish koeffitsiyenti. Shunday qilib tranzistorning toki birinchi boshlanishida quyidagi miqdorga oshadi:

$$\Delta I_{k1}^1 / \Delta I_k \cdot \beta_1 \cdot \beta_2. \quad (4.3)$$

Keyinchalik ish jarayoni davom etib tok oshib ketaveradi. 4.4-rasmda diod-tiristorning volt-ampere xarakteristikasi ko'rsatilgan.

4.5-rasmda triod — tiristorning volt-ampere xarakteristikasi keltirilgan.

Tiristorning asosiy parametrlari:

Ulanish kuchlanishi — U_{ulan} ;

Ulanish toki — I_{ulan} ;

O'chish toki — $I_{o'ch}$;

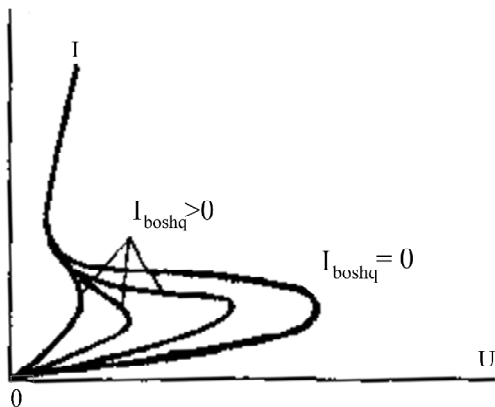
Boshqarish toki — I_{boshq} — bu tok eng kam qiymatida asbobning yopiq holatidan ochiq holatiga o'tkazadi;

Oqova tok — I_o ;

Qoldiq kuchlanish — U_{qol} .

To'g'ri maksimal ruxsat berilgan kuchlanish.

Teskari maksimal ruxsat berilgan kuchlanish.



4.5-rasm. Triod - tiristorning volt-amper xarakteristikasi.

Ulanish vaqti — t_{ylan} . Tiristorni ochish uchun impuls berilgan vaqtdan to kuchlanish boshlangʻich qiymatidan 0,1 gacha kamaygan vaqtgacha hisoblanadi.

Oʻchish vaqti — $t_{oʻchish}$. Bu shunday minimal vaqt, tiristorni ochiq holatdan yopiq holatga oʻtkazgandagi eng kam vaqt.

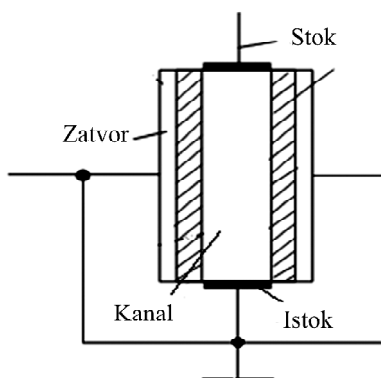
V. MAYDON TRANZISTORLARI VA ULARNING QO‘LLANILISHI

5.1. *p-n* o‘tishli boshqaruvchi maydon tranzistorlari

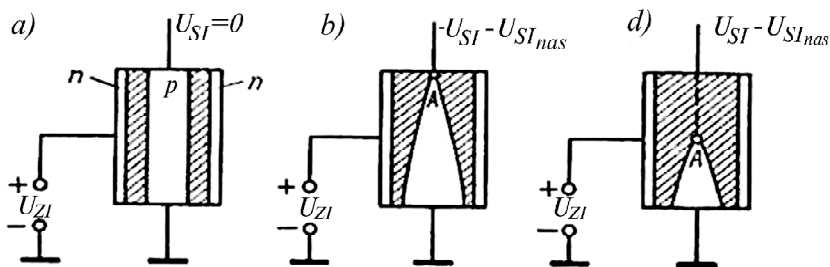
Bizga ma’lumki bipolar tranzistorda tok elektronlar va kovaklar hisobiga o‘tar edi, ammo maydon tranzistorida tokning o‘tishida faqatgina bir xil zaryadlar ishtirok etadi, elektronlar yoki kovaklar. Bu esa maydon tranzistorining kanali 1 qanday materialdan qilinganiga bog‘liq bo‘ladi.

Ishda KP101 tipli maydon tranzistoridan foydalaniladi. Bu maydon tranzistorining kanali *p* tiplidir (5.1-rasm). Kanalning chekki qismlariga *n*-tipli yarim o‘tkazgich bilan qoplangan va bu zatvor vazifasini o‘taydi 2. Zatvor bilan kanal orasida *p-n* o‘tish hosil bo‘ladi. Kanaldan stok va istok (3 va 4) elektrodlari chiqarilgan. Stok va istok kuchlanish manbayiga ulanganda asosiy zaryadlar kanalda stok tomon harakatlanadi.

p-tipli kanalga ega bo‘lgan tranzistorda uning stok elektrodi manbaning manfiy qutbiga ulanadi, zatvor va istok esa teskari yo‘nalishda manbaga ulanadi.



5.1-rasm.



5.2-rasm.

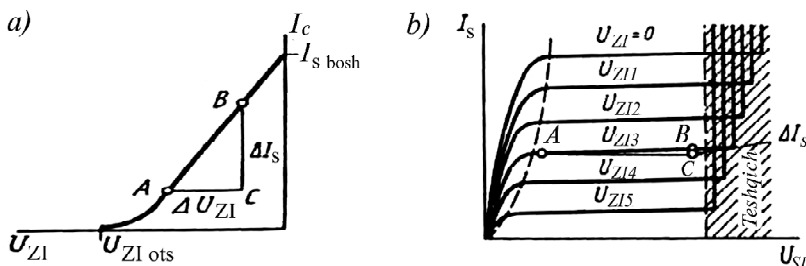
Tranzistorning chiqish toki, ya'ni stok toki I_s stokdagi kuchlanish U_s kattaligiga bog'liq va bu kuchlanish ortishi stok tokining ortishiga sabab bo'ladi. Bundan tashqari I toki U_{si} kuchlanishi kattaligiga bog'liq. Bu kuchlanishning oshishi elektr zanjiridan xoli bo'lgan sohani kengayishiga olib keladi, boshqacha aytganda kanalning ko'ndalang kesimini o'zgartiradi. Kanal ko'ndalang kesimining oshishi esa o'z navbatida I_s stok tokining kamayishiga sabab bo'ladi. $U_{si} = 0$ bo'lganda U ni kuchlanishi kanalning ko'ndalang kesimini kengayishiga olib keladi va shu sababli kanalning elektr qarshiligi ortadi (5.2-rasm).

U_{si} kuchlanishning paydo bo'lishi elektr zaryadlaridan xoli bo'lgan sohaning shaklini (konfiguratsiyasini) o'zgartiradi. Kanalning ko'ndalang kesimi stok tomoni kichrayib boradi, chunki zatvor va kanal orasida potensiallar farqi kanal tomon ortib boradi. U kuchlanishning ma'lum bir qiymatida ($U_{si} = \text{const}$ bo'lgan vaqtda). Zaryaddan hosil bo'lgan sohalar bir-biriga jipslashadi (A nuqta) (5.2,b- rasm) va bu vaqtda to'yinish vujudga keladi. $U = U -$ to'yinish kuchlanishi deb ataladi. U kuchlanishning yanada oshishi A nuqtani istok tomon siljishiga sabab bo'ladi. U kuchlanishi katta qiymatga yetgan vaqtda tranzistor kanalida teshilish vujudga keladi va u ishdan chiqadi.

Maydon tranzistorlarining asosiy xarakteristikalaridan biri ularning stok-zatvor xarakteristikasidir (5.3, a-rasm). Unda

$I=/(U)$ bog‘liqlik $U=const$ bo‘lgan holatda olinadi. Bu xarakteristika tranzistorning berkilish kuchlanishi U_{zi} berk ni aniqlashga imkon beradi.

Maydon tranzistorining chiqish toki (I) bipolar tranzistorlardan farqli o‘laroq zatvordagi kuchlanish orqali aniqlanadi (U), chunki maydon tranzistorlarida zatvordan o‘tayotgan tok miqdori nolga yaqin va u p-n o‘tishni teskari tokidir.



5.3-rasm.

Maydon tranzistorining yana bir xarakteristikasi ularning stok xarakteristikasidir. Analitik holda u quyidagi tenglama bilan ko‘rsatiladi:

$U_{SI} = / (U_{SI}), U_{IZ} = const$ bo‘lgan holat uchun olinadi (5.3, b-rasm).

Maydon tranzistorining asosiy parametri ularning stok-zatvor xarakteristikasining tikligi — S va tranzistor chiqishining aktiv o‘tkazuvchanligi g . Tiklik — S zatvordagi kuchlanish U_{zi} 1 V ga o‘zgarganda, stok toki I_S qancha milliamperga o‘zgarishini

ko‘rsatadi, ya’ni (1) $S = \frac{\Delta I_S}{\Delta U_{ZI}}$; $U_{SI} = const$ bo‘lganda.

Bu parametr bilan tranzistorning kuchaytirish xususiyatlari aniqlanadi. ΔI_S va ΔU kattaliklar stok-zatvor xarakteristikasi orqali topiladi (5.3, a-rasm). Bu maqsadda xarakteristikani tekis chiziqli uchastkasida ABC uchburchak ko‘riladi va ΔI_S va ΔU_{zi}

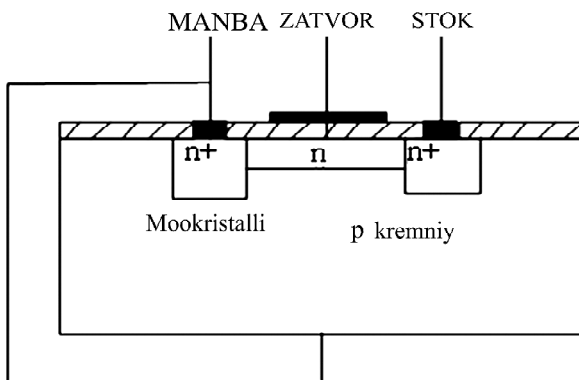
orttirmalarining kattaliklari aniqlanadi va shundan so‘ng S — tiklik formula yordamida topiladi.

Tranzistor chiqishining aktiv o‘tkazuvchanligi g_{22I} xarakteristikasining qiyaligi bo‘yicha aniqlanadi (5.3, b-rasm). Bu maqsadda xarakteristikaning to‘yinish uchastkasida ABC uchburchak ko‘riladi va undan ΔI_S va ΔU_{ZI} orttirmalarining kattaligi topiladi va quyidagi formula yordamida g_{22I} aniqlanadi:

$$g_{22I} = \frac{\Delta I_S}{\Delta U_{SI}}; \text{ bunda } U_{ZI} = \text{const bo‘ladi.}$$

5.2. MOP — tranzistorlari

5.4-rasmda zatvori alohida bo‘lgan tranzistorlarni sxematik ko‘rinishi keltirilgan.



5.4-rasm. MOP — tranzistori.

Bunday tranzistorlarni ko‘pincha MOP yoki MDP tranzistorlar deb ataladi. Asbob p turdagi plastinkali monokristall asosdan tashkil topgan. Asos yuzasiga n -turdagi primesni surilishi natijasida istok va stok sohasi uchun quyuq konsentratsiyali qatlam hosil qilingan. Stok bilan istok orasidagi masofa

1 *mkm*. Bu masofada yupqa n turdagi kremniy qatlami hosil qilingan (kanal). Zatvor esa qalinligi 0,1 *mkm* li dielektirik bilan kanaldan izolatsiyalangan. Dielektrik sifatida kremniy ikki oksidi (SiO_2) ishlatiladi. Zatvorga istokka nisbatan berilgan kuchlanishning ishorasi musbat va manfiy bo'lishi mumkin. Zatvordagi kuchlanishga qarab turib esa kanaldagi zaryadlar quyuqlashadi (boyiydi) yoki siyraklashadi (kambag'allashadi). Masalan: istokka nisbatan zatvorga manfiy potensial bersak kanaldan oqayotgan zaryadlar asosga qarab suriladi, natijada istokdan chiqqan zaryadlar stokka kam yetib keladi va stok toki kam hosil bo'ladi. Agar istokka nisbatan zatvorga musbat potensial bersak, kanaldan oqayotgan zaryadlar konsentratsiyasi asosga surilmaydi va kanalda zaryadlar oqimi quyuqlashadi natijada I_s stok toki ko'payadi. Shunday qilib zatvori alohida bo'lgan tranzistor faqatgina zatvorga manfiy potensial berganda ishlamasdan balki zatvorga musbat va nol potentsiallar berganda ham ishlaydi.

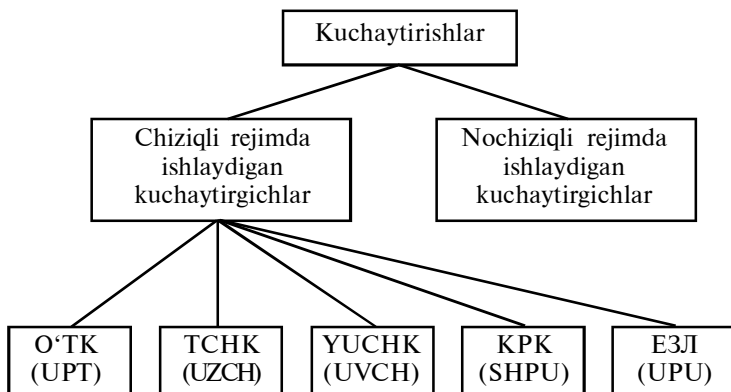
VI. ELEKTRON KUCHAYTIRGICHLAR

6.1. Kuchaytirgichning tasniflari va asosiy texnik ko'rsatkichlari

Elektron asboblarning asosiy vazifalaridan biri, bu elektr signallarini kuchaytirishdan iborat. Bu vazifani bajarib beruvchi qurilma kuchaytirgich deyiladi. Kuchaytirgich qurilmalari keng sohada qo'llaniladi. Ular turli xil elektron jihozlarining qismlarida ya'ni: avtomatika va telemexanika qurilmalarida ishlatiladi, boshqaruvchi va boshqariluvchi sistemalarda, kuzatuvchi sistemalarda, sozlovchi sistemalarda, elektron hisoblash mashinalarda, tekshiruvchi va o'lchov asboblarda ishlatiladi.

Kuchaytirgichlar asosiy belgilariga qarab quyidagilarga bo'linadilar: kuchaytirmoqchi bo'lgan signalning xarakteriga qarab (garmonik signal kuchaytirgichlari, impuls signal kuchaytirgichlari va boshqalar) kuchaytirgichda ishlatiladigan elementlarga qarab (tranzistorli yoki lampali); kuchaytirgich kaskadlarining soniga qarab; ishlatiladigan manbaga qarab va boshqalar. Ammo asosiy belgilaridan biri bu ishlatilishi mumkin bo'lgan chastota chegarasi. Hamma kuchaytirgichlar chiziqli va nochiziqli holatda ishlovchi kuchaytirgichlarga bo'linadilar. Chiziqli holatda ishlovchi kuchaytirgichlarga chiqish signalining shakli, kirish sigalining shakliga o'xshagan signal olish talabi qo'yiladi. Chiziqli holatda ishlovchi kuchaytirgichlarning asosiy ko'rsatkichlari, amplituda xarakteristikasi (AX), amplituda-chastota xarakteristikasi (AChX), amplituda-faza xarakteristikasi (AFX)dir.

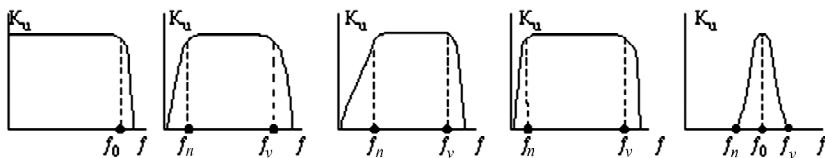
AChX ning xiliga qarab ular quyidagilarga bo'linadilar 6.1-rasm: o'zgarmas tok kuchaytirgichlari (O'TK); ovoz chastota



6.1-rasm. Kuchaytirgich sinflari.

kuchaytirgichlari yoki past chastotali kuchaytirgichlar (OChK); yuqori chastotali kuchaytirgichlar (YuChK); keng polosali kuchaytirgichlar (KPK); tor polosali kuchaytirgichlar (TPK).

Tor polosali kuchaytirgichlari faqatgina past chastotada emas, yuqori chastotalarda ham ishlatiladi. Yuqori chastotalarda filtr sifatida ishlatiladi, chunki kerakli diapazondagi to'liqlarni ajratib olish uchun ishlatiladi. Shuning uchun bu kuchaytirgichlar rezonansli kuchaytirgichlar deyiladi. Ishlayotgan vazifasiga qarab kuchaytirgichlar dastlabki kaskadda ishlovchi kuchaytirgichlarga va chiqishda ishlovchi kuchaytirgichlarga bo'linadi. Dastlabki kaskadda ishlovchi kuchaytirgichlar kuchlanishni oshirish uchun ishlatilsa, chiqishda ishlovchi kuchaytirgichlar tokni quvvatni oshirish uchun ishlatiladi.



$$f_0 = 10^3 \div 10^8 \text{ Gs}; \quad f_n = 20 \text{ Gs}; \quad f_n = 10, 20, \dots kGs; \quad f_n = 20 \text{ Gs}; \\ f_v = 15 \div 20 \text{ kGs}; \quad f_v = 100, 200, \dots MGs; \quad f_v = 100, 200, \dots kGs; \quad f_v/f_n < 1, 1;$$

6.2-rasm. Kuchaytirgichlarning amplituda-chastota xarakteristikalar.

Kuchaytirgichlarning asosiy texnik ko'rsatkichlari. Kuchaytirgichlarning asosiy texnik ko'rsatkichlariga quyidagilar kiradi:

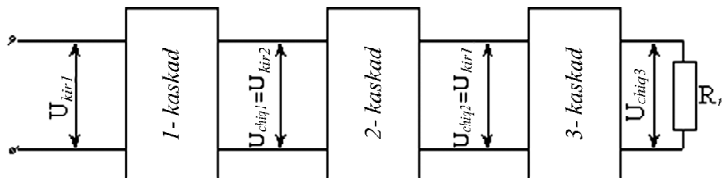
— kuchaytirish ko'effitsiyenti (tok bo'yicha, kuchlanish bo'yicha, quvvat bo'yicha):

- kirish va chiqish qarshiligi;
- chiqish quvvati;
- foydali ish ko'effitsiyenti;
- nominal kirish kuchlanishi (sezgirlik);
- chastota bo'yicha kuchaytirish oralig'i;
- amplituda bo'yicha dinamik diapazon;
- signallarni buzilishi;
- chastota, faza va nohiziqli buzilish.

Kuchaytirish ko'effitsiyenti — chiqishdagi signal kirishdagi signalga nisbatan necha barobar kuchayganini bildiradi.

$$K_i = U_{chiq} / U_{kir} \quad (6.1)$$

K_i — kuchaytirgichlarda bir necha yuz marotabalab oshadi. Bu ham kamlik qilsa kuchaytirgichlar ketma-ket qilib ulanadi.



6.3-rasm. Kuchaytirgichlarni ketma-ket ulash struktura sxemasi.

Kaskadlarning umumiy kuchaytirish ko'effitsiyenti har bir kaskadning kuchaytirish ko'effitsiyentini ko'paytmasiga teng.

$$K_{umumiy} = K_1 \cdot K_2 \cdot \dots \cdot K_n \quad (6.2)$$

Yoki $K_i = U_{chiq3} / U_{kir1}$ K — o'lchovsiz kattalik.

Ya'ni:

$$\begin{aligned} K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 &= U_{chiq1} / U_{kir1} \cdot U_{chiq2} / U_{chiq1} \cdot U_{chiq3} / U_{chiq2} = \\ &= U_{chiq3} / U_{kir1} \end{aligned}$$

Kuchaytirgichlarda kuchaytirgichlarni baholash uchun logarifm kattalik kiritiladi. Logarifmning o'lchov birligi — detsibel (*db*) dir.

Kuchaytirish ko'effitsiyentini detsibelda ifodalasak quyidagicha bo'ladi.

$$K_{db} = 20 \lg U_{chiq} / U_{kir} = 20 \lg K. \quad (6.3)$$

Ya'ni

$$\begin{aligned} K_I(db) &= 20 \lg K_I, \\ K_I(db) &= 20 \lg K_I, \\ K_p(db) &= 10 \lg K_p. \end{aligned} \quad (6.4)$$

Formulada $K_r(db)$ da ko'effitsiyent 10 olinadi, chunki signal quvvati signal kuchlanishi kvadratiga proporsionaldir.

Umumiy kuchaytirish ko'effitsiyenti.

$$\begin{aligned} K_0(db) &= K_1(db) + K_2(db) + \dots + K_n(db) \\ K_0(db) &= K_1(db) + K_2(db) + \dots + K_n(db). \end{aligned}$$

Insonlarning eshitishi 1*db* tovushni farqlaydi.

Ya'ni $K_I = U_2/U_1 = 1.12$.

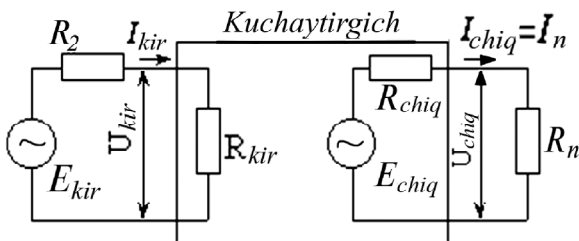
Bu formulani detsibel bo'yicha hisoblasak,

ya'ni

$K_I=10;$	$\lg 10=1;$	$K_I(db)=20;$
$K_I=100;$	$\lg 100=2;$	$K_I(db)=40;$
$K_I=1000;$	$\lg 1000=3;$	$K_I(db)=60;$
$K_I=100000;$	$\lg 100000=5;$	$K_I(db)=100.$

Agarda kuchlanish amplitudasi 100000 barobar o'zgarsa, inson tovushini 100 ta o'zgarishini sezadi (eng past va eng yuqori tovush inson asabiga tegadi yuqori tovushning kattaligi 140 *db*. dir).

Kuchaytirgichning kirish va chiqish qarshiligi. Kuchaytirgichni aktiv to'rt qutblik desak kirishiga kuchaytirmoqchi bo'lgan signal beriladi, chiqishidan esa kuchaygan signal olinadi ya'ni chiqishiga tok qarshiligi ulanadi. 6.4-rasmda kuchaytirgichni ekvivalent sxemasi ko'rsatilgan.



6.4-rasm.

Kirish signalining manbai bo'lib E_{kir} hisoblanadi, uning ichki qarshiligi R_2 dir. Chiqishda E_{chiq} — kuchlanish generatori sifatida berilgan (R_{chiq} — ichki qarshilik).

Kuchaytirgichni kirish qarshiligi

$$R_{kir} = U_{kir} / I_{kir} \cdot \quad (6.5)$$

Kuchaytirgichni chiqish qarshiligi

$$R_{chiq} = U_{chiq} / I_{chiq} \cdot \quad (6.6)$$

Manbaning ichki qarshiligi R_2 bilan R_{kir} orasida quyidagi tafovutlar bo'lishi mumkin, bu holatda:

$R_{kir} \gg R_2$ signal manbasi salt holatda ishlaydi;

$R_{kir} \ll R_2$ signal manbasi qisqa tutashtirilgan holatda bo'ladi;

$R_{kir} = R_2$ qarshiliklari moslashgan holatda deyiladi.

Chiqish zanjiri uchun:

$R_{yuk} \gg R_{chiq}$ - salt ish holati;

$R_{yuk} \ll R_{chiq}$ - qisqa tutashgan holat;

$R_{yuk} = R_{chiq}$ - qarshiliklari moslashgan holat.

Chiqish quvvati. Yuk aktiv qarshilik ko'rinishida bo'lsa:

$$P_{chiq} = U_{chiq}^2 / R_{yuk} = U_{mchiq}^2 / R_{yuk} \cdot \quad (6.7)$$

Kuchlanishni U_{chiq} , U_{mchiq} — haqiqiy va amplituda qiymatlari. Chiqish quvvati, bu foydali quvvat bo'lib yukda hosil bo'lgan quvvatdir.

Foydali ish koeffitsiyenti. Bu ko'rsatkich o'rta va katta quvvatli kuchaytirgichlarda asosiy ko'rsatkich hisoblanadi. Kuchaytirgichni F.I.K.

$$\eta = P_{chiq} / P_0 \cdot 100\% . \quad (6.8)$$

R_0 — kuchaytirgichning hamma elementlariga ish davomida sarf bo'lgan quvvat.

Nominal kirish kuchlanishi (sezgirligi). Chiqishda berilgan quvvatni hosil qiladigan nominal kirish kuchlanishiga aytiladi. Chiqishda kerakli quvvatni hosil qiladigan nominal kirish kuchlanishi qancha kam bo'lsa sezgirlik shuncha yuqori bo'ladi.

Chastota bo'yicha kuchaytirish oralig'i. Bu shunday chastota oralig'i, kuchaytirish koeffitsiyenti belgilangan texnik ko'rsatkichdan siljmaydi.

Kuchaytirgichning xususiy xalaqiti.

Amplitudaning dinamik chegarasi

Kuchaytirgichlarda kuchaytirgichlar har xil sabablarga ko'ra hosil bo'ladi. Issiqlik natijasida hosil bo'ladigan shovqin, kuchaytirgichning elementlarini hosil qiladigan shovqin.

Manba kuchlanishining pulslanishi hamda tashqi muhitdan magnit va elektr maydon ta'sirida hosil bo'ladigan shovqin.

Harorat oshgan sari zanjirning qarshiligi oshadi, natijada shovqin ham oshadi.

Muhit harorati $20-25^{\circ}C$ bo'lganda shovqin natijasida hosil bo'ladigan kuchlanish quyidagicha aniqlanadi.

$$U_{t.sh} \approx 013 \sqrt{(f_{yu} - f_{past})} \cdot R . \quad (6.9)$$

$U_{t.sh}$. — shovqin kuchlanishi, f_{yuk} , f_{past} chastota chegarasi, kGs da; R zanjirning aktiv qarshiligi.

Misol, Agarda $f_{yuk}=10000$, $f_{past}=100$ Gs , $R=500$ Om bo'lsa, $U_{t.sh} \approx 0,27$ mkV bo'ladi.

Dinamik chegara deb, maksimal kirish kuchlanishini minimal kirish kuchlanishi nisbatiga aytiladi va detsibelda o'lchanadi.

$$D_{db} = 20 \lg U_{kir \max} / U_{kir \min} \quad (6.10)$$

Kuchaytirgichlarda buzilish. Kuchaytirgichlarda kirish signali kuchayishi jarayonida buzilish paydo bo‘ladi. Ular quyidagilar: nohiziqli, chastotaviy va fazaviy.

Nohiziqli buzilishda chiqishdagi kuchlanishning shakli kirishdagi kuchlanishga nisbatan o‘zgaradi. Buning sababi zanjirning nohizli xususiyatidir.

Bu buzilishni keltirib chiqaradigan sabablar quyidagilardir: zanjirdagi elementlarning nohiziqli xarakteristikasi, transformator, drosselning magnitlanishi sabab bo‘ladi.

Nohiziqli buzilishning darajasi nohiziqli buzilish koeffitsiyenti orqali aniqlanadi (garmonika koeffitsiyenti).

Fure teoremasiga asosan har qanday nosinusoidal signal sinusoidal va subgarmonik signallarni yig‘indisidan tashkil topadi.

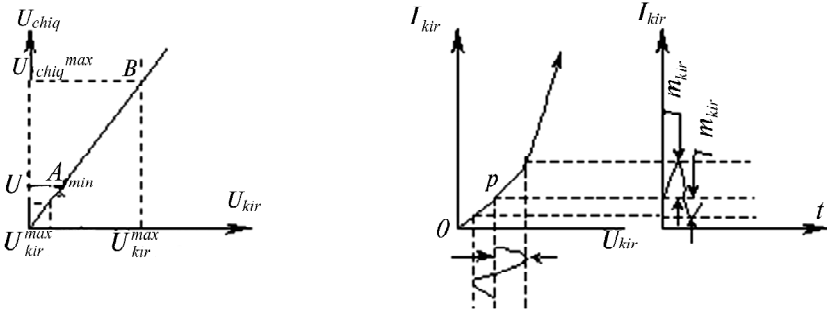
Garmonik koeffitsiyent quyidagicha aniqlanadi:

$$K_r = \sqrt{P_2 + P_3 + \dots + P_n} / P_1, \quad (6.11)$$

$P_2 + P_3 + \dots + P_n$ — yukdagi subgarmonik quvvatlarning yig‘indisi.

P_1 — birinchi garmonik quvvat.

Agar yuk qarshiligi hamma garmonikalar uchun bir xil ta’sirga ega bo‘lsa u vaqtda garmonika koeffitsiyenti quyidagicha aniqlanadi.



6.5-rasm. Kuchaytirgichning kirish va chiqish xarakteristikasi.

$$K_r = \sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2} / I_1 = \sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2} / U_1. \quad (6.12)$$

$I_1, I_2, I_3 \dots$ tok bo'yicha haqiqiy (yoki amplituda) qiymatlari, $U_1, U_2, U_3 \dots$ kuchlanish bo'yicha haqiqiy (yoki amplituda) qiymatlari. Nochiziqli buzilish koeffitsiyenti foizda ifodalanadi. Shuning uchun (6.11), (6.12) ning natijasini 100 ga ko'paytiriladi.

Umumiy nochiziqli buzilish koeffitsiyenti quyidagicha aniqlanadi:

$$K_{2umum} = K_{21} + K_{22} + \dots + K_{2n}. \quad (6.13)$$

$K_{12}, K_{22}, \dots, K_{n2}$ — har bir kaskadga tegishli nochiziqli buzilish koeffitsiyenti.

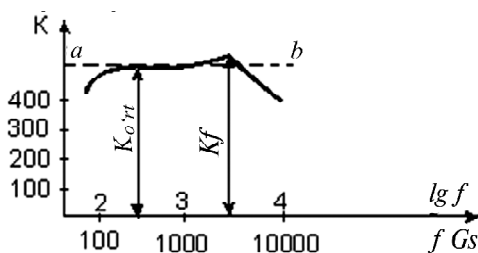
Chastotaviy buzilish. Har xil chastotalarda chiqish signalining chastotasi kirish signalining chastotasidan farqlanadi.

Buning hosil bo'lish sababi, elementlarni kavsharlash natijasida hosil bo'lgan sig'im va boshqalar.

Chastotaviy buzilish koeffitsiyenti amplituda-chastota xarakteristikasidan aniqlanadi (6.6-rasm).

Buzilish darajasi chastotaviy buzilish koeffitsiyenti M orqali aniqlanadi. M esa o'rta chastotadagi kuchaytirish koeffitsiyentini $K_{o'rt}$; shu tekshirilayotgan chastotadagi kuchaytirish koeffitsiyentiga K_f nisbati olinadi:

$$M = K_{o'rt} / K_f \quad (6.14)$$



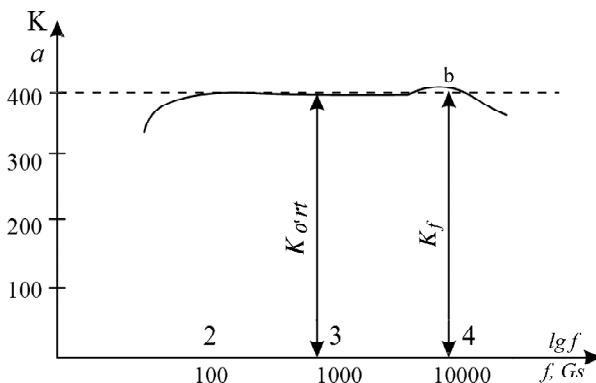
6.6-rasm. Kuchaytirgichning amplituda-chastota xarakteristikasi.

Chastotaviy buzilish odatda AChX ning chetki chegara qismida f_{past} , f_{yuqori} hosil bo‘ladi va chastotaviy buzilish koeffitsiyenti quyidagicha aniqlanadi:

$$M_{past} = K_{o'r} / K_{past}; \quad M_{yuqor} = K_{o'r} / K_{yuqor}; \quad (6.15)$$

K_{past} va K_{yuqori} — past va yuqori chastotalardagi chastotaviy buzilish koeffitsiyenti.

Agarda $M > 1$ bo‘lsa, AChX da shu qidirilayotgan chastotada xarakteristika pasayadi, agarda $M < 1$ bo‘lsa, AChX da shu qidirilayotgan chastotada xarakteristika ko‘tariladi (6.7-rasm).



6.7-rasm. Amplituda-chastota xarakteristikasi.

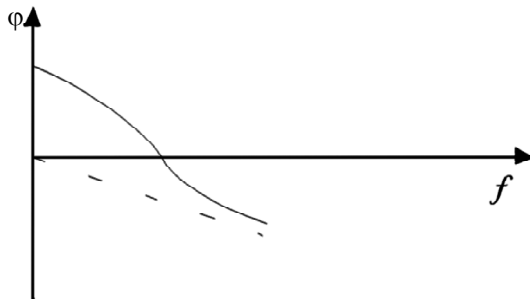
Agar kuchaytirgich ko‘p kaskadli bo‘lsa,

$M_{umum} = M_1 \cdot M_2 \cdot M_3 \cdot \dots \cdot M_n$, M ni detsibel orqali ifodalash qulaydir. Shuning uchun $M_{db} = 20 \lg M$:

$$M_{umum} = M_{1db} + M_{2db} + \dots + M_{pdb}. \quad (6.16)$$

Fazaviy buzilish. Fazaviy buzilishning faza-chastota xarakteristikasidan aniqlanadi. Bu buzilish 6.8-rasmda kirish signali bilan chiqish signali orasidagi fazalar farqi bilan chastota orasidagi bog‘liqlik orqali keltiriladi.

Agarda faza surilishi chastotaga chiziqli bog‘langan bo‘lsa unda faza buzilishi bo‘lmaydi. 6.8-rasmdagi xarakteristikadan



6.8-rasm. Fazalar farqi bilan chastota orasidagi bog‘lanish.

ko‘rinib turibdiki bo‘linib-bo‘linib chizilgan xarakteristika nazariy xarakteristika bo‘lib, buzilish bo‘lmagan holatdagi xarakteristikadir.

Sidrig‘a chiziq bilan chizilgan xarakteristika esa amaliy olingan xarakteristikadir. Amaliy olingan xarakteristikadan ko‘rinib turibdiki, past chastotada va yuqori chastotada kirish signali bilan chiqish signali orasida fazalar farqi mavjud bo‘ladi. Bu esa faza buzilishiga olib keladi. Chastota kengligining o‘rta qismida esa faza buzilishi sodir bo‘lmaydi.

6.2. Kuchaytirgich kaskadlarini ish holatlari

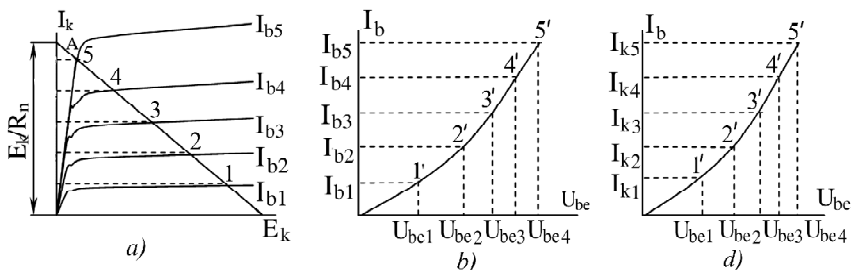
Kuchaytirgichlarni sxemalarini o‘rganishdan oldin ularni ish holatlarini o‘rganamiz.

Buning uchun $n-p-n$ tranzistorni umumiy emitter ulanish sxemasi uchun dinamik o‘tish xarakteristikasidan foydalanamiz, ya’ni $I_{chiq} = f(U_{kir})$.

Bu quyidagicha amalga oshiriladi:

1. E_k va R_{yuk} statik chiqish xarakteristikasiga belgilanadi va AV yuklama chizig‘i o‘tkaziladi (6.9, a-rasm).

2. Dinamik yuklama xarakteristikasini statik chiqish xarakteristikasi bilan kesishgan nuqtalari (1,2,3,...) aniqlanib I_b va I_k toklari topiladi.



6.9-rasm. Tranzistorning kirish va chiqish xarakteristikalar.

3. Topilgan I_b tokini statik kirish xarakteristikasiga ko'chiriladi, ya'ni $U_{ke} = 5V$ bo'lgan holda (6.9, b-rasm).

4. Har bir I_b tokiga mos kelgan U_{be} kuchlanishi topiladi (6.9, b-rasm).

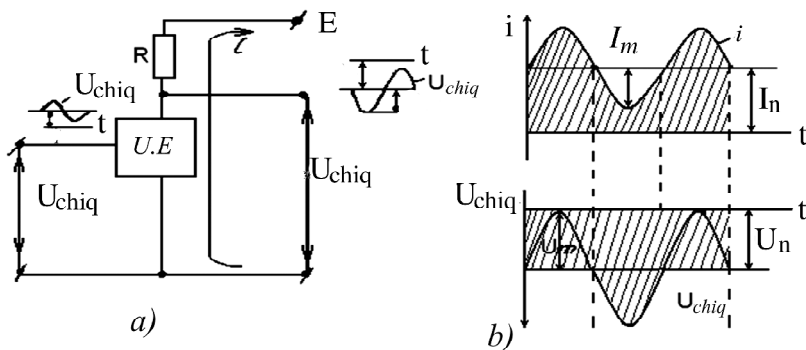
5. Har bir U_{be} kuchlanishiga mos keladigan I_k tokini topiladi va $I_k = f(U_{be})$ xarakteristikasi tuziladi (6.9, d-rasm).

Ishchi nuqtaning dinamik chiqish xarakteristikasida joylashish o'rniga qarab kuchaytirgich A, V va AV holatlarda ishlaydi.

6.3. Bipolar tranzistorlardan tuzilgan kuchaytirgichlar

Kuchaytirgichning asosiy elementlaridan biri boshqariluvchi elementdir (BE). Buning funksiyasini bipolar yoki maydon tranzistori bajaradi. Bundan tashqari qarshilik R bilan E kuchaytirgichning chiqish zanjirini tashkil qiladi (6.10-rasm).

Kuchaytirgichning kirishiga esa sinusoidal garmonik signal U_{kir} beriladi (6.10, b-rasm). Chiqish signali BE ning chiqishidan yoki qarshilik R dan olinadi. BE ning qarshiligi o'zgarganda chiqishdan oqayotgan tok I_{chiq} ham o'zgaradi, ya'ni kirishdagi kuchlanish U_{kir} o'zgarganda. Kuchayish prinsipi shunga asoslanganki o'zgaras kuchlanish E o'zgaruvchan



6.10-rasm. Kuchaytirgichning: a) struktura sxemasi; b) kirish va chiqish signallari.

chiqish kuchlanishiga aylanadi, ya'ni U_{kir} signalining qonuni asosida o'zgaradi. Chiqishdagi kuchlanish shunday qaraladiki o'zgaruvchan kuchlanish va tok o'zgarmas kuchlanish va toklarining yig'indisiga teng bo'ladi, ya'ni o'zgaruvchan tashkil etuvchilar o'zgarmas tashkil etuvchilarga $I_{o'zg}$, $U_{o'zg}$ ustma-ust tushadi.

Bular orasidagi munosabat shunday bo'lishi kerakki o'zgaruvchan tashkil etuvchining amplituda qiymati o'zgarmas tashkil etuvchidan kichkina yoki teng bo'lishi kerak. $I_{o'zg} \geq I_m$ va $U_{o'zg} \geq U_m$. Agarda bu shart o'rinli bo'lmasa chiqish signalining shakli buziladi. Shunday qilib chiqish zanjirida o'zgarmas tashkil etuvchi tok $I_{o'zm}$ va kuchlanish $U_{o'zm}$ hosil bo'lishi shart. O'zgarmas tashkil etuvchilar esa chiqish zanjirida ma'lum potentsialli tinch holatni tashkil qiladi.

BE ning kirishiga kuchlanish berilsa chiqishda o'zgaruvchan tok tashkil etuvchisi hosil bo'ladi, natijada BE ning chiqishida o'zgaruvchan kuchlanish tashkil etuvchisi hosil bo'ladi, buning kattaligi esa kirish kuchlanishining kattaligidan katta bo'ladi. Tranzistorlarning ulanishiga qarab kuchaytirgichlarning ko'rsatkichlari har xil bo'ladi.

Kuchaytirgichda avval aytilganidek uch xil ulanish sxemasi mavjud. Umumiy emitter (UE), umumiy kollektor (UK), umumiy baza (UB) ulanish sxemasi mavjud.

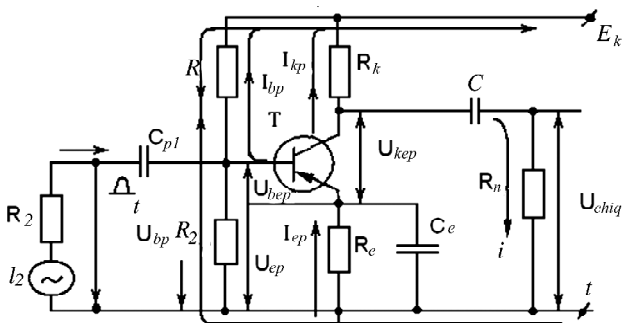
6.4. Kuchaytirgichning umumiy emitter ulanish sxemasi

Quyidagi sxema orqali UE ulanish sxemasi hosil qilinadi (6.11-rasm).

Sxemaning asosiy elementlaridan manba E_k , boshqariluvchi element — tranzistor T . Qolgan elementlar yordamchi vazifani bajaradilar. Masalan: Sig'im S_{a1} , S_{a2} — ajratuvchi sig'im, S_{a1} — tokning o'zgarmas tashkil etuvchisini o'tkazmaydi, S_{a2} — yukka o'zgarmas tashkil etuvchi kuchlanishni o'tkazmaydi, o'zgaruvchan tashkil etuvchini o'tkazadi.

R_1 va R_2 zanjirda tinch holatni hosil qilib beruvchi qarshiliklar. S_e teskari bog'lanishning elementi bo'lib, harorat oshganda zanjirni tinch holatiga salbiy ta'sirini kamaytiradi. S_e - esa R_e qarshilikni o'zgaruvchan tok orqali shuntlaydi, shu bilan bir qatorda o'zgaruvchan tashkil etuvchining manfiy teskari bog'lanishni cheklaydi.

Bu sxemani kuchaytirgichning umumiy emitter ulanish sxemasi deyishdan maqsad emitter elektrodi kirish va chiqish zanjiri uchun umumiydir. Sxemaning ishlash prinsipi quyidagicha: Kaskadning chiqishida va kirish zanjirida o'zgarmas potensial hosil qilinadi. Chiqishdagi hosil qilingan potensialning kattaligi kirishdagi potensialdan katta bo'ladi. Kirishiga kuchaytirmoqchi bo'lgan signalni bersak U_{kir} bazaning o'zgaruvchan



6.11-rasm. Kuchaytirgichning umumiy emitter ulanish sxemasi.

tashkil etuvchi tokini o'zgartiradi, bu esa kollektorning o'zgaruvchan tashkil etuvchi tokiga ta'sirini o'tkazadi. O'z navbatida R_k qarshilikdagi kuchlanishni pasayishini o'zgarishiga ta'sir etadi. Bu o'zgarish esa kollektor chiqishdagi sig'im Sa_2 orqali yukka beriladi.

Shunday qilib chiqishda kirish signalining chastotasiga teng bo'lgan amplitudasi katta bo'lgan kuchaytirilgan signal fazalar farqi 180° bo'lgan holda olinadi.

Kaskadning parametrlaridan tok bo'yicha kuchaytirish koefitsiyenti — K_I , kuchlanish bo'yicha kuchaytirish koefitsiyenti — K_U , quvvat bo'yicha kuchaytirish koefitsiyenti K_P va kirish qarshiligi R_{kir} , chiqish qarshiligi R_{chiq} . Bu parametrlarni topishda o'zgaruvchan tok orqali topiladi. Buni aniqlash uchun tranzistorni va butun sxemani ekvivalent sxema orqali almashiriladi.

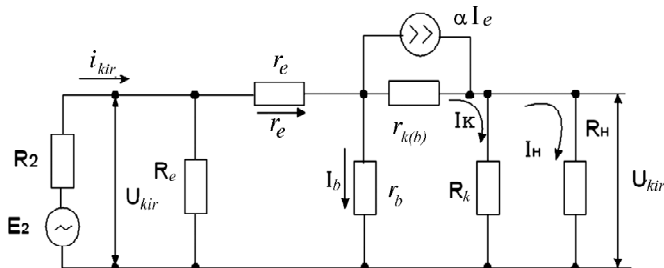
Quyidagi 6.12-rasmda kuchaytirgichning umumiy emitter ulanish ekvivalent sxemasi berilgan.

Kaskadning qarshiligi R_{kir} :

$$R_{kir} = R_1 // R_2 // r_{kir}, \quad (6.17)$$

r_{kir} — tranzistorning kirish qarshiligi

$$r_{kir} = r_b + (1 + \beta)r_e. \quad (6.18)$$



6.12-rasm. Kuchaytirgichning umumiy emitter ulanish ekvivalent sxemasi.

$R_1 // R_2 \geq (2/5)r_{kir}$ shart berilganda:
 kirish qarshiligi r_{kir} 1÷3 kOm oshmaydi. Chiqish qarshiligi R_{chiq} :

$$R_{chiq} = R_k // r_k(e). \quad (6.19)$$

$r_{ke1} \gg R_k$ chiqish qarshiligi R_k orqali aniqlanadi.

Tok bo'yicha kuchaitirish koeffitsiyenti:

$$K_I \approx \beta R_k // R_{yuk} R. \quad (6.20)$$

Kuchlanish bo'yicha kuchaytirish koeffitsiyenti K_i :

$$K_i = i_{yuk} R_{yuk} / i_{kir} (R_i + R_{kir}) = K_I R_{yuk} / R_i + R_{kir}. \quad (6.21)$$

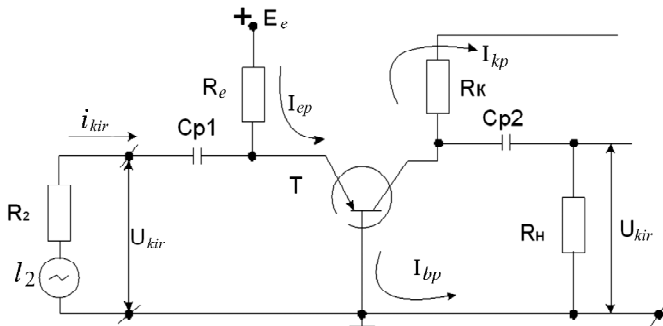
Quvvat bo'yicha kuchaitirish koeffitsiyenti K_r :

$$K_p = R_{chiq} = K_i \cdot K_I. \quad (6.22)$$

UE ulanishdagi kaskadda $K_r = (0,2 \div 5) \cdot 10^3$ gacha yetadi.

6.5. Kuchaytirgichning umumiy baza ulanish sxemasi

Kuchaytirgichning umumiy baza ulanish sxemasi 6.22-rasmda ko'rsatilgan. Undagi E_a , R_e , I_e ning tokni hosil qilish uchun ishlatiladi. Qolgan elementlarning vazifasi xuddi KUE ulanish sxemasidagi elementlarning vazifasiga o'xshaydi.



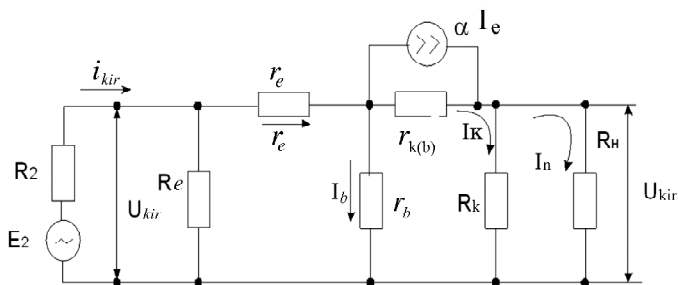
6.13-rasm. Kuchaytirgichning umumiy baza ulanish sxemasi.

Kaskadning kirish qarshiligi

$$R_{kir} = R_e // [r_e + (1 - \alpha)r_b]. \quad (6.23)$$

Kirish qarshiligi asosan r_e ga bog'liq va u 10—50 *Om* tashkil qiladi. Kirish qarshiligi kichikligi uning kamchiligi hisoblanadi.

Kuchaytirgich kaskadning ekvivalent sxemasi quyidagi 6.14-rasmda ko'rsatilgan.



6.14-rasm. Kuchaytirgichning umumiy baza ulanish ekvivalent sxemasi.

KUB ulanish sxemasining chiqish qarshiligi.

$$R_{kir} = R_1 // R_2 // r_{kir}. \quad (6.24)$$

Kollektor tokining o'zgaruvchan tashkil etuvchisi $I_k = \alpha I_e$. Emitter zanjiri hisoblangani uchun tok bo'yicha kuchaytirish $K_I < 1$ kichik bo'ladi. Ya'ni:

$$K_1 \approx \beta R_k // R_{yuk} R. \quad (6.25)$$

Kuchlanish bo'yicha kuchaytirish koeffitsiyenti K_i :

$$\begin{aligned} K_i &= i_{yuk} R_{yuk} / i_{kir} (R_i + R_{kir}) = \\ &= K_I R_{yuk} / R_i + R_{kir}. \end{aligned} \quad (6.26)$$

6.6. Maydon tranzistorlari orqali hosil qilingan kuchaytirgichlar

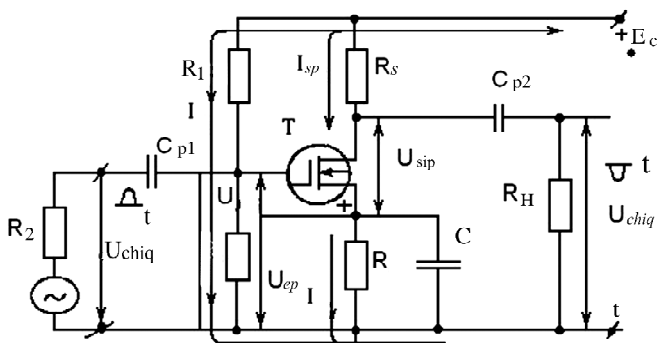
Maydon tranzistorlari orqali kuchaytirgichlar hosil qilinishi bipolar tranzistorlar orqali hosil qilingan kuchaytirgichlarga o'xshaydi. Ularning farqi boshqarishda bo'lib, maydon tranzistorlari kuchlanish orqali boshqarilsa bipolar tranzistorlar tok orqali bajariladi.

Maydon tranzistorlari xuddi bipolar tranzistorlar singari uch ulanish sxemasiga ega. Umumiy istok ulanish orqali kuchaytirgich hosil qilish (UI). Umumiy stok (US) ulanishi orqali kuchaytirgich hosil qilish sxemasi va umumiy zatvor sxemasi orqali kuchaytirgich hosil qilish sxemasi.

Umumiy zatvor orqali hosil qilish sxemasida kirish qarshiligi kam bo'lganligi uchun kam qo'llaniladi.

Umumiy istokli kuchaytirgich. Bu sxema 6.15-rasmda ko'rsatilgan hosil qilingan kuchaytirgich n -kanalli MDP tranzistor orqali hosil qilinadi. Bu tranzistorning kanalida zaryadlar siyraklashgan va quyuq (boyigan) holatda bo'lganida ishlaydi.

Kuchaytirgich kaskadining asosiy elementlaridan manba $+E_s$, tranzistor T va qarshilik R_s yuk esa ajraluvchi sig'im C_{a2} orqali ulangan. Qarshiliklar R_3 , R_1 , R_i kirish zanjirida U_{3inich} -



6.15-rasm.

potensialni hosil qilish uchun (tinch holatni) uchun xizmat qiladi. R_i — qarshilik o'zgarmas tok bo'yicha manfiy teskari bog'lanishni hosil qiladi hamda tranzistorni ish holatini stabilash uchun ishlatiladi.

S_i — sig'im esa o'zgaruvchan tok bo'yicha manfiy teskari bog'lanish hosil qilish uchun ishlatiladi. S_{a1} — esa kaskadni kirish signali bilan bog'laydi. Tinch holatni maydon tranzistorli kuchaytirgichda hosil qilish xuddi avvalgi bipolar tranzistori orqali hosil qilingan kuchaytirgichga o'xshagan bo'ladi (6.16-rasm).

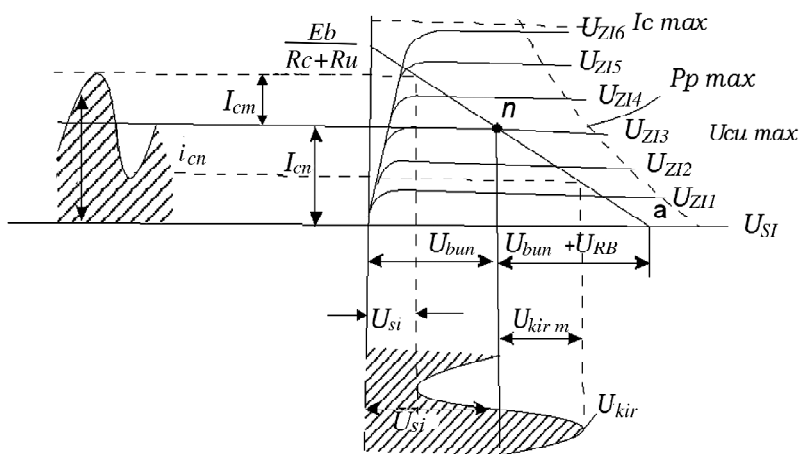
Sokin holatni tanlash

$$U_{sit} > U_{chiqt} + \Delta U_{si} \quad I_{st} > I_{st}. \quad (6.27)$$

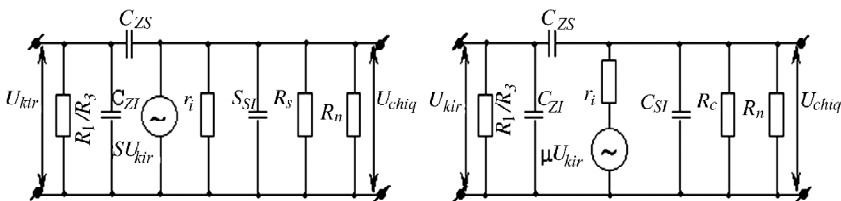
Sokin nuqta o'zgarmas tok bo'yicha hosil qilingan yuk xarakteristikasida joylashgan bo'ladi, ya'ni a va b nuqtalarni oralig'ida a nuqta uchun, $I_s=0$, $U_{si}=+E_s$, b nuqta uchun, $U_{si}=0$, $I_s=E_s/(R_s/R_n)$.

O'zgaruvchan tok bo'yicha $R_{yuk} = R_s // R_{yuk}$.

Tinch stok toki I_{st} va stok-istok kuchlanishi,



6.16-rasm.



6.17-rasm.

U_{sit} quyidagicha bog‘langan $U_{sit} = E_s - I_{st} (R_s + R_i)$.

R_3 — qarshilik zatvor potensialini ta‘minlash uchun ishlatiladi. R_3 qarshilik tranzistorning kirish qarshiligidan bir necha marta kam olinadi, ya‘ni $R_3 = 1 \div 2 \text{ M}\Omega$. Kuchaytirgichning umumiy istok sxemasi uchun quyidagicha ekvivalent sxema hosil qilinadi 6.17, a-rasm (tok manbayi bilan) va 6.17, b-rasm (kuchlanish manbayi bilan).

Kuchaytirgichning ko‘rsatkich parametrlari bo‘lib, tok bo‘yicha kuchaytirgich koeffitsiyenti K_I kuchlanish bo‘yicha kuchaytirgich koeffitsiyenti K_u , quvvat bo‘yicha kuchaytirgich koeffitsiyenti K_r , kirish qarshiligi R_{kir} , chiqish qarshiligi R_{chiq} va chiqish va kirish sig‘imi.

Kirish qarshiligi

$$R_{kir} = R_1 // R_3. \quad (6.28)$$

Chiqish qarshiligi

$$R_{chiq} = R_s // r_i \approx R_s. \quad (6.29)$$

Kuchlanish bo‘yicha kuchaytirish koeffitsiyenti

$$K_i = m \cdot R_{yuk} / r_i + R_{yuk}. \quad (6.30)$$

μ — statik kuchaytirish koeffitsiyenti:

$$S \cdot r_i = \mu.$$

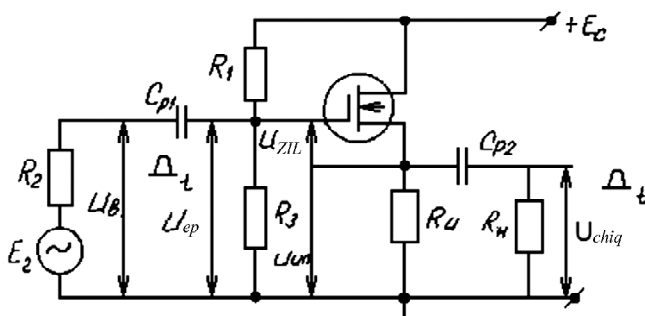
$S \cdot r_i = \mu$ — kaskadning kirish sig‘imi:

$$C_{kir} = C_{3s} + C_{3i}(1 - K_i) + C_m.$$

Misol tariqasida shuni ko‘rsatish mumkin:

$C_{3i} = 10n\Phi$, $C_{3i} = 2n\Phi$, $C_m = 20n\Phi$ va $K_i = 0,85$, kirish sig'imi $114n\Phi$.

Umumiy stokli kuchaytirgich (istokli qaytargich). Istokli qaytargich umumiy kollektor sxemasiga o'xshashdir. 6.18-rasmda umumiy stokli kuchaytirgichni prinsipial sxemasi keltirilgan.

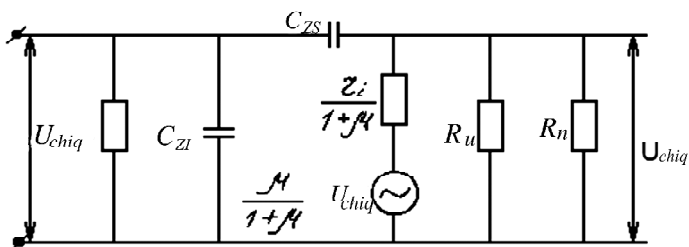


6.18-rasm.

R_3 , R_1 , R_i qarshiliklar tranzistorning tinch ishchi holatini hosil qilish uchun ishlatiladi, xuddi umumiy istok kuchaytirgichiga o'xshab 6.19-rasmda prinsipial sxemaning ekvivalent ko'rinishi keltirilgan.

Kirish qarshiligi $R_{kir} = R_1 // R_3$.

Zatvor istok oraligidagi qarshilik haroratining o'zgarishiga ta'siri kam, shuning uchun R_1 va R_2 larni katta qiymatlarini olish mumkin.



6.19-rasm.

US kuchaytirgichida kirish qarshiligi katta (bir necha megaom), bu esa UI kuchaytirgichining kirish qarshiligidan kattadir.

Chiqish qarshiligi R_{chiq}

$$R_{chiq} = R_i // r_i / 1 + \mu \approx 1/S. \quad (6.31)$$

$S = \mu / r_i$ — stok — zatvor xarakteristikaning burilish koeffitsiyenti;

R_{chiq} — esa umumiy istok sxemasiga nisbatan kam, ya'ni 100—3000 Ω ni tashkil qiladi.

Kuchlanish bo'yicha kuchaytirish koeffitsiyenti

$$K_i = S \cdot R_{yuk} / 1 + S \cdot R_{yuk}. \quad (6.32)$$

S va R_{yuk} hisobga olib K_i ni o'lchaydigan bo'lsak, $K_i \rightarrow 1$ intiladi.

Shuning uchun umumiy stokli kuchaytirgich S — buralish katta bo'lgan tranzistorlarni ishlatish maqsadga muvofiqdir. O'zgarmas tok bo'yicha R_i ni hisoblanadi, o'zgaruvchan tok bo'yicha esa quyidagicha bo'ladi

$$R_{yuk} = R_i // R_{yuk}. \quad (6.33)$$

Istok qaytargichdagi kirish sig'imi umumiy stokdagidan kamdir. Sig'implardagi toklar yig'indisi

$$I_{skir} = j\omega U_{kir} [C_{zs} + C_{zi}(1 - K_i) + C_m]. \quad (6.34)$$

Bu yerdan

$$C_{kir} = C_{3s} + C_{3i}(1 - K_i) + C_m, \quad (6.35)$$

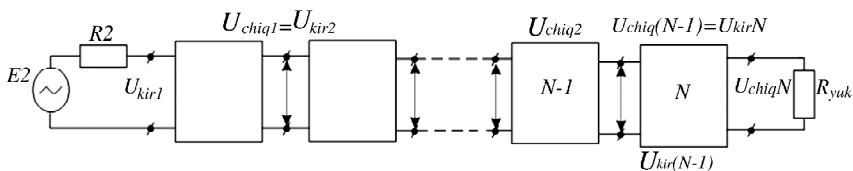
$$C_{3i} = 10n\Phi, \quad C_{3s} = 2n\Phi, \quad C_m = 2n\Phi \quad \text{va} \quad K_i = 0,85.$$

Kirish sig'imi $C_{kir} = 5,5 \text{ pF}$, umumiy istokda esa 114 pF .

(6.35) formuladan ko'rinib turibdiki $K_i \rightarrow 1$ intilib boradi, chunki kirish sig'imiga katta ta'sir etuvchi sig'implardan biri S_{zi} - kam ta'sir o'tkazadi.

6.7. Sig‘im orqali bog‘langan ko‘p kaskadli kuchaytirgichlar

Agarda signallarni kuchaytirilganda kuchaygan signal yetarli bo‘lmasa unda kuchaytirgichlarni bir nechtasini ketma-ket ulab kerakli signalni olish mumkin (6.20-rasm).



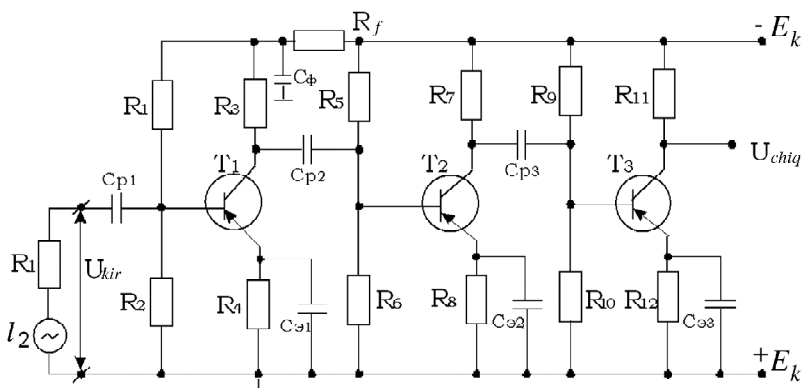
6.20-rasm. Ko‘p kaskadli kuchaytirgichning strukturaviy sxemasi.

Hozirda kuchaytirgichlar integral sxemalarda ketma-ket ulanib hosil qilinayapti. Ammo bu tor polosali kuchaytirgichlarda qo‘l kelmaydi, chunki u yerda bog‘lanishga transformator ham qo‘shiladi. Integral sxemalarni hosil qilishda esa sig‘im ham ishlatiladi, ammo u osma ravishda ishlatiladi.

Kaskadlarni bir-biriga bog‘lashda sig‘imlar OChK larda, YuChK larda va KPK larda ishlatiladi. Ko‘p kaskadli kuchaytirgichlarda birinchi kaskadning chiqish kuchlanishi keyingi kaskadning kirish signali bo‘lib xizmat qiladi. Yuk esa keyingi kaskadning kirish qarshiligi hisoblanadi. Ko‘p kaskadli kuchaytirgichning kuchlanish bo‘yicha kuchaytirish koeffitsiyenti quyidagicha bo‘ladi.

$$K_i = U_{yuk} / E_r = U_{chiq1} / E_r \cdot U_{chiq2} / U_{kir2} \cdot \dots \cdot U_{chiqN} / U_{kirN} = K_{i1} \cdot K_{i2} \cdot \dots \cdot K_{iN} \quad (6.36)$$

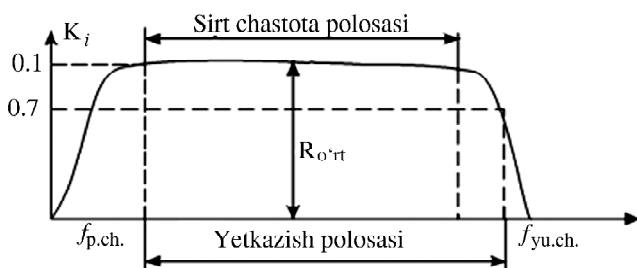
Ko‘p kaskadli kuchaytirgichlarda ular orasidagi bog‘lanish transformator orqali, sig‘im orqali va to‘g‘ridan to‘g‘ri bo‘ladi. Ko‘p kaskadli kuchaytirgichlarning asosiy xarakteristikalar: amplituda, amplituda chastota va amplituda-faza xarakteristikalaridir. 6.21-rasmda ko‘p kaskadli kuchaytirgichni sig‘im orqali bog‘langanligi keltirilgan.



6.21-rasm. Sig'im orqali bog'langan ko'p kaskadli kuchaytirgichning prinsipial sxemasi.

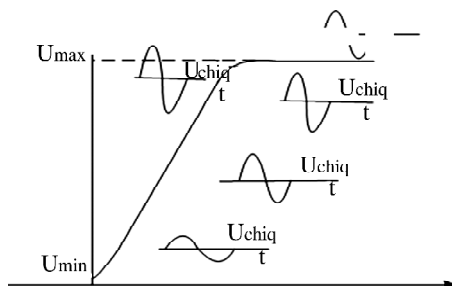
Bu kaskadni hisoblash quyidagi tartibda amalga oshiriladi. Avval yukka nisbatan oxirgi kaskad hisob qilinadi, so'ngra undan oldingi kaskad va so'nggi navbatda birinchi kaskad hisob qilinadi.

Kuchaytirish ko'effitsiyenti orqali birinchi kaskadning kirishiga beriladigan signalni amplitudasi topiladi. Kuchlanish bo'yicha kuchaytirish ko'effitsiyenti bilan chastota orasidagi bog'lanishni ko'rsatadigan xarakteristika amplituda-chastota xarakteristikasi deyiladi.



6.22-rasm. Kuchaytirgichning amplituda-chastota xarakteristikasi.

Kuchaytirgichni tipik amplituda xarakteristikasi 6.23-rasmda ko'rsatilgan.



6.23-rasm. Kuchaytirgichning tipik amplitudaviy xarakteristikasi.

1—3 nuqtalar orasida kirish signalining o'zgarishi chiqish signalining o'zgarishi bir-biriga proporsional bo'ladi. 1-nuqtadan pastida xarakteristika ishlatilmaydi. Katta amplitudali signal olish uchun tinch nuqta amplituda xarakteristikaning o'rtasida bo'lishi kerak. Agarda bu shart bajarilmasa avvaliga bitta yarim davri (chiqish signalini) kesiladi, so'ngra yana tinch nuqta surilsa ikkala yarim davri qirqiladi. Natijada chiqish signalining shakli butunlay buziladi. $R_p S_f$ filtr teskari parazit bog'lanishdan saqlaydi. R_f ning ulanishi manbani quvvatini pasaytiradi. Chunki R_f orqali o'zgarmas tok oqadi. $R_p S_f$ filtrlar bu bilan bir qatorda filtrlash vazifasini ham bajaradi. Ayrim hollarda R_f S_f filtrlar chastota va faza xarakteristikasini to'g'rilashda ishlatiladi. Har bir sig'imning burchak siljishi uning chastotaning buzilish koeffitsiyenti bilan faza orasidagi bog'lanish orqali aniqlanadi:

$$M_{ns} = \sqrt{1 + (tg \varphi_{ns})^2} = 1 / \cos \varphi_{ns}. \quad (6.37)$$

Bu yerdan

$$\varphi_{ns} = \arctg 1 / \omega_n \cdot \tau_{ns}, \quad (6.38)$$

t_{ns} — o'zgarmas vaqt ω_n — chastota bo'lganda bo'ladi.

Yuqori chastotadagi K_i ning kamayishi quyidagicha aniqlanadi.

$$M_{yuk} = \sqrt{1 + (\omega \tau_{yuk})^2}. \quad (6.39)$$

Bu yerda

$$\tau_{yuk} = \tau_{\beta} + \tau_K. \quad (6.40)$$

Yuqori chastotadagi o'zgaras vaqt bitta kaskadning faza siljishi quyidagicha aniqladi.

$$\varphi_{1K} = -\arctg \omega \tau_B.$$

Ko'p kaskadli kuchaytirgich uchun yuqori chastotali signal uchun

$$M_{yuqor} = M_{b1} \cdot M_{b2} \dots M_{ba} \quad (6.41)$$

Fazalar siljishi esa quyidagicha bo'ladi

$$\varphi_{yuqor} = \varphi_{yu1} + \varphi_{yu2} + \dots + \varphi_{yuN}. \quad (6.42)$$

Fazalar farqi bilan chastota orasidagi bog'liqlikni ko'rsatadigan xarakteristika faza-chastota xarakteristika deyiladi. Ajratuvchi sig'imning qarshiligini oshishi past chastotada, kuchlanishni pasayishiga olib keladi, chiqish signali esa kamayadi. Shuning uchun past chastotada AChX kamayadi. Chastotani oshishi bilan o'rta hududga kelganda $X_{o'r} = I/w_{o'r} \cdot S_a$ — kamayadi va kuchlanishni pasayishi hisobga olinmasa ham bo'ladi. Kichik sig'imlar $S_{ku} C_o = +C_{mont}$ AChX ga ta'siri juda ko'p bo'lmaydi. Chastotani oshira borgan sari kuchaytirgichni ish holatiga S_k va S_o — sig'imining ta'siri bo'ladi. Bu AChX ning yuqori chastotasida pasayishiga olib keladi. f_{yuqor} va f_{past} o'rta chastotaning $0,7 K_{o'rt}$ qiymatiga teng. Sxemada sig'imning borligi faza-chastota xarakteristikasining buzilishiga olib keladi. O'rta chastotada fazalar farqi kirish signali bilan chiqish signali orasidagi farqiga teng bo'ladi. n — butun son. Kirish signalining chastotasini pasayishi fazalar siljishiga olib keladi, chunki sig'imdan oqayotgan tok kuchlanishdan oldinga suriladi. Past chastotada tok kuchlanishdan faza bo'yicha oldinga o'tadi. Uning surilish burchagi hamma kondensatorlarning surilish burchagini yig'indisiga teng bo'ladi.

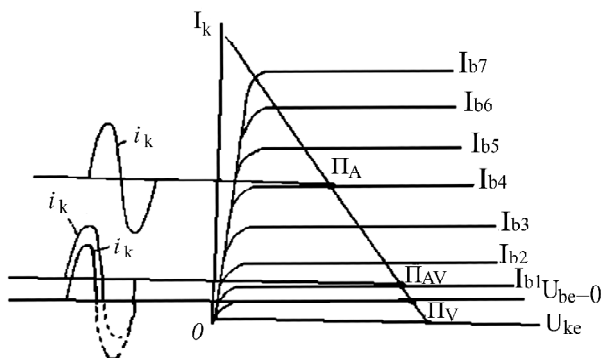
$$\varphi_{yuqor} = \varphi_{yu1} + \varphi_{yu2} + \dots + \varphi_{yuN}. \quad (6.43)$$

6.8. Quvvat kuchaytirgichlari

Quvvat kuchaytirgichlari kuchaytirgichlarning oxirgi kaskadida va yukka kerakli quvvatni berishda ishlatiladi. Ular bipolar va maydon tranzistorlaridan tuzilgan bo‘ladi. Umumiy emitter (UI), umumiy kollektor (US) va umumiy baza ulanish sxemalariga ega. Ulanish usuliga qarab transformatorli va transformatorsiz bo‘ladi.

Quvvat kuchaytirgichlari A sinf, V sinf, AV sinf holatlarida ishlatilishi mumkin.

Kuchaytirgich A sinf holatida ishlaganda ishchi nuqta 6.24-rasmda ishchi xarakteristikaning shunday qismida joylashadiki statik chiqish xarakteristikaning noxiziqli qismida bo‘lmaydi.



6.24-rasm. Tranzistorning chiqish xarakteristikasi va yuklama chizig‘i.

Ya’ni chiqish kuchlanishining shaklan buzilishi sodir bo‘lmaydi. V sinf holatida kuchaytirgich ishlaganda yuk xarakteristikaning eng pastida joylashgan bo‘ladi. Bu holatda $U_{be}=0$. Kirish signali sxemada bo‘lganda faqatgina bitta yarim davrda tok oqadi, keyingi yarim davrda tok oqmaydi. Shuning uchun bu holat ikki taktli kuchaytirgichlarda ishlatiladi. Ya’ni ikkita tranzistor ishlatiladi.

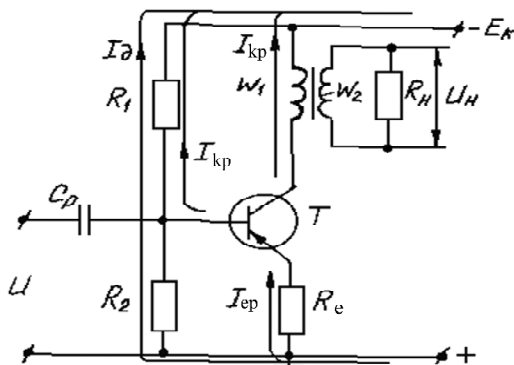
Har bir tranzistor o'ziga tegishli yarim davrni kuchaytiradi.

AV sinfi esa A va V holatlar oralig'idagi holatda ishlaydi, ya'ni ishchi holat bu ikki holat orasida tanlanadi.

Bu holatda nochiziqli buzilish kamayadi.

A holatda ishlovchi transformatorli quvvat kuchaytirgichi.

6.25-rasmda A holatda ishlovchi transformatorli kuchaytirgich keltirilgan.



6.25-rasm. Transformatorli kuchaytirgichning prinsipial xarakteristikasi.

Sxemaning chiqishidan katta tok oqqanligi sababli qarshilik R_e umuman ulanmaydi yoki C_e qarshilik bilan shuntlanmaydi. Sxemaning hisobi grafa-analitik hisob orqali bajariladi va yuk xarakteristikasi orqali o'zgaruvchan va o'zgarmas toklar orqali tinch nuqta yordamida topiladi. Ishchi xarakteristikaning gorizont al o'q bilan og'ishgan burchagini topish uchun transformatorning transformatsiya koeffitsiyenti topiladi.

$$n = W_1 / W_2 .$$

W_1 , W_2 — transformatorning birinchi va ikkinchi cho'lg'a-mining soni r_1 va r_2 transformator chulg'amlarining qarshiligi. Kaskadning foydali ish koeffitsiyenti:

$$\eta = \eta_K \cdot \eta_{tp} . \quad (6.44)$$

h_k — kollektor zanjirining f.i.k.

h_{tr} — transformatorning f.i.k.

$$P_{chiq.k} = U_{kt} \cdot I_{kt} / 2. \quad (6.45)$$

Manbadan olayotgan quvvat

$$R_u = E_k \cdot I_{kt} \approx U_{ket} \cdot I_{kt}.$$

Kollektor zanjirining f.i.k.

$$\eta_k = P_{chiq.q} / P_u = U_{kt} \cdot I_{kt} / 2 U_{ket} \cdot I_{kt}. \quad (6.46)$$

η_k ni oshirish uchun, ya'ni juda katta qiymati 0,5 ga yetkazish uchun

$$I_{kt} = I_{kt} \quad \text{va} \quad U_{kt} = U_{ket}.$$

$\eta_{tr} = 1$ desak η ning haqiqiy qiymati 0,35—0,45 gacha yetadi.

Harorat oshgandagi holatini hisoblaydigan bo'lsak

$$P_k = P_i - P_{chiq.q} = U_{ket} \cdot I_{kt} - 1/2 U_{kt} \cdot I_{kt}. \quad (6.47)$$

(6.47) dan ko'rinib turibdiki P_k , $U_{kt} = U_{ket}$, va $I_{kt} = I_{kt}$, 0,5 R_i qiymatga erishishga harakat qilindi, ya'ni $U_{kt} = U_{ket}$ bo'lganda $P_k = 0,5 R_i$ ga teng bo'ladi, qachonki P_i bo'lmaganda.

6.9. Ikki taktli chiqish kuchaytirgichlari

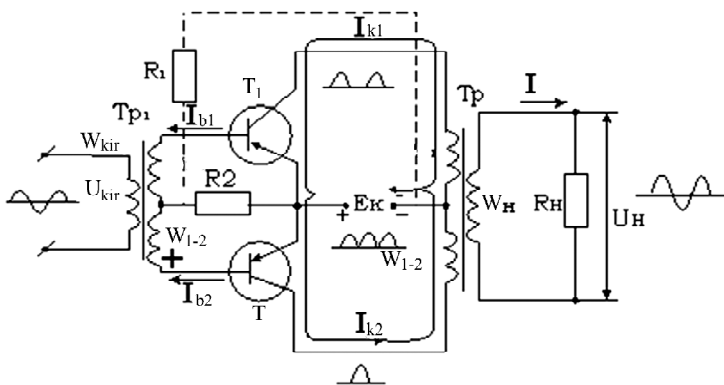
Ikki taktli chiqishida transformator bo'lgan kuchaytirgichlari 6.26-rasmda keltirilgan. Sxema ikkita T_1 va T_2 tranzistordan tuzilgan. Yuk ikkinchi transformator Tr_2 orqali ulangan. Tranzistor T_1 ning kollektor zanjiri Tr_2 ning birlamchi cho'lg'aminining W_{2-1} bo'limiga ulangan. Tranzistor T_2 esa Tr_2 ning birlamchi cho'lg'aminining ikkinchi bo'limiga W_{2-2} ga ulangan. Transformatorning birlamchi chulg'aminining o'ramlar sonini ikkinchi cho'lg'aminining o'ramlar soniga nisbati transformatsiya koeffitsiyenti n deyiladi

$$n_2 = W_{2-1} / W_{yuk} = W_{2-2} / W_{yuk}.$$

Transformator Tr_1 kirish transformatori bo'lib transformatsiya koeffitsiyenti $n_1 = W_{kir}/W_{1-1}=W_{kir}/W_{1-2}$ bilan aniqlanadi. Ikki taktli kuchaytirgich V yoki AV holatda ishlaydi. AV holatda ishlaganda R_1 va R_2 qarshiliklar orqali siljish kuchlanishi tranzistorlar bazalariga E_k manbadan beriladi. V rejimda ishlaganda R_1 qarshiliksiz kuchaytirgichni ishlashini amalga oshirish mumkin, ya'ni xuddi manba toki sifatida.

Kuchaytirgichni V holatdagi ish holatini ko'rib chiqamiz. Ikkala tranzistorning kirishida signali bo'lmaganda emitterga nisbatan baza potentsiali nolga teng. Yukdagi kuchlanish ham nolga teng. Tranzistorning kollektoriga emitterga nisbatan o'zgarmas kuch ulangan.

Musbat yarim davrli kirish signali berilsa Tr_1 ning ikkinchi W_{1-1} chulg'amida umumiy nuqtaga nisbatan manfiy potensial hosil bo'ladi, chulg'amning ikkinchi bo'limida W_{1-2} musbat yarim davr hosil bo'ladi. Natijada tranzistor T_2 yopiq holatda bo'ladi, tranzistor T_1 ning bazasidan esa ib_1 toki oqib o'tadi. Natijada tranzistor T_1 ochiladi va uning kollektoridan $i_{k1}=\beta ib_1$ tok oqadi W_{2-1} chulg'amdan esa $U_{2-1}=ik_1 \cdot R_{yuk}=ik_1 \cdot n_2^2 R_{yuk}$ kuchlanish hosil bo'ladi. Yukda esa kuchlanishning musbat yarim davri hosil bo'ladi.



6.27-rasm. Ikki taktli chiqish kuchaytirgichining prinsipial sxemasi.

$$U_{yuk} = U_{2-1} / n_2.$$

Kuchaytirgichning kirishiga kirish signalining manfiy yarim davri kelsa, Tr_1 transformatorning ikkinchi chulg'amida kuchlanish teskari ishoraga o'zgaradi.

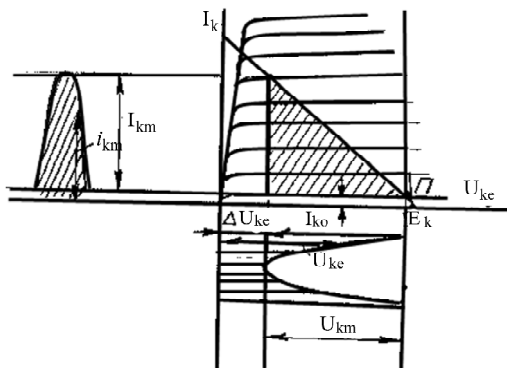
Endi T_1 tranzistor yopiq holga o'tadi, signalni kuchaytirishga esa T_2 tranzistor o'tadi $ik_2 = \beta - ib_2$ tokining oqishi natijasida kuchlanish shu kattalikda hosil bo'ladi. Bu kuchlanish esa W_{yuk} chulg'amida teskari ishorali kuchlanish hosil qiladi. Yukda esa manfiy yarim davrli kuchlanish hosil bo'ladi.

Shunday qilib kirish signalini kuchaytirish ikki takt asosida olib boriladi. Birinchi taktida bitta yarim davr kuchaytiriladi va T_1 ishtirok etadi. Ikkinchi taktida esa ikkinchi yarim davr kuchaytiriladi va T_2 tranzistor ishtirok etadi. Tushuntirilgan ish holati grafika orqali 6.28-rasmda ko'rsatilgan (T_1 tranzistorning bitta takti orqali).

T_1 transformatorning birlamchi chulg'amidagi chiqish signalining quvvati shtrixlangan uchburchak sathi orqali ko'rsatilgan

$$P_{chiq.q} = U_{KT} \cdot I_{KT} / 2. \quad (6.48)$$

Transformatoridagi quvvatning isrof bo'lishini hisobga olganda



6.28-rasm. Tranzistorning chiqish xarakteristikasi va yuklama chizig'i.

$$P_{yuk} = \eta_{TP2} \cdot P_{chiq.k} \quad (6.49)$$

Hamma kaskadning f.i.k.

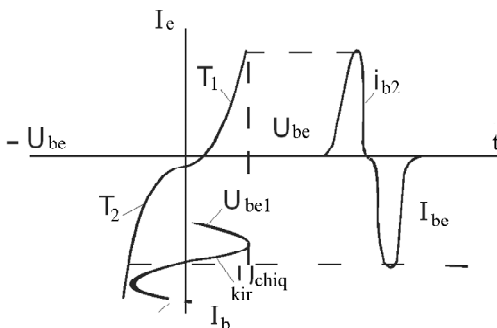
$$\eta = \eta_{TP} \pi / 4 U_{KT} / E_K \quad (6.50)$$

(6.50) formulaga asosan chiqish signalining amplitudasi oshgan sari kaskadning f.i.k. oshadi.

$U_{kt}=E_k$ va $H_{TR}=1$, U_{kt} ning chegaraviy qiymati $E_k - DU_{ke}$ dan oshmasligi hamda $h_{tr}=0,8 \div 0,9$ gacha bo'lishi kerak.

Ko'rib chiqilgan kuchaytirgichda esa quvvat 0,6—0,7 gacha bo'ladi, ya'ni bir taktli kuchaytirgichdan 1,5 barobar ortiq bo'ladi.

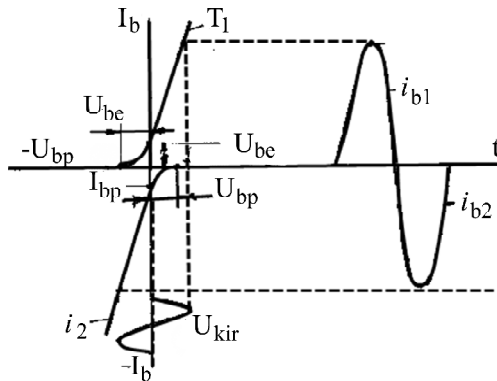
Kirish xarakteristikasidagi noxiziqli buzilishning chiqish signaliga ta'siri 6.29-rasm orqali keltirilgan.



6.29-rasm. Kirish xarakteristikasidagi noxiziqli buzilish.

6.29-rasmdan ko'rinib turibdiki kirish signali sinusoidal shaklga ega bo'lganda ib_1 va ib_2 toki buzilgan bo'ladi. Buning natijasida kollektor toki ik_1 , ik_2 ham buzilgan bo'ladi. AV holatda ishlaganda bunday shakl buzilish kam bo'ladi, chunki bazaga R_1 va R_2 qarshiliklar orqali siljish kuchlanishi beriladi va xarakteristika orqali bu siljish kuchlanishni ta'sirini ko'rish mumkin (6.30-rasmda).

Ikki taktli quvvat kuchaytirgichi transformatorni ishtirokisiz ham hosil qilish mumkin. Bunda og'irligi, hajmi va bahosi



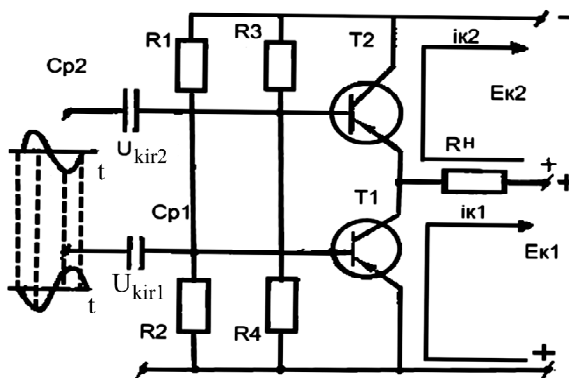
6.30-rasm. Tranzistorning kirish xarakteristikasi va siljish kuchlanishi.

kamayadi hamda bu sxemani mikrosxema orqali hosil qilish mumkin.

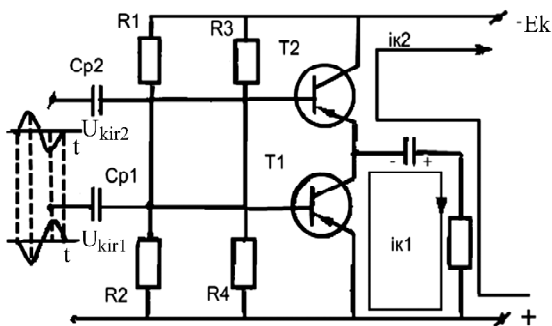
Bu masala tranzistorni ketma-ket ulab hosil qilinadi. Bunda ikki xil variant orqali yuk sxemaning chiqishiga ulanadi.

Birinchi xil variantida sxema ikki manba E_{k1} va E_{k2} orqali ishlaydi (6.31-rasm). Tranzistor T_1 va T_2 odatdagidek AV holatda ishlaydi. R_1, R_2, R_3, R_4 esa ish faoliyatiga yordam qiladi.

Tranzistorlarga ikkita teskari fazalar orqali kirishiga signal beriladi. U_{kir1}, U_{kir2} . Bu signalni esa fazainversli kuchaytirgichdan olinadi. Xuddi avvalgi sxemadagidek kuchaytirish ikki taktli



6.31-rasm. AV holatda ishlovchi ikki taktli kuchaytirgich sxemasi.



6.32-rasm. Ikki taktli kuchaytirgich sxemasi.

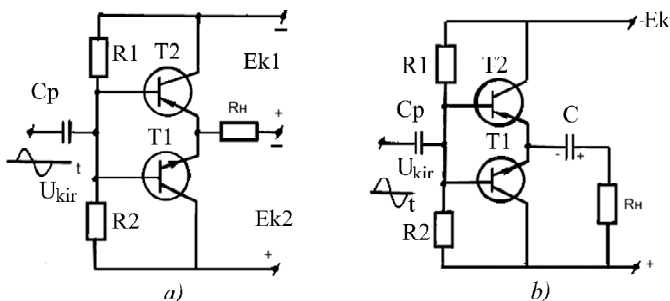
holatda ishlaydi. Birinchi taktida T_1 tranzistor qatnashib manfiy kirish U_{kir1} signalini kuchaytiradi, T_2 yopiq holda bo'ladi, chunki uning bazasiga musbat potensial keladi. Ikkinchi taktida esa T_2 tranzistor orqali kirish signali kuchayadi, T_1 tranzistor yopiq holga o'tadi.

Ikkinchi xil variantda sxema bitta manba orqali ishlaydi, yuk esa sig'im orqali ulangan bo'ladi.

U_{kir1} , U_{kir2} — signallari kirishda bo'lmagan vaqtida S sig'im $0,5 \cdot E_k$ kattalikkacha zaryadlangan bo'ladi. Tranzistor T_2 ochiq vaqtida yukdan birinchi taktning toki oqib o'tadi va chiqishdan shunga mos chiqish signali olinadi. Shu bilan bir qatorda sig'im zaryadlanadi. Keyingi taktida esa T_2 tranzistor yopiladi, chunki uning bazasiga musbat impuls keladi. T_1 tranzistor ochiladi, chunki uning bazasiga manfiy kirish impulsi keladi. Manba esa sig'im S ga og'ilgan potensial orqali ta'minlanadi.

6.33, a va b-rasmlarda avvalgi sxemalarga o'xshagan sxemalar hosil qilingan, ammo $n-p-n$ va $p-n-p$ tranzistorlari orqali hosil qilingan. Bu sxemaning afzalligi shundaki bir-biriga teskari fazali kirish signali berilmaydi. Musbat potensial berilganda T_1 ochiq T_2 yopiq, manfiy potensial kelganda T_2 ochiq T_1 yopiq holatda bo'ladi.

R yukni kerakli quvvatda ta'minlash uchun U_{kt} ga ta'sirni oshirish kerak. Agarda tranzistor kichik yukli R yuk sxemada



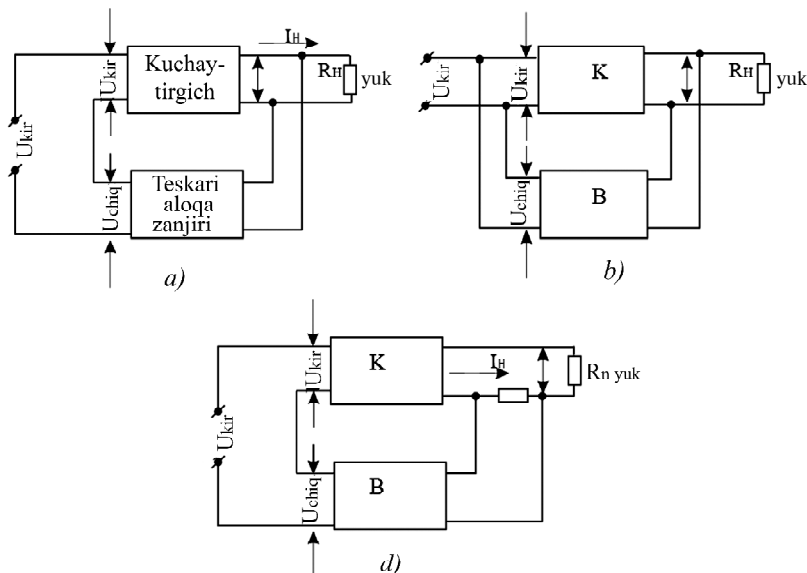
6.33-rasm. *n-p-n* va *p-n-p* tipdagi tranzistorlardan tuzilgan ikki taktli kuchaytirgich.

ishlasa kuchlanish bo'yicha mos kelmaydi. Agar tranzistor katta R yukda ishlasa tok bo'yicha mos kelmaydi. Hamma ikki taktli kuchaytirgichlarda tranzistorni bir xil parametrlilari tanlanishi kerak, asosan tok bo'yicha uzatish koeffitsiyentini.

6.10. Kuchaytirgichlarda teskari bog'lanish

Kuchaytirgichlarda teskari bog'lanish deb kaskadning chiqishidagi kuchlanishning ma'lum qismi kuchaytirgichning kirishiga beriladi. Teskari bog'lanish foydali va (parazit) foydasiz ziyon keltiruvchi teskari bog'lanishlarga bo'linadi. Foydali teskari bog'lanishda yordamchi elementlar yordamida kuchaytirgichni asosiy parametrlarini yaxshilash uchun hosil qilinadi. Ziyon keltiruvchi teskari bog'lanish kuchaytirgichni elementlari orqali o'z-o'zidan hosil bo'ladi va kuchaytirgichning ish rejimiga salbiy ta'sir o'tkazadi. 6.34-rasmda teskari bog'lanishning mavjud variantlarini strukturasi ko'rsatilgan. Bunda β -teskari bog'lanish elementi.

Agar teskari bog'lanish zanjiri kuchaytirgichning chiqishidagi R_{yuk} bilan parallel ulansa bunday bog'lanish kuchlanish bo'yicha teskari bog'lanish deyiladi (6.34, a, b-rasm). Bunda teskari bog'lanish kuchlanishi chiqish kuchlanishi bilan to'g'ri proporsional deyiladi.



6.34-rasm. Teskari bog‘lanish struktura sxemasi.

Agar teskari bog‘lanish zanjiri kuchaytirgichning chiqishi-dagi R_{yuk} bilan ketma-ket bog‘lansa tok bo‘yicha teskari bog‘lanish deyiladi (6.34-rasm). Bunda teskari bog‘lanish toki chiqish toki bilan to‘g‘ri proporsional deyiladi. Agar teskari bog‘lanish kuchaytirgichning kirish kanali bilan ketma-ket bog‘lansa, bunday teskari bog‘lanish ketma-ket teskari bog‘lanish deyiladi (6.34, a, d-rasm).

Agarda teskari bog‘lanish kuchaytirgichning kirish signali bilan parallel bog‘lansa, bunday teskari bog‘lanish parallel teskari bog‘lanish deyiladi (6.34, b-rasm).

Teskari bog‘lanish musbat va manfiy teskari bog‘lanish bo‘lishi mumkin. Musbat teskari bog‘lanishda teskari bog‘lanish kuchlanishi U_b kuchaytirgichni kirish kuchlanishi U_{kir} bilan ustma-ust tushadi.

Manfiy teskari bog‘lanishda bu ikki kuchlanish teskar fazada ustma-ust tushadi, ya‘ni fazalar farqi 180° ga teng

bo‘ladi. Teskari bog‘lanishlardan keng tarqalgani kuchlanish bo‘yicha ketma-ket manfiy teskari bog‘lanishdir.

Kuchaytirgich kuchaytirish ko‘effitsiyenti $K=U_{\text{chiq}}/U'_{\text{kir}}$ teskari bog‘lanish orqali bog‘langan ya‘ni β orqali.

Teskari bog‘lanishning uzatish ko‘effitsiyenti

$$\beta = U_{\beta} / U_{\text{chiq}}. \quad (6.51)$$

β ko‘effitsiyent 0 dan to +1 gacha musbat teskari bog‘lanish. 0 dan to -1 gacha manfiy teskari bog‘lanish qiymatlarni qabul qiladi.

Teskari bog‘lanish kuchlanishi quyidagicha bo‘ladi:

$$U_{\beta} = \pm \beta \cdot U_{\text{chiq}}. \quad (6.52)$$

Teskari bog‘lanishli kuchaytirgichni kuchaytirish ko‘effitsiyenti:

$$K_{\text{tb}} = U_{\text{chiq}} / U_{\text{kir}}. \quad (6.53)$$

Kuchaytirgichni kirishidagi U'_{kir} kuchlanish:

$$U'_{\text{kir}} = U_{\text{kir}} + U_{\beta}.$$

(6.53) formulani hisobga olib quyidagini hosil qilamiz:

$$U' = U'_{\text{kir}} + (\pm(\beta \cdot U_{\text{chiq}})). \quad (6.54)$$

Bu yerda

$$U_{\text{kir}} = U'_{\text{kir}} - (\pm\beta \cdot U_{\text{chiq}}).$$

U' kirishni (6.54) ga qo‘ysak quyidagini hosil qilamiz:

$$K_{\text{t.b}} = U'_{\text{chiq}} / U'_{\text{kir}} - (\pm(\beta \cdot U_{\text{chiq}})).$$

Kasrni suratini va maxrajini U' kirishga bo‘lsak, quyidagicha bo‘ladi:

$$K_{T.b} = (U_{\text{chiq}} / U'_{\text{kir}}) / (1 - (\pm\beta U_{\text{chiq}} / U'_{\text{kir}})).$$

Shunday qilib,

$$K_{T.b} = K / (1 - (\pm\beta K)). \quad (6.55)$$

$\pm\beta K$ ifoda teskari bog‘lanishning sababi hisoblanadi va uning oldidagi ishora teskari bog‘lanish xili bilan mos tushadi. Manfiy teskari bog‘lanishli kuchaytirgich

$$K_{T.b} = K / 1 + \beta K \quad (6.56)$$

orqali aniqlanadi.

Manfiy teskari bog‘lanishli kuchaytirish koeffitsiyentiga qanday ta‘sirini misol orqali tushuntiramiz.

Agar kuchaytirgichning kuchaytirish koeffitsiyenti $K = 80$ bo‘lsa, kuchaytirgich manfiy teskari bog‘langan bo‘lsa va $\beta = 0,2$ bo‘lsa (6.56) ga asosan, kuchaytirgichning kuchaytirish koeffitsiyenti quyidagicha bo‘ladi

$$K_{T.b} = K / 1 + \beta K = 80 / 1 + 0,2 \cdot 80 = 47.$$

Agarda faraz qilsak $K = 10\%$ o‘zgarsa,

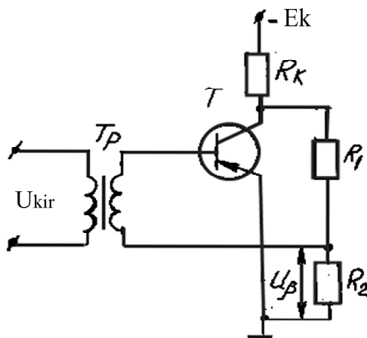
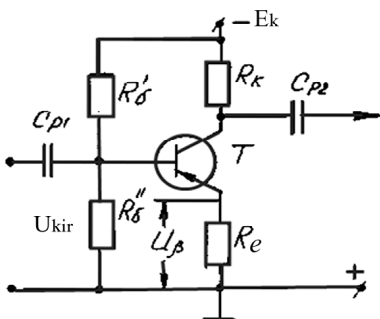
$$K_{T.b} = K + \Delta K / 1 + \beta(K + \Delta K) = 80 + 8 / 1 + 0,2(80 + 8) = 4,73 \text{ bo‘ladi.}$$

Manfiy teskari bog‘lanishni qo‘llanilganda $K_{tb} = 1\%$ ga o‘zgaradi.

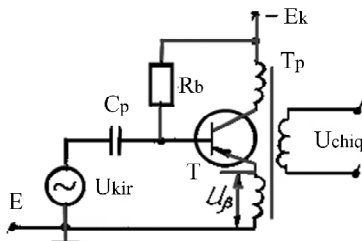
Manfiy teskari bog‘lanish noxiziqli buzilishni kamaytiradi va amplituda-chastota xarakteristikasini bir xil o‘zgarishda (chastota o‘zgarishi bilan) hosil qilinadi.

Chuqur teskari bog‘lanishda chastota buzilishi kamayadi (emitter qaytargichda).

Manfiy teskari bog‘lanishi juda xilma-xildir. Masalan:



6.35-rasm. Qarshilikda teskari bog‘lanish prinsipial sxemasi.



6.36-rasm. Transformatorli teskari bog‘lanish prinsipial sxemasi.

Qarshilikda teskari bog‘lanish 6.35, a va b-rasmdagidek olinadi.

Teskari bog‘lanish kuchlanishi chiqish transformatoridan olinadi (6.35-rasmda).

Ziyon keltiruvchi teskari bog‘lanish manfiy va musbat teskari bog‘lanish bo‘lishi mumkin.

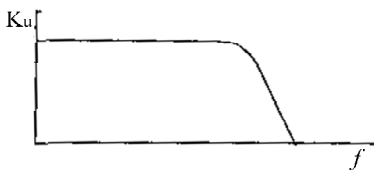
Manfiy ziyon keltiruvchi teskari bog‘lanish ko‘zlanmagan ravishda kuchaytirish koeffitsiyentini kamaytiradi. Musbat ziyon keltiruvchi bog‘lanish esa kuchaytirish koeffitsiyentini oshiradi va nochiziqli buzilish paydo bo‘ladi hamda chastota buzilishi va o‘zidan generatsiyalanish jarayoni sodir bo‘ladi.

Asosiy ziyon keltiruvchi teskari bog‘lanishlarni keltirib chiqaruvchilar quyidagilar:

1. Sig‘imlar bog‘lanishi natijasida hosil bo‘ladigan ziyon keltiruvchi teskari bog‘lanish.
2. Detallar orasida sig‘imlar va induktiv elementlar hosil qiluvchi ziyon keltiruvchi teskari bog‘lanish.
3. Umumiy manba bog‘lanishi natijasida ziyon keltiruvchi teskari bog‘lanish.

6.11. O‘zgarmas tok kuchaytirgichi

O‘zgarmas tok kuchaytirgichlari O‘TK vaqt birligida sekin o‘zgaruvchi signallarni, ya’ni chastotasi nolga yaqinlashgan signallarni kuchaytirish uchun ishlatiladi. Shuning uchun bu



6.37-rasm. O'zgarmas tok kuchaytirgichining amplituda-chastota xarakteristikasi.

kuchaytirgichlarni amplituda-chastota xarakteristikasi 6.37-rasmda ko'rsatilganidek bo'ladi.

Kuchaytirgichni kirishiga berilayotgan kuchaytirmoqchi bo'lgan signal yoki navbatdagi kaskadga berilayotgan signal transformator, sig'im orqali berilmaydi, chunki u $f=0$ bo'lganda $K_i = 0$ bo'ladi.

Kaskad kondensator orqali ulanganda kaskadning har bir elementi o'sha kaskadning parametrini o'zgarmas tok orqali aniqlar edi, ya'ni bir kaskaddagi elementning ta'siri keyingi kaskadga ta'sir etmas edi. Chunki ular orasidagi bog'lovchi sig'im ta'sirdan saqlab turardi. O'zgarmas tok kuchaytirgichida esa har bir kaskaddagi elementning o'zgarishi qolgan kaskadlarning ish faoliyatiga ta'sir o'tkazadi, natijada mo'ljallanmagan hosil bo'lgan kuchlanish foydali signalga qo'shib ketib, chiqish signalini ham o'zgartiradi. Kirish signalini o'zgarmagan holda chiqishdagi signalni o'zgarishi, kuchaytirgich o'zgarishi (dreyf) deyiladi. Dreyfnining sababi: manbaning o'zgarishi, haroratni oshishi, elementlarning parametrini o'zgarishi sabab bo'ladi.

Dreyf kuchlanishni aniqlash uchun kirishni bekitiladi va chiqishdan hosil bo'lgan dreyf kuchlanishni $DU_{\text{chiq.dr}}$ aniqlanadi ($I_2=0$)da. Kuchaytirgichni sifati dreyf kuchlanishga qarab baholanadi, ya'ni

$$I_{\text{dr}} = DU_{\text{chiq.dr}} / K_i.$$

K_i — kuchaytirgichni kuchaytirish koeffitsiyenti. Ammo dreyf kuchlanishi foydali kuchlanishni juda kam qismini tashkil qiladi, ya'ni $I_2 \gg I_{\text{dr}}$.

Quyidagi 6.38, a-rasmda uchta kaskadli o'zgarmas kuchaytirgich berilgan R_e qarshilik keyingi har bir kaskadga kerakli U_{bet} — kuchlanish berish uchun kerak.

Ikkinchi tranzistor uchun

$$U_{bet2} = U_{kt1} - U_{et2} = U_{kt1} - I_{et2} R_{e2}. \quad (6.57)$$

Kirishga I_2 bilan bir vaqtda manbani kompensatsiyalovchi kuchlanish ulangan.

$U_{kom.kir}$ — buning vazifasi $I_2=0$ bo'lganda, U_{bp1} kuchlanish kerakli tinch kuchlanishni ta'minlab turish uchun.

Shuning uchun kompensatsiyalovchi kuchlanish U_{bp1} ga teng qilib olinadi.

$U_{kom.kir}$ kuchlanishini quyidagi 6.39, b-rasmdagi sxema orqali olish mumkin.

$$U_{kom.kir} = U_{bt} = E_k \cdot R_{komn2} / R_{komn1} + R_{komn2} \quad (6.58)$$

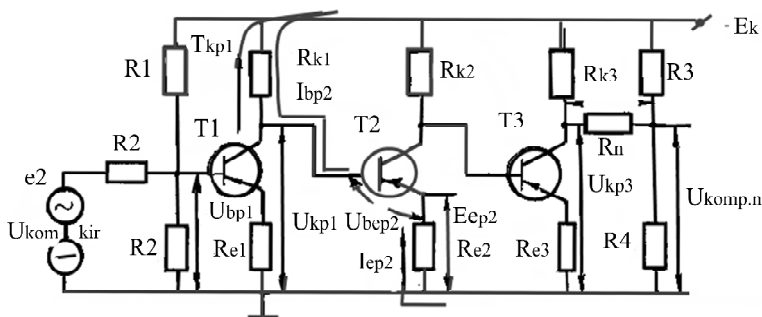
R_3, R_4 — qarshiliklar kaskadni chiqishdagi kuchlanishni kompensatsiyalash uchun ishlatiladi

$$U_{kom.kuch} = R_4 E_k / R_3 + R_4. \quad (6.59)$$

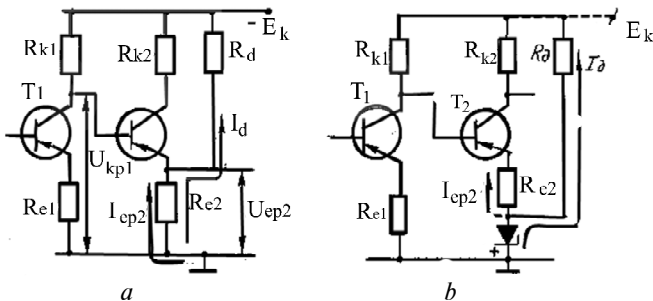
Agarda $R_1=R_2$ juda katta bo'lsa

$$R_{kir} = r_b + (1 + \beta)(r_e + R_e) \approx \beta R_e. \quad (6.60)$$

O'rganilayotgan kuchaytirgichning kuchaytirish koeffitsiyenti



6.38-rasm. O'zgarmas tok kuchaytirgichining prinsipial sxemasi.



6.39-rasm. O'zgarmas tok kuchaytirgichining prinsipial sxemasi.

$$K_i = K_{i1} \cdot K_{i2} \cdot K_{i3}$$

teng.

$$R_k // R_{kir} \approx R_k \text{ va } R_{kir1} \gg R_2.$$

Natijada

$$K_{i1} = R_{k1} / R_{e1}; \quad (6.61)$$

$$K_{i2} = R_{k2} / R_{e2}; \quad (6.62)$$

$$K_{i3} \approx R_{k3} // (R_{yuk} + R_3 // R_4) / R_{e3}. \quad (6.63)$$

Ko'rinib turibdiki navbatdagi keyingi kaskadga o'tgan sari kollektor potentsiali oshib boradi.

Bu esa R_k ni kamaytirishga olib keladi.

R_e esa quyidagicha $R_{e3} > R_{e2} > R_{e1}$; $R_{k3} < R_{k2} < R_{k1}$.

R_e ni pasayishi (6.63) dagi K_{i3} ni kamayishiga olib keladi. Shuning uchun sxemani boshqacharoq qilib o'zgartiramiz.

6.39-a rasmda R_e ning kamayishi R qo'shimchani qo'shish hisobiga bo'ladi ya'ni R_e dan I_k tokni oqishi sabab bo'ladi.

6.39-b rasmda emitter zanjiriga stabiltron ulanadi. Bunda R_k stabiltronni boshlanishi ishga tushirish holati uchun kerak bo'ladi. Manfiy teskari bog'lanish bu yechimdagi foydali effekt bermaydi. Stabilligini oshirish uchun:

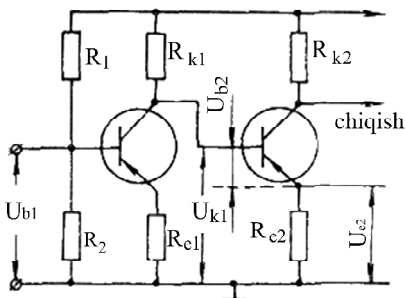
1. Balansli ko'priksimon ulanish sxemasi qo'llaniladi.

2. O'zgarmas kuchlanishni o'zgaruvchiga va uni kuchaytirish so'ngra to'g'rilash maqsadga muvofiq bo'ladi (modulatsiya va demodulatsiya signalini kuchaytirish).

Ko'pincha avtomatik nazorat va boshqarish, radio-o'lchash sistemalari kabi radioelektron qurilmalarda tok kuchi va kuchlanishning o'ta sust (Gersning bo'laklariga teng chastotali) o'zgarishlarini kuchaytirish talab qilinadi. Bunday tebranishlarni kuchaytirish uchun qo'llaniladigan kuchaytirgichning o'tkazish sohasi noldan ($\omega_n=0$) boshlanishi kerak. Shunga ko'ra o'tkazish sohasi $\omega_n=0$ dan biror ω_v qiymatgacha yetadigan past chastotali kuchaytirgich — o'zgarmas tok kuchaytirgich (O'TK) deb ataladi.

O'TKning xarakterli belgisi shuki, ularda tashqi nagruzka zanjiriga (keyingi kaskadga) kuchaytirilgan tebranishning ham o'zgarmas, ham o'zgaruvchan tashkil etuvchisi uzatiladi. Shuning uchun bog'lovchi zanjirning o'tkazish sohasi quyi chastota tomonidan chegaralanmagan bo'lishi kerak. Bu degan so'z, yuqorida ko'rilgan kuchaytirgichlaridagi kabi kaskadlar orasida ajratuvchi kondensator yoki transformatorlardan foydalanish mumkin emas.

O'TKning kaskadlari o'zaro galvanik bog'lanishda bo'ladi. Uning eng sodda usuli bir kaskadning chiqishini keyingi kaskadning kirishiga bevosita tutashtirishdir. Lekin bunday ulanish har bir kaskadning o'zgarmas tok bo'yicha ish rejimini o'zgartib yuboradi. Shuning uchun ularni moslash chorasi ko'rilishi shart. Ulardan biri sxemaga tok bo'yicha manfiy teskari



6.40-rasm. O'zgarmas tok kuchaytirgichi.

bog‘lanish kiritishdir. 6.40-rasmda ikki kaskadli O‘TKning sodda sxemasi ko‘rsatilgan. Unda T_1 tranzistorning kollektori T_2 tranzistorning bazasi bilan bevosita tutashtirilgan. Shuning uchun ularning potentsiallari o‘zaro teng bo‘ladi. Bazalarga beriladigan siljitish kuchlanishi esa, son jihatdan kollektor kuchlanishi bilan keyingi kaskadning emitter kuchlanishi ayirmasiga teng. Masalan, T_2 tranzistor uchun $U_{b2}=UKI-U_{e2}$. Unda $U_{e2}=I_{e2} \cdot R_{e2}$ va hokazo. Shuning uchun baza kuchlanishining kerakli qiymatini R_e rezistor qarshiligini o‘zgartib tanlash mumkin. Lekin bazadagi siljitish kuchlanishining qiymati katta emas (voltning bo‘laklari), ya‘ni $U_K \gg U_b$. Shuning uchun tarmoqlardagi tok $I_{e1}=I_{e2}$ bo‘lishi uchun R_{3e} ni orttirish, R_K ni kichraytirish kerak. Ikkala holda ham kuchaytirish koeffitsiyenti kichrayadi. Chunki R_K ning kichrayishi kuchaytirish koeffitsiyentini bevosita kichraytirs, R_e ning ortishi tok bo‘yicha manfiy teskari bog‘lanish chuqurligini orttiradi. Demak, umumiy kuchaytirishni orttirish uchun kaskadlar sonini ko‘paytirish maqsadga muvofiq emas.

O‘TKning asosiy kamchiligi ishining nostabilligidir. Manba kuchlanishining o‘zgarishi, sxema elementlarining o‘zgarishi va boshqalar kuchaytirgichning ichki zanjiridagi tok kuchi va kuchlanishni o‘zgartiradi. Bu o‘zgarish kuchaytirish pog‘onalarida kuchaytirilib, kirish signali ta’sir etmaganda ham kuchaytirgichning chiqishida biror o‘rtacha miqdor atrofida o‘zgarib turadigan kuchlanishni hosil qiladi. Past chastotali kuchaytirgichlarda bu kuchlanish kuchaytirish stabilligiga ta’sir etmaydi. Ammo O‘TKlarida ularning ta’siri kuchli bo‘ladi. Kuchaytiriladigan signalning kattaligi va tabiati shu o‘zgarishlarga o‘xshash bo‘lgani uchun foydali signalni ulardan farqlash qiyin bo‘lib qoladi. Signal kuchlanishiga bog‘liq bo‘lmagan holda chiqish kuchlanishining vaqt bo‘yicha o‘z-o‘zidan o‘zgarishi kuchaytirgich nolining og‘ishi — dreyfi deb ataladi.

Nolning dreyfi vaqt birligi ichida ichki o‘zgarishlar hisobiga kuchaytirgichning chiqishida hosil bo‘ladigan kuchlanishni hosil qilaoladigan kirish kuchlanishiga son jihatdan teng kuchla-

nishdir (Uning kattaligi soatiga bir necha millivoltgacha yetishi mumkin). Uni keltirilgan dreyf deb ataladi.

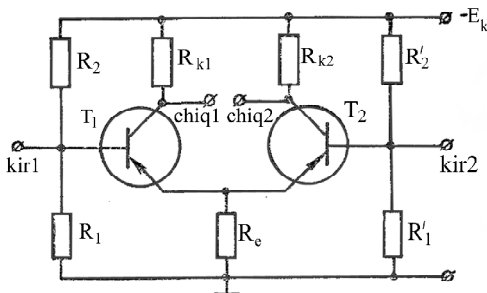
Keltirilgan dreyf kuchaytirgichning sezgirliğini ifodalaydi. Uni aniqlash uchun dreyf kuchlanishi U_{dchiq} ni (kuchaytirgichning kirish klemmalari qisqa tutashtirilgan holda olingan) kuchaytirish koeffitsiyentiga bo'lish kerak.

Dreyfni kamaytirish uchun kuchaytirgich sxemasida turg'un ishlaydigan elementlardan foydalaniladi; ta'minlash manbalari turli stabilizatorlar yordamida stabilanadi va h. k.

Ko'rib chiqilgan O'TK bevosita kuchaytirishli kuchaytirgich deb ataladi. Uning kamchiliklarini kamaytirish uchun ko'priksimon — balans sxemaga o'tiladi. Ularga differensial va operatsion kuchaytirgichlar misol bo'ladi.

6.12. Differensial kuchaytirgich

Differensial kuchaytirgich (DK) ikki tebranish kuchlanishining ayirmasini kuchaytiruvchi O'TKdir. U ko'priksimon tuzilishga ega bo'lib, ikkita kirish va ikkita chiqish klemmalariga ega. 6.41-rasmda ko'rsatilgan sxemada ko'priksimon rezistorlar va T_1 va T_2 tranzistorlardan tashkil topgan. Uning bir diagonaliga E_k manba ulansa, ikkinchisiga - R_H nagruzka rezistori ulanadi. Agar sxemadagi mos elementlar o'zaro teng bo'lsa, sistema simmetrik bo'lib, ko'priksimon muvozanatda bo'ladi.



6.41- rasm. Differensial kuchaytirgich.

Agar kirish signali ta'sir etmasa, E_k manba ta'sirida R_{K1} va R_{K2} rezistorlardan bir xil tok o'tadi ($I_{K1} = I_{K2}$) hamda T_1 va T_2 tranzistorlarning kollektor kuchlanishlari o'zaro teng bo'ladi: $U_{K1} = U_{K2}$. Shuning uchun nagruzka rezistori I va II chiqishlar oraliq'iga ulansa, undagi kuchlanish nolga teng bo'ladi (dreyf yo'q). Sxemaning bunday holati sokinlik rejimi deb ataladi.

Agar baza toklari hisobga olinmasa R_e rezistordan o'tadigan tok $I_{K1} + I_{K2}$ ga teng bo'lib, undagi potensial tushuvi R_e ($I_{K1} + I_{K2}$) bazalarda tok bo'yicha manfiy teskari bog'lanish kuchlanishini hosil qiladi. U tranzistorlarning boshlang'ich ishchi nuqtasini stabil ushlab turadi. Masalan, harorat, manba kuchlanishi va boshqalar o'zgarishi sababli I_{K1} va I_{K2} tok o'zgarsa, R_e rezistordagi potensial tushuvi ham o'zgaradi. Bu o'zgarish har doim bazaga uzatilganda baza kuchlanishi boshlang'ich o'zgarishga teskari yo'nalishdagi tok o'zgarishiga olib keladi. Natijada $I_{K1} + I_{K2} = const$ bo'lib qoladi.

Kuchaytirgichga signal ta'sir etishini 2 ta xususiy holga ajratish mumkin:

1) Ikkala kirishga son jihatdan teng va bir xil fazali — sinfaz signallar ta'siri;

2) Ikkala kirishga son jihatdan teng, lekin qarama-qarshi fazali — ayirma yoki differensial signallar ta'siri.

Birinchi holda T_1 va T_2 tranzistorlarning baza kuchlanishlari bir xil miqdorga o'zgaradi: $\Delta U_{b1} = \Delta U_{b2} = U_{kir1} - U_{kir2}$. Kollektor toklarining o'zgarishlari o'zaro teng bo'ladi. Shuning uchun kollektor kuchlanishlari bir xil o'zgarishga uchraydi va I va II chiqishlar orasidagi natijaviy kuchlanish nolga teng (sokinlik rejimiga o'xshash). Demak, DK ideal bo'lsa, undan bir xil fazali — sinfaz signallar o'tmaydi.

Ikkinchi holda kirishlarga ta'sir etuvchi signallar qarama-qarshi fazada bo'lgani uchun ΔI_K kollektor tokining o'zgarishlari miqdor jihatdan teng bo'lib, o'zaro teskari fazada o'zgaradi, ya'ni bazasiga musbat kuchlanish qo'yilgan tranzistordagi tok kamaysa, manfiy kuchlanish qo'yilgani ortadi. Shunga ko'ra

kollektor kuchlanishlaridan biri ortsa, ikkinchisi kamayadi va ularning miqdori o'zaro teng bo'ladi. Shuning uchun chiqish kuchlanishi ularning ayirmasiga teng bo'lib noldan farq qiladi: $U_{chiq} = U_{chiq1} - U_{chiq2}$. Demak, DK qarama-qarshi fazadagi kirish signallarini kuchaytirar ekan. Bunda har bir kaskad mustaqil kuchaytirgich bo'lib xizmat qiladi. Kirish signali kuchaytirgich kirishlaridan faqat bittasiga ta'sir etgan holni ko'raylik. Misol uchun $U_{kir1} > 0$, $U_{kir2} = 0$ bo'lsin. Bunda boshlang'ich paytda I_{k1} tok ΔI_{k1} ga ko'payib, $I_{k2} = const$ bo'ladi. Shuning uchun $(I_{k1} + \Delta I_{k1}) + I_{k2}$ yig'indi tok ortadi va teskari bog'lanish ishga tushadi.

Natijada T_1 tranzistordagi tok $I_{k1} + \frac{\Delta I_k}{2}$ bo'lsa, T_2 tranzistordagi tok — $I_{k2} - \frac{\Delta I_k}{2}$ bo'lib, birinchi chiqish kuchlanishi kamayadi; ikkinchi chiqishdagi kuchlanish ortadi. Natijaviy chiqish kuchlanishining o'zgarishi oldingi holdagidan ikki marta kichik bo'ladi.

Ko'pincha kirish signali DKning har ikki kirishiga bir vaqtda berilsa, chiqish signali chiqishlarning faqat bittasidan olinadi. Misol uchun chiqish kuchlanishi ikkinchi chiqishdan olinsin. Unda yuqoridagi mulohazalarga asosan, birinchi kirishga ta'sir etadigan signal bilan chiqish kuchlanishi bir xil fazada, ikkinchi kirishga berilgan signal bilan esa, qarama-qarshi fazada o'zgarishini aniqlash mumkin. Shunga ko'ra birinchi kirish to'g'ri (faza o'zgarmaydigan — invers emas) kirish deb, ikkinchisi esa, faza o'zgartuvchi (invers) kirish deb ataladi.

DKning kuchaytirish koeffitsiyenti har bir xususiy hol uchun alohida-alohida aniqlanadi. Masalan, differensial (ayirma) signalga nisbatan u

$$K_p = \frac{U_{chiq1} - U_{chiq2}}{U_{kir1} - U_{kir2}}$$

ko'rinishda aniqlansa, har bir chiqishga nisbatan

$$K_{r1} = \frac{U_{chiq1}}{U_{chiq1} - U_{chiq2}} \quad \text{va} \quad K_{r2} = \frac{U_{chiq2}}{U_{chiq1} - U_{chiq2}}$$

bo'ladi. Sinfaz signalga nisbatan kuchaytirish ko'effitsiyenti quyidagicha ifodalanadi:

$$K_s = 2 \frac{U_{chiq1} - U_{chiq2}}{U_{chiq1} - U_{chiq2}}.$$

Real kuchaytirgich ideal simmetriyaga ega bo'lmagani uchun uning natijaviy chiqish kuchlanishi:

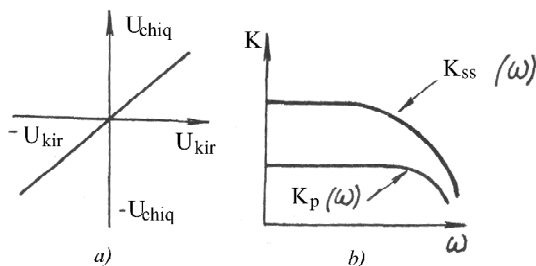
$$\Delta U_{chiq} = U_{chiq1} - U_{chiq2} = K_r(U_{chiq1} - U_{chiq2}) + K_s \frac{U_{kir1} + U_{kir2}}{2}.$$

DKning sifati sinfaz signalni so'ndirish ko'effitsiyenti degan kattalik orqali xarakterlanadi. U differensial signalni kuchaytirish ko'effitsiyentini sinfaz signalni kuchaytirish ko'effitsiyentiga nisbatiga teng:

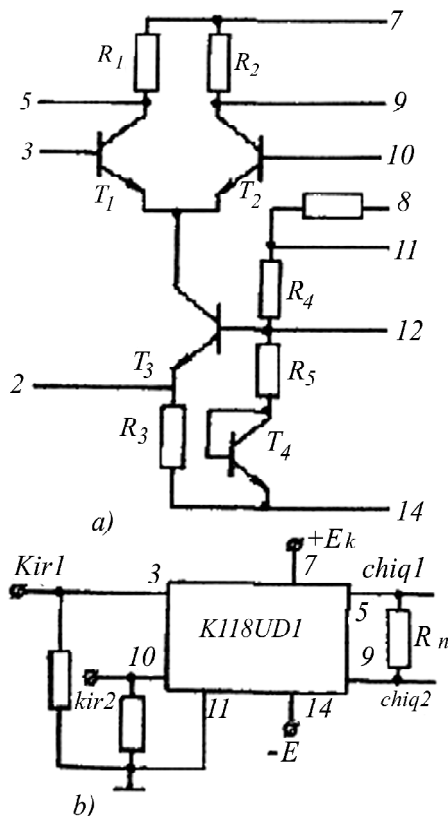
$$K_{ss} = \frac{K_r}{K_s}.$$

Kuchaytirgich faqat differentsial signalni qayd qilishi uchun $K_s \ll K_r$ bo'lishi kerak. Shunga asosan yaxshi DKlarda $K_{ss} = 10^4 \div 10^6$ tartibida bo'ladi.

6.42-rasmda differensial kuchaytirgichning amplitudaviy va chastotaviy xarakteristikalar ko'rsatilgan. Undan sinfaz signal



6.42- rasm. Differensial kuchaytirgichning amplitudaviy (a) va chastotaviy (b) xarakteristikasi.



6.43-rasm. K118UD1 mikrosxema (a) a oʻrta tuzilgan differensial kuchaytirgich (b).

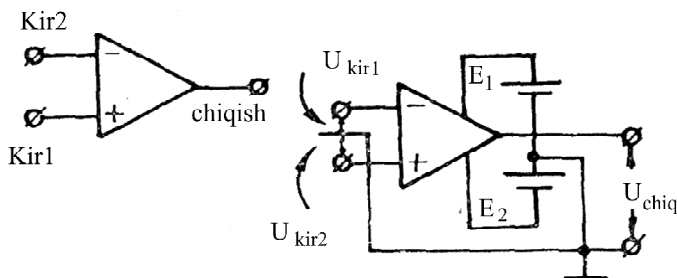
yuqori chastotasining chegaraviy qiymati differensial signalnikiga qaraganda kichik boʻlishi koʻrinadi. U sinfaz signal uchun $t_{vs} = C_0 R_{ekv}$ ning differensial signalga nisbatan yetarlicha katta boʻlishi ($t_{vs} > t_{vr}$) bilan tushuntiriladi. Shunday qilib DKning sifatli ishlashi uchun uning yelkalari simmetrikligini taʼminlash kerak. Buning uchun integral mikrosxemalar qoʻllaniladi. 6.43-rasmda bunga misol koʻrsatilgan. Unda T_1 va T_2 tranzistorlar DK ning negizini tashkil qiladi. T_3 tranzistorda yigʻilgan zanjir yuqorida

koʻrilgan sxemalardagi R_e rezistor vazifasini bajaradi. T_4 tranzistor diod ulanishiga ega boʻlib, T_3 tranzistoring termos-
tabillash zanjiri vazifasini bajaradi.

6.13. Operatsion kuchaytirgich

Operatsion kuchaytirgich — OK juda katta kuchaytirish koeffitsiyentiga ega boʻlgan (10^4 — 10^6) differensial kirish va bitta chiqishli OʻTKdir. Uning ishlash uslubi DKnika oʻxshash boʻlib, asosan, chuqur manfiy teskari bogʻlanish zanjiri kiritilgan holda qoʻllaniladi. OKlar keng oʻtkazish sohasiga ($\omega_v = 10 \div 100 \text{ mGs}$), katta kirish ($R_{kir} < 10kOm$) va kichik chiqish ($R_{chiq} < 100 Om$) qarshiligiga, yuqori darajadagi sinfaz signallarni soʻndirish koeffitsiyentiga ega boʻlgan yuqori sifatli universal kuchaytirgichdir (Ular qiyosiy hisoblash qurilmalarida matematik amallarni bajarish uchun yaratilgan va operatsion kuchaytirgich deb atalgan).

6.44-rasmda operatsion kuchaytirgichning shartli belgisi va sxemaga ulanish usuli koʻrsatilgan. Unda faza oʻzgartmaydigan (toʻgʻri) kirish «+» ishora bilan, fazani 180° ga buradigan (invers) kirish esa, «-» ishora bilan koʻrsatilgan. E_1 va E_2 manbalar kirishga signal taʼsir etmagan holda chiqish kuchlanishini nolga keltirish va chiqish signali, qutbini oʻzgartirish uchun xizmat qiladi.

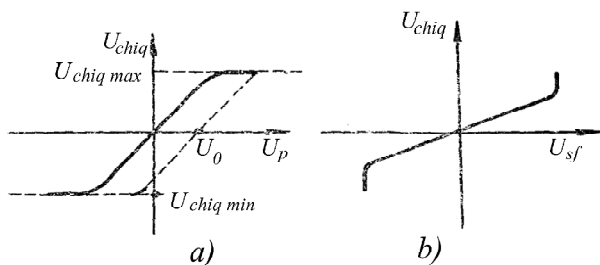


6.44- rasm. Operatsion kuchaytirgichning shartli belgisi
va sxemaga ulanishi.

Kirish signali generatori turlicha ulanishi mumkin. Ko‘pincha u to‘g‘ri kirishga ulanib, faza o‘zgaruvchi kirishga teskari bog‘lanish zanjiri kiritiladi.

OKlar ham DKlarga o‘xshash differensial signalni kuchaytirish koeffitsiyenti K_s , sinfaz signalni kuchaytirish koeffitsiyenti K_s va sinfaz signalni so‘ndirish koeffitsiyenti K_{ss} lar bilan xarakterlanadi. OKlarda K_r xususiy kuchaytirish koeffitsiyenti deb ataladi va teskari bog‘lanish bo‘lmagan kuchaytirgichni ifodalaydi.

6.45-rasmda operatsion kuchaytirgichning amplitudaviy xarakteristikasi ko‘rsatilgan. Undan ko‘rinadiki, differensial signal uchun amplitudaviy xarakteristika chiqish kuchlanishining $U_{chiq\ max}$ va $U_{chiq\ min}$ qiymatlari orasida to‘g‘ri chiziqdan iborat. Bu oraliq kuchaytirish diapazoni deb ataladi. Real kuchaytirgichlarning bu xarakteristikasi yo chap, yoki o‘ng (punktir chiziq) tomonga surilgan bo‘lishi mumkin. Bu chiqish kuchlanishining nolga teng bo‘lishini ta‘minlash uchun kuchaytirgich kirishiga U_0 kuchlanish beradigan manba ulanishi kerakligini ko‘rsatadi. U_0 — nolni surish kuchlanishi deb ataladi (Sifatli kuchaytirgichlarda U_0 hisobga olinmaydi).



6.45- rasm. Operatsion kuchaytirgichning differensial
(a) va sinfaz (b) signalga nisbatan amplitudaviy
xarakteristikasi.

Sinfaz signalga nisbatan amplitudaviy xarakteristikaning to‘g‘ri chiziqli qismi sinfaz signalni so‘ndirish sohasi deb ataladi.

Undan tashqari K_s birdan tez o'sa boshlaydi. Bu signal kuchlanishi manba kuchlanishiga yaqinlashganda kuzatiladi.

6.14. Operatsion kuchaytirgichlarni ulash sxemalari

OKlar amplitudaviy xarakteristikasining to'g'ri chiziqli qismi kirish signalining juda kichik qiymatlariga to'g'ri keladi, chunki kuchaytirish ko'effitsiyenti juda katta bo'ladi. Shuni va kirish qarshiligining juda katta bo'lishini hisobga olgan holda OK larni qo'llashda quyidagi soddalashtirish kiritiladi.

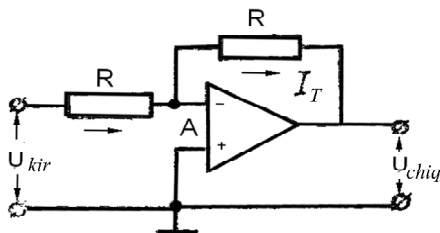
1) Xarakteristikaning to'g'ri chiziqli qismida ikkala kirishning potentsiallari o'zaro teng (millivoltidan ortmaydi).

2) Kirish klemmalari orasidagi tok nolga teng (kirish qarshiligi juda katta bo'lgani uchun).

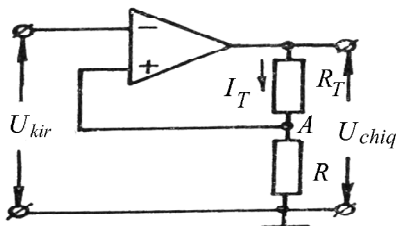
OKlarni ulash sxemalari turlicha bo'lib bajariladigan matematik amal turiga qarab tanlanadi. Shulardan ayrimlarini ko'raylik.

1. Faza o'zgartuvchi (invers) ulash (6.46-rasm). Bunda kirish signali faza o'zgartuvchi kirishga, to'g'ri ulash kirishi esa, yerga ulanadi. Shuning uchun A nuqtaning potentsiali nol deb qabul qilinsa (1 shart), R rezistordan o'tadigan tok

$I \approx \frac{U_{kir}}{R}$ ga teng bo'ladi. Bu A nuqtada ikkiga — kirish qarshiligidan o'tadigan I_{kir} va R_f teskari bog'lanish rezistoridan o'tadigan I_t toklarga tarmoqlanishi kerak. Lekin P — soddalashtirish shartiga binoan $I_{kir} = 0$ deb olinsa, $I \approx I_t$ bo'ladi.



6.46-rasm. Faza o'zgartuvchi (invers) ulash.



6.47-rasm. Faza o'zgartmaydigan (to'g'ri) ulash.

Lekin R_T rezistorda I_T tokni hosil qilish uchun $U_A - U_{chiq}$ potensiallar ayirmasi mavjud bo'lishi kerak. $U_A = 0$ bo'lgani uchun

$I_T \approx -\frac{U_{chiq}}{R_T}$ bo'ladi. Shunga ko'ra

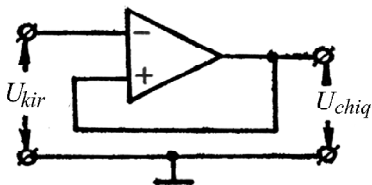
$$-\frac{U_{chiq}}{R_T} = \frac{U_{kir}}{R} \quad \text{va} \quad Q = \frac{U_{chiq}}{U_{chik}} = -\frac{R_T}{R}.$$

Demak, sxemaning kuchaytirish koeffitsiyenti rezistorlar nisbatiga teng bo'lib, kuchaytirgichning xususiy kuchaytirish koeffitsiyenti K_r ga bog'liq emas ekan. Minus ishora kirish kuchlanishi bilan chiqish kuchlanishi qarama-qarshi fazada o'zgarishni ko'rsatadi.

2. Faza o'zgartmaydigan ulash (6.47-rasm). Bu holda kirish signali to'g'ri ulash kirishiga beriladi. Faza o'zgartuvchi ikkinchi kirishga teskari bog'lanish zanjiri (R va R_T rezistorlardan tuzilgan kuchlanish bo'lgichi) orqali chiqish signalining

qismi qayta $\beta = \frac{R}{R + R_T}$ uzatiladi. Kirish kuchlanishi ortishi

bilan chiqish kuchlanishi ham orta boshlaydi. Lekin U_{chik} ning qiymati A nuqtaning potentsiali U_{kir} ga teng bo'lguncha o'sadi, ya'ni chiqish kuchlanishi hosil qiladigan I_T tok hisobiga R rezistorda hosil bo'ladigan kuchlanish tushuvi kirish kuchlanishiga teng bo'lishi kerak:



6.48-rasm. Emitter qaytargich.

$$U_{kir} \approx U_A \equiv I_T R = U_{chiq} \cdot \beta.$$

Bundan kuchaytirish koefitsiyenti

$$K = \frac{U_{chiq}}{U_{kir}} = 1 + \frac{R_T}{R}$$

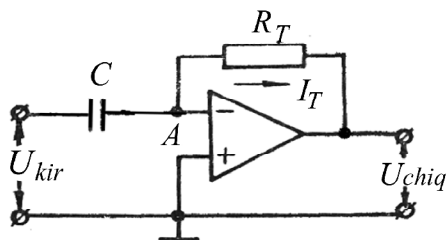
ekani topiladi.

Faza o'zgartmaydigan ulash sxemasining xususiy xoli katta ahamiyatga ega. Agar $R_T = 0$, $R \rightarrow \infty$ bo'lsa, $K = 1$ bo'lib qoladi (6.48-rasm). Bu OKning kuzatish sxemasi deb ataladi va emitter qaytargichi bo'lib hisoblanadi.

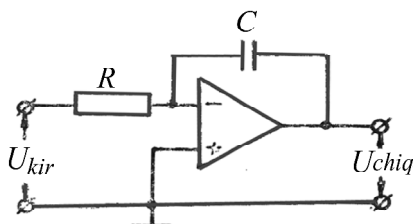
3. Differensiallovchi va integrallovchi ulash. Faza o'zgartuvchi ulashda invers kirish potentsiali nol nuqtaga (yerga) o'xshash bo'ladi. Shuning uchun uni jamlash nuqtasi yoki «virtual massa» deb ataladi. A nuqtaning potentsiali nol deb olingani uchun sxemaning kirish qarshiligi R_{kir} teskari bog'lanish R_T rezistorining qarshiligiga son jihatdan teng bo'ladi. Lekin R_{kir} OKning xususiy kirish qarshiligidan kichikroq bo'ladi. Shularni hisobga olgan holda differentsiallashtirish va integrallashtirish sxemasi tuziladi.

6.49-rasmda OKning differentsiallashtirish sxemasi ko'rsatilgan. Unda A nuqtaning potentsiali nol bo'lgani uchun kirish kuchlanishi kondensatorga qo'yilgan bo'ladi.

Shuning uchun R rezistordan o'tadigan tokni kirishdagi kuchlanish orqali ifodalansa, $I_t = S \frac{dU_{kir}}{dt}$ va $U_{chiq} = -RS \frac{dU_{kir}}{dt}$ bo'ladi.



6.49-rasm. OKning differensiallash sxemasi.



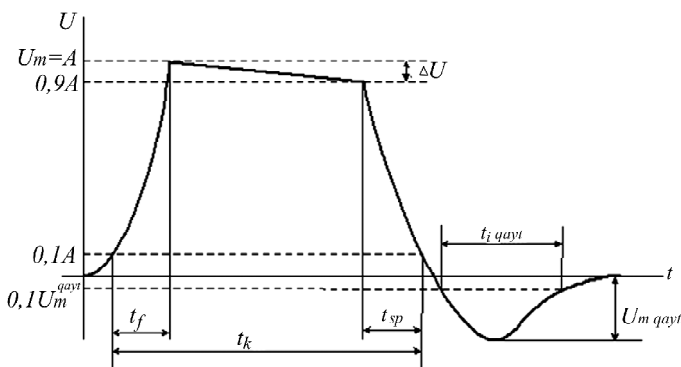
6.50-rasm. OKning integrallash sxemasi.

6.50-rasmda OKning integrallash sxemasi ko'rsatilgan. Unda kirish kuchlanishi R rezistorga qo'yilgan bo'ladi. Shuning uchun undan o'tadigan tok $\frac{U_{kir}}{R}$ ga teng bo'lib, S kondensatorni zaryadlaydi. Chiqish kuchlanishi kondensator orqali olingani uchun $U_{chiq} = -\frac{1}{RC} \int U_{kir} dt$ bo'ladi («—» ishopa kirish va chiqish kuchlanishlarining teskari fazada o'zgarishini ko'rsatadi).

VII. IMPULS TEXNIKASI

7.1. Impulslar, tasnifi, turlari va parametrlari

Elektrzanjirida impuls deb, kuchlanish yoki tokni qisqa vaqtda o'zgarishi tushuniladi. 7.1-rasmda real impuls ko'rinishi keltirilgan.



7.1-rasm.

Impulsning asosiy tasniflari va parametrlari quyidagilardan iborat:

1. Impuls amplitudasi $U_m = A$;
2. Impulsni aktiv kengligi ($0,1A$ darajada o'lchanadi) t_i ;
3. Front tikligi $S_f = \frac{dU}{dt} \approx \frac{U_m}{t_f}$;
4. Qiyalik tikligi $S_{sp} = \frac{dU}{dt} \approx \frac{U_m}{t_{sp}}$;
5. Impuls toki buzilishi $\frac{\Delta U}{U_m} \cdot 100\%$;

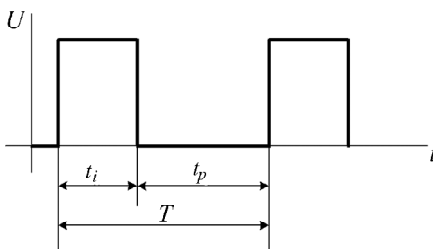
6. Teskari tashlanish amplitudasi $U_{m\text{ tes}}$;

7. Teskari tashlanish kengligi $t_{i\text{ tes}}$;

8. Impuls quvvati $P = \frac{W}{t_u}$, bu yerda W — impuls energiyasi.

Impuls ketma-ketlikni (7.2-rasm) davriy takrorlanuvchi impulslar tashkil etadi. U quyidagi parametrlar bilan xarakterlanadi:

9. Impuls ketma-ketligi chastotasi $f = \frac{1}{T}$, bu yerda $T = t_i + t_p$;

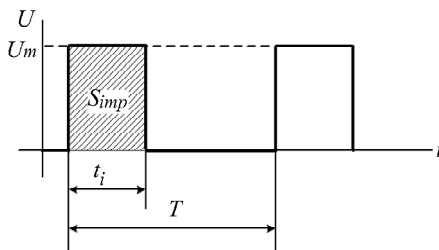


7.2-rasm.

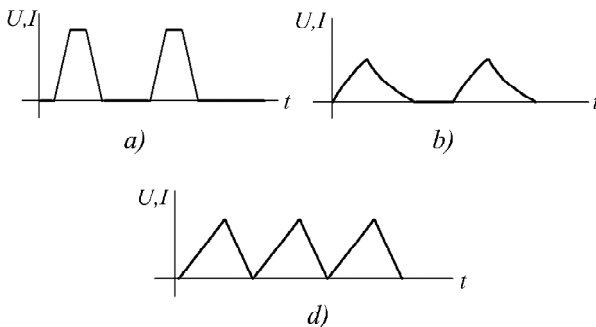
10. To'ldirish koeffitsiyenti $\gamma = \frac{t_i}{T}$ (o'zgarish oralig'i 0...1), chuqurligi (o'zgarish oralig'i ∞ dan 0 gacha);

11. Impulsni o'rtacha qiymati (7.3- rasmga qarang);

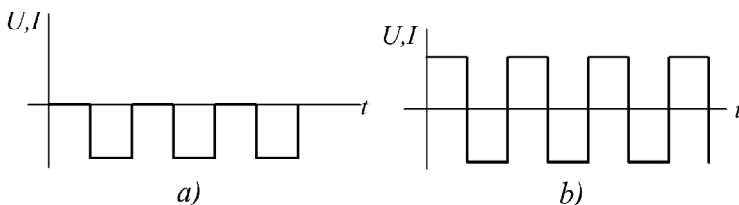
$$U_{o'r} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{t_i} U(t) dt = \frac{S_{imp}}{T} = \frac{U_m \cdot t_i}{T} = U_m \cdot \gamma = \frac{U_m}{Q}.$$



7.3-rasm.



7.4-rasm.



7.5-rasm.

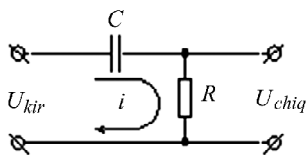
Impulslar turli ko‘rinishga ega: to‘g‘ri burchakli, uchbur-chakli, trapetsiyali, eksponensial va boshqa. (7.4-rasm), shuningdek bir qutbli (a) va ikki qutbli (b) bo‘lishi mumkin (7.5-rasm qarang): bir qutbli impulslar musbat va manfiy bo‘lishi mumkin. Turli ko‘rinishli chastota va amplitudali impuls ketma-ketligini hosil qilish uchun maxsus generatorlardan foydalaniladi.

7.2. RC-zanjirdan impuls o‘tishi

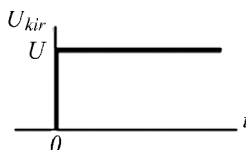
7.2.1. RC-zanjirlarda birlik qadamdagi kuchlanish va tok

RC-zanjirning kirish qismiga (7.6-rasmga qarang) birlik qadamdagi kuchlanish ulanadi 7.7-rasm.

Birlik qadamga zanjir reaksiyasini aniqlaymiz, ya’ni quyi-dagi munosabatlarni topamiz:



7.6-rasm. RC-zanjirning qadamdagi prinsipial sxemasi.



7.7-rasm. Birlik kuchlanish grafiği.

$$U_s(t) = ?; \quad U_R(t) = ?; \quad i(t) = ?.$$

Sakrash tenglamasi, ya'ni zanjir kirish qismidagi kuchlanish quyidagicha bo'ladi:

$$U_{kir} = \begin{cases} 0, & t < 0; \\ U, & t \geq 0. \end{cases}$$

Boshlang'ich shartlari: $U_s(0) = 0$, $i(0) = 0$, $U_R(0) = 0$.

Zanjir uchun Kirxgofning 2-qonuniga ko'ra:

$$U = U_s + U_R = U_s + i \cdot R$$

quyidagini inobatga olib $q = U_s \cdot C$, $i = \frac{dq}{dt} = C \cdot \frac{dU_s}{dt}$, quyi-

dagini hosil qilamiz $U = U_s + R \cdot C \cdot \frac{dU_s}{dt}$.

RC-zanjirni differensial tenglama yordamida standart ko'rinishida quyidagicha yozamiz:

$$R \cdot C \cdot \frac{dU_s}{dt} + U_s = U,$$

boshlang'ich sharti bilan $U_s(0) = 0$, $i(0) = 0$, $U(0) = 0$. (7.1)

Bunday differensial tenglamaning yechimini erkin va majburiy tashkil etuvchilari orqali aniqlanadi:

$$U_s = U_{erk.} + U_{maj.}$$

Erkin tashkil etuvchisi quyidagicha yoziladi: $U_{erk.} = A \cdot e^{pt}$ va zanjirga e'tirozli ta'sir etuvchi bo'lmagan holda o'zining o't-

kinchi jarayonini ifodalaydi(tenglamaning o'ng tomoni nol holatda), demak,

$$R \cdot C \cdot \frac{dU_s}{dt} + U_s = 0;$$

$\frac{d}{dt} \Rightarrow p$ ni belgilab, ushbu tenglamani operator ko'rinishida quyidagicha yozamiz:

$$U_s \cdot (R \cdot C \cdot p + 1) = 0.$$

U_s -o'tkinchi jarayonda vaqt birligida eksponensial qonuniyat bilan o'zgarganligi uchun, ya'ni $U_s \neq 0$, bunda: $R \cdot S \cdot p + 1 = 0$, bundan xarakteristik tenglamaning ildizini aniqlaymiz:

$$p = -\frac{1}{R \cdot C}.$$

Uni qiymatini tenglamaning erkin tashkil etuvchisiga qo'yib, quyidagini hosil qilamiz:

$U_{serk.} = A \cdot e^{-\frac{t}{R \cdot C}}$, bu yerda $R \cdot C = \tau$, RC-zanjirning vaqt doimiysi, bunda

$$U_{serk.} = A \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}.$$

$t \rightarrow \infty$ bo'lganda, $U_{serk.} \rightarrow 0$.

O'tkinchi jarayon tugaganidan so'ng, majburiy tashkil etuvchisi, tenglamaning o'ng tomonidan (nazariy $t \rightarrow \infty$, bo'lganda amalda esa $t > (3 \div 5)\tau$) bo'lganda quyidagicha aniqlanadi:

$$U_{s\ chiq} = U_{kir} = U.$$

Differensial tenglamani to'liq yechimini quyidagicha yozamiz:

$$U_s = U_{s\ erk.} + U_{s\ maj.} = U + A \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}.$$

Ushbu ifodada noma'lum qiymat - A . Uni boshlang'ich shartdan topamiz:

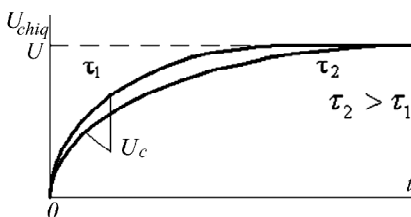
$$t = 0, \quad U_s(0) = 0;$$

$$0 = U + A \cdot 1 \Rightarrow A = -U.$$

Differensial tenglamaning natijaviy yechimi quyidagicha bo'ladi:

$$U_s = U \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}). \quad (7.2)$$

7.8-rasmda RC-zanjirning turli vaqt doimiysidagi $U_s(t)$ ga bog'liqligi keltirilgan.

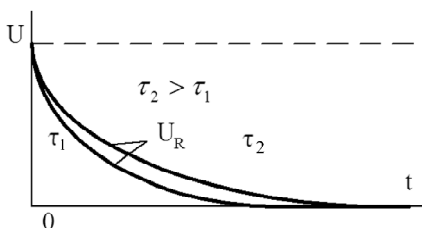


7.8-rasm.

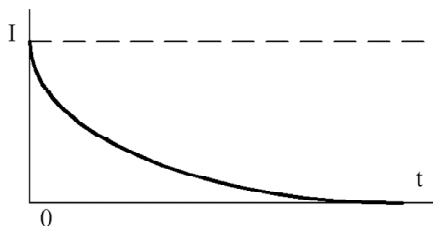
RC-zanjir chiqish qismida quyidagicha bo'ladi:

$$U_R = U - U_s = U - U + U \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} = U \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}.$$

7.9-rasmda τ -ning turli qiymatlarida $U_R(t)$ ga bog'liqligi keltirilgan.



7.9-rasm.



7.10-rasm.

$$U_R = i \cdot R$$

bo'lganligidan, demak
$$i = \frac{U_R}{R} = \frac{U}{R} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (7.4)$$

7.10-rasmda $I(t)$ bog'liqligi keltirilgan.

7.2.2. Differensirolovchi (toraytiruvchi) va ajratuvchi RC-zanjirlar

Vaqt birligida kirish signalining hosilasiga proporsional bo'lgan signalni hosil qiluvchi zanjir differensiallovchi zanjir

deb ataladi. Bundan, $u_{chiq}(t) = K \cdot \frac{du_{kir}(t)}{dt}$. Koeffitsiyent K

sekundlarda ifodalaniladi, aks holda tenglamaning chap va o'ng tomonlari bir xil bo'ladi. Ideal differensiallovchi qurilma sifatida C kondensator yoki L induktivlik deyish mumkin. Masalan, C kondensatorni qo'llab, uning kirish signalini kuchlanish $u_{kir}(t)$, chiqishi esa tok i -zanjiridagi. Ushbu o'zgaruvchanlar ma'lum

munosabatlar $i(t) = C \cdot \frac{du_{kir}(t)}{dt}$ bilan bog'liq, ya'ni zanjirdagi

tok kirish kuchlanishni hosilasiga proporsional. Lekin ushbu sxemani amalda qo'llash mumkin emas, chunki u tokni registratsiyalovchi elementga ega emas.

Kuzatish uchun qulay yoki registratsiya uchun qulay chiqish signalini hosil qilish uchun zanjirga ichki qarshiligi R bo'lgan toksezgir asbob ketma-ket ulanadi. Eng oddiy holda u R — qarshilik bo'lishi mumkin. Tokka proporsional kuchlanish $U_R = i \cdot R$ bo'ladi.

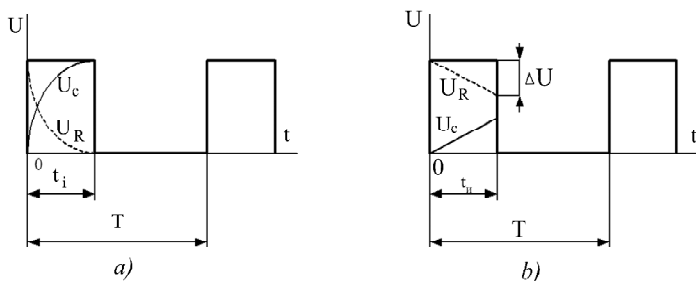
Ko'rib o'tilgan RC -zanjir differensiallovchi funksiyani bajarishi mumkin (toraytiruvchi) $\tau \ll t_u$, bo'lganda ajratuvchi zanjirda, agarda $\tau \gg t_u$ bo'lsa.

7.11-rasmda U_s va U_R kuchlanish grafiklari, shunday zanjir uchun tasvirlangan.

Ikkita rejimni ko'raylik:

I. Differensiallovchi zanjir — $\tau \ll t_u$, bunda ikki xil variant bo'lishi mumkin: a) $\tau \ll t_n$; b) $\tau \gg t_n$.

II. Ajratuvchi zanjir — $\tau \gg t_u$, bunda: a) $\tau \gg t_n$; b) $\tau \ll t_n$.



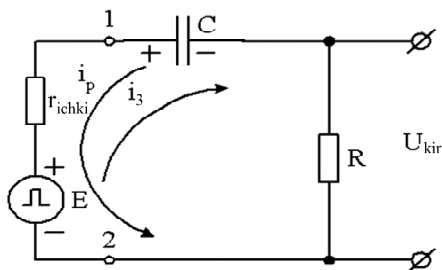
7.11-rasm. a) rejim 1 — $\tau \ll t_u$, b) rejim 2 — $\tau \gg t_u$.

I. Impuls ketma-ketligi ta'sirida differensiallovchi zanjir (7.12-rasm)ni ko'raylik.

i_z zaryad toki ta'sirida C kondensator zaryadlanadi, pauzada esa — razryadlanadi, i_p — razryad toki. Bunda $E = 0$.

$r_{\text{ichki}} \ll R$ desak, ($r_{\text{ichki}} = 0$) ni hisobga olmasa ham bo'ladi.

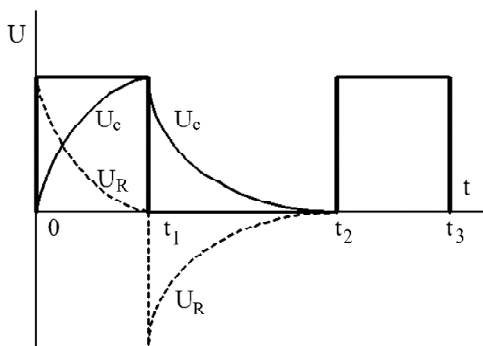
I rejimni ko'raylik, variant a): $\tau \ll t_u$, $\tau \ll t_n$.



7.12- rasm. Toraytiruvchi RC-zanjirning prinsipial sxemasi.

Impuls tugaganida (t_1 vaqtda) $E = 0 \Rightarrow U_R = -U_s$.

Pauzada esa (t_1-t_2) C kondensator razryadi to'liq bo'ladi, chunki $\tau \ll t_n$.



7.13-rasm.

$$U_{chiq} = i_p \cdot R = R \cdot C \cdot \frac{dU_s}{dt};$$

$$U_s = U_{12} - U_{chiq}.$$

Bunda

$$U_{chiq} = R \cdot C \cdot \frac{d(U_{12} - U_{chiq})}{dt};$$

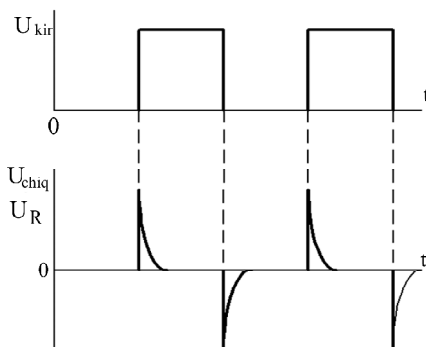
$U_{chiq} \ll U_{12} = U_{kir}$ bo'lganda quyidagini hosil qilamiz:

$$U_{chiq} = R \cdot C \cdot \frac{dU_{kir}}{dt}.$$

1) Demak ideal differensiallovchi zanjir hosil bo‘ladi. Demak zanjir differensiallovchi bo‘lishligi uchun o‘rta shart bajarilishi kerak:

- 1) $\tau \ll t_u$;
- 2) $\tau \ll t_n$;
- 3) $U_{chiq} \ll U_{12} = U_{kir}$.

Bunda kuchlanish grafigi U_{chiq} kirishda impuls ketma-ketligida quyidagi ko‘rinishga ega bo‘ladi (7.14-rasm).

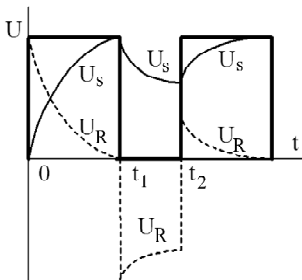


7.14-rasm. Kirishda impuls ketma-ketligi bo‘lganida differensiallovchi zanjirning U_{chiq} kuchlanishi grafigi.

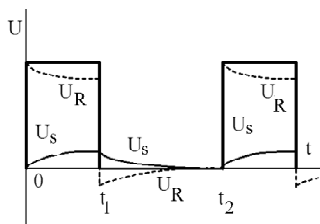
Rejim I, variant b): $\tau \ll t_u$, $\tau \gg t_n$.

Kuchlanish grafigi U_s va U_R 7.15-rasmda keltirilgan. Ushbu rejimda t_2 momentda a) variantdan farqli yangi boshlang‘ich shartlar $U_R(t_2) = E - U_s(t_2)$ bo‘ladi. Bunday rejim nogarmonik e‘tiroz rejimi deyiladi.

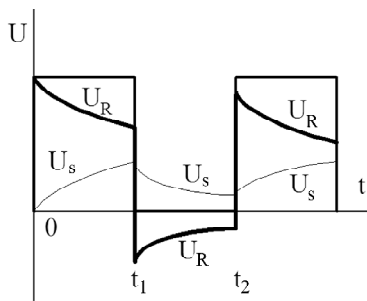
Impuls davrida o‘tkinchi jarayon a) variantdagidek bo‘lib, pauza vaqtida C — kondensator nolgacha razryadlanishga t_n vaqtida ulgurmaydi, shuning uchun nol boshlang‘ich sharti



7.15-rasm.



7.16-rasm.



7.17-rasm.

bajarilmaydi va differensiallovchi zanjirga bunday variant o‘rinli bo‘lmaydi.

Rejim II bunda $\tau \gg t_u$, $\tau \ll t_n$ ajratuvchi variantni ta‘minlaydi.

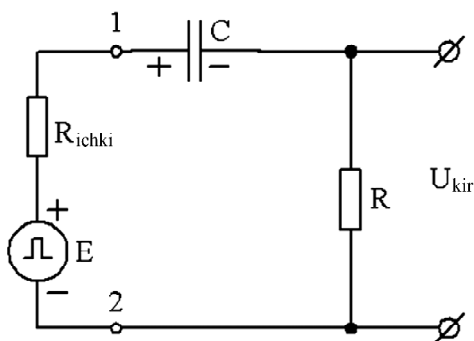
t_1 — vaqtida impuls ta‘siridan so‘ng (7.16-rasmga qarang) $U_R(t_1) = -U_s(t_1)$, t_2 vaqtida boshlang‘ich nolinch holatga ega. Chiqishdagi signal kirishdagini takrorlaydi. Demak, bunday zanjir ajratuvchi zanjir bo‘ladi.

Rejim II, bunda $\tau \gg t_u$, $\tau \ll t_n$, b) variant kabi rejima I da t_2 vaqt momentida noldan farqli yangi boshlang‘ich shartlar bo‘ladi (7.17-rasm.)

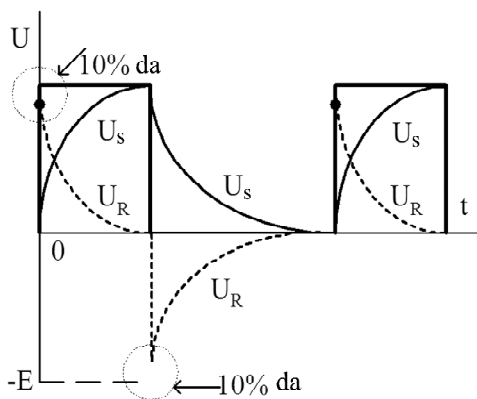
Ajratuvchi zanjir uchun (nogarmonik rejim) bunday variant o‘rinsizdir.

7.2.3. Impuls ta'siridagi real RC -zanjirlar

Avval ko'rib chiqilgan bo'limlardagi RC -zanjirlaridagi ishlar ideal holatlar uchun edi: kirish signalining fronti nol deb olingan edi, generatorning chiqish qarshiligi K_{kir} va yuklamadagi parazit sig'im C_n juda kichik deb qaralgan. Aslida esa bu qiymatlar qandaydir qiymatlarga ega. Ularni bir vaqtda hisobga olish qiyin. Generator qarshiligini R_{ichk} asosiy deb baholaylik (7.18-rasm).



7.18-rasm. RC -zanjirning generator R_{ichki} qarshiligini hisobga olgan holdagi sxemasi.



7.19-rasm.

Generatorning ichki qarshiligini inobatga olgandagi RC -zanjir kirish kuchlanishi E E.Yu.Kdan kichik bo'ladi, generatorning ichki qarshiligidagi kuchlanish pasayishi $U_{12} < E$ gacha.

Buni inobatga olinsa:

$$U_R(t=0) = \frac{E \cdot R}{R_{ichki} + R}; \quad U_R(t=t_1) = \frac{-U_c \cdot R}{R + R_{ichki}} \quad (7.19-$$

rasmga qarang).

$R_{ichki} = 0,1 R$ qarshilikda kuchlanish $U_{12} \approx 0,9E$. Demak, $R_{ichki} < 0,1R$ bo'lganida real zanjirni amalda ideal deb hisoblash mumkin.

7.3. RC -differensiallovchi zanjirlarda daraja belgilash

Odatda kirish impuls ketma-ketligi bir qutbli bo'lib, ko'rilayotgan zanjirda chiqish qismida esa odatda ikki qutbli. Ko'pincha RC -zanjir chiqish qismida bir qutbli ketma-ketligini ta'minlash kerak bo'ladi. Bunday o'zgartirgich daraja belgilagich yordamida amalga oshiriladi.

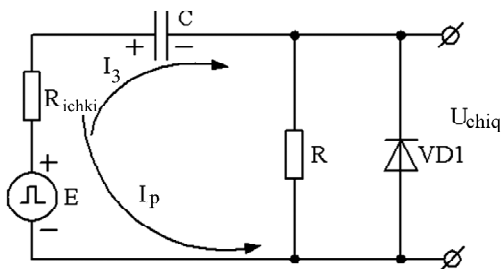
Daraja begilagichni bir necha guruhlariga bo'lish mumkin. Chiqishda impuls qutbi qanday bo'lishi lozimligidan daraja belgilagich musbat va manfiy impulsli hamda bipolar signallar uchun.

Impuls holatini qanday daraja belgilash maqsadida boshlang'ich darajadagi va impuls tepaligini belgilashga bo'linadilar.

7.20-rasmda musbat impulsni nolinchi darajada belgilashning oddiy varianti keltirilgan. Kirish qismiga musbat ketma-ketligidagi impulslar ulanadi. Impuls davomida E.Yu.K. E dan tokli C -kondensator zaryadlanadi.

Zanjir zaryadi vaqt doimiysi quyidagicha aniqlanadi:

$$\tau_{zar} = C \cdot (R_{ichki} + \frac{R \cdot R_{VD \text{ tesk}}}{R + R_{VD \text{ tesk}}}).$$



7.20-rasm. Musbat impulsni nol darajada belgilash prinsipial sxemasi.

$R_{VD \text{ tesk.}} \gg R$ bo'lganligidan ($R_{VD \text{ tesk.}} \approx 1 \div 10 M\Omega$, $R \approx 10 \div 10 k\Omega$) va $R_{ichki} \ll R$, zanjir vaqt doimiysini qiymatini taxminan quydagicha aniqlaymiz $\tau_{zar} \cong R \cdot C$.

Impuls mavjud bo'lganida kondensator zaryadlanadi, pauza davrida esa razryadlanadi. Razryad vaqt doimiysi:

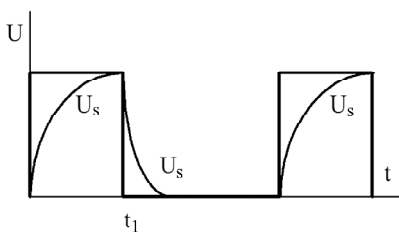
$$\tau_{razr} = C \cdot (R_{ichki} + R_{VD \text{ tug.}} // R).$$

$R \gg R_{VD \text{ tug.}}$ bo'lganida $\tau_{razr} = (R_{ichki} + R_{VD \text{ tug.}}) \cdot C$.

Ko'pchilik holatda $R_{ichki} \gg R_{VD \text{ tug.}}$ bajariladi, u holda $\tau_{razr} \cong R_{ichki} \cdot C$.

Qarshilik $R \gg R_{ichki}$ bo'lganidan vaqt doimiysi $\tau_{zar} \gg \tau_{razr}$.

VD diodni qo'llanilishi kondensator razryadlanishini tezlatadi. 7.21-rasmda C kondensatoridagi kuchlanish tasvirlangan.

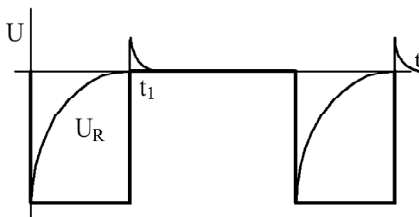


7.21-rasm.

Belgilovchining chiqish qismidagi kuchlanish $U_R = E - U_s$. t_1 -vaqtda uning qiymati quyidagicha aniqlanadi:

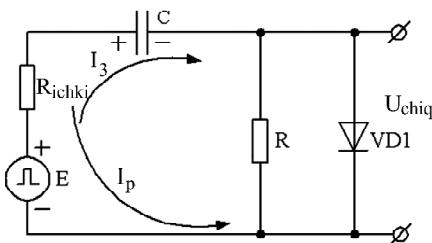
$$U_R(t_1) = \frac{-U_s \cdot R_{VD \text{ tug.}}}{R_{ichki} + R_{VD \text{ tug.}}}.$$

Diod qarshiligi $R_{VD \text{ tug.}} \ll R_{ichki}$ bo'lganidan kuchlanish $U_R(t_1) \approx 0$ bo'ladi (7.22-rasmga qarang).



7.22-rasm.

Manfiy impuls belgilanishining nolinch darajasi ham avvalgidek ko'riladi (7.23-rasmga qarang) $VD1$ diodi teskari yo'nalishda ulanadi.



7.23-rasm. Manfiy impuls nolinch darajali belgilanish prinsipial sxemasi.

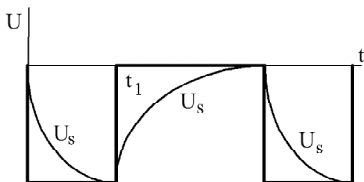
$$\tau_{zar} = C \cdot (R_{ichki} + R // R_{VD \text{ tug.}})$$

$$R \gg R_{VD \text{ tug.}} \text{ bo'lganda } R_{ichki} \gg R_{VD \text{ tug.}}; \tau_{zar} = R_{ichki} \cdot C.$$

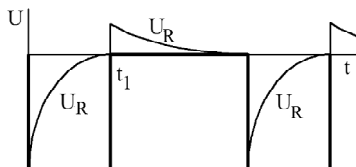
$$\tau_{razr} = C \cdot (R_{ichki} + R // R_{VD \text{ tesk.}}),$$

$R_{VD \text{ tesk.}} \gg R$ bo'lganda $R \gg R_{ichki}$; $\tau_{razr} = R \cdot C$.

$VD1$ diodi qo'llanilganida kondensator zaryadlanishi tezlanadi ($\tau_{zar} \ll \tau_{razr}$).



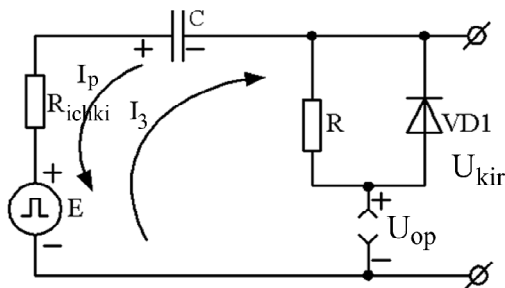
7.24-rasm.



7.25-rasm.

$$U_R(t_1) = \frac{-U_c \cdot R_{VD \text{ tesk.}}}{R + R_{ichki}}.$$

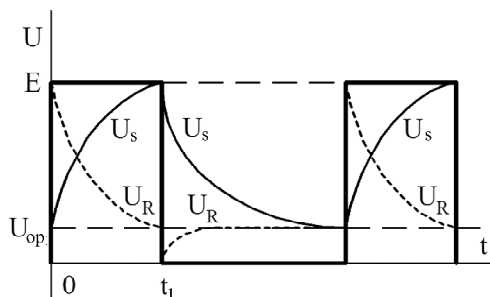
7.26-rasmda musbat impulslar uchun ixtiyoriy darajadagi belgilovchi sxemasi keltirilgan.



7.26-rasm. Ixtiyoriy darajadagi musbat impulslar belgilash prinsipial sxemasi.

Tayanch kuchlanish manbai kuchlanishni $U_{tayanch} = 0 \div E$ oraliqda o'zgarishini ta'minlaydi.

$E > U_{op}$ bo'lganida diod $VD1$ yopiq bo'lib, kondensator C zaryadlanadi (tok I_z).

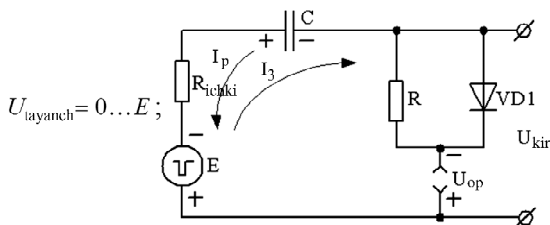


7.27-rasm.

Agarda $E < U_{\text{tayanch}}$ (pauza davri) diod $VD1$ ochiq va kondensator C razryadlanadi (tok I_p).

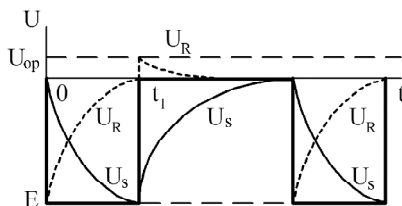
7.27-rasmda U_s kuchlanish va belgilashdagi U_R kuchlanishlar tasvirlangan. Belgilagichdagi kuchlanish 7.22-rasmdagidek bo'lib, faqat nol darajada emas, balki tayanch darajasidadir.

7.28-rasmda manfiy impuls uchun ixtiyoriy darajadagi belgilagichning sxemasi tasvirlangan.



7.28-rasm. Ixtiyoriy darajadagi manfiy impuls olish prinsipial sxemasi.

7.29-rasmda ishlash prinsipi ossillogrammalari keltirilgan.



7.29-rasm.

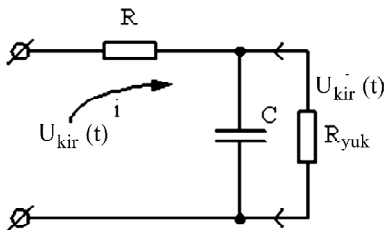
7.4. Integrallovchi RC -zanjirlari

Integrallovchi zanjir deb shunday to'rtqutblikka aytiladiki, chiqish qismidagi uning kirish signali integraliga proporsionaldir. Agarda kirish va chiqish signallari bir o'lchamda (masalan, kuchlanish birligida) bo'lsa, integrallovchi zanjir bajargan operatsiyani quyidagicha yozish mumkin:

$$U_{chiq.}(t) = K \int_0^t U_{kir.}(t) dt ,$$

bunda K — proporsionallik koeffitsiyenti, s^{-1} razryadga ega.

7.30-rasmda integrallovchi zanjir prinsipial sxemasi keltirilgan. $R_n \rightarrow \infty$ bo'lsin $R_{yuk} \gg R_{chiq.}$ da o'rinli bo'ladi.



7.30-rasm. RC -zanjir integrallovchi prinsipial sxemasi.

Integrallovchi zanjir ko'pchilik holda impuls'larni kengaytirish yoki chiziqli qonuniyatli kuchlanish o'zgarishiga ega bo'lgan kuchlanish hosil qilish uchun qo'llaniladi.

Integrallovchi zanjir uchun:

$$U_s = \frac{1}{C} \cdot \int_0^t i(t) dt ,$$

zanjirda tok qiymati
$$i(t) = \frac{U_{kir.}(t) - U_{chiq.}(t)}{R} .$$

U_s dagi ifodaga tok qiymatini qo'yib, quyidagini hosil qilamiz:

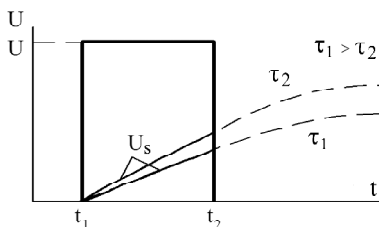
$$U_s = \frac{1}{C} \cdot \int_0^t \frac{U_{kir}(t) - U_{chiq.}(t)}{R} dt = \frac{1}{R \cdot C} \cdot \int_0^t [U_{kir.}(t) - U_{chiq.}(t)] dt.$$

Ideal integrallovchi zanjirni hosil qilish uchun $U_{chiq} \ll U_{kir}$ shart bajarilishi lozim, unda quyidagini hosil qilamiz:

$$U_s = \frac{1}{R \cdot C} \cdot \int_0^t U_{kir}(t) dt.$$

Zanjirda kichik uzatish koeffitsiyentini ta'minlash uchun, ya'ni $U_{chiq.} \ll U_{kir.}$ ($U_{chiq.} \ll U_s$), $\tau \gg t_u$ shart bajarilishi lozim (7.31-rasmga qarang).

Integrallovchi zanjir chiqishidagi to'g'ri chiziqli burchagi integrallanuvchi kuchlanish amplitudasiga proporsional bo'lib, zanjirning vaqt doimiysi τ ga teskari proporsional bo'ladi.



7.31-rasm.

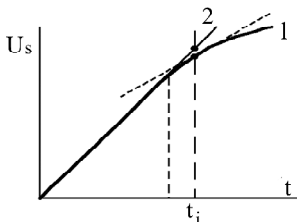
Zanjir aniq integrallashi uchun quyidagi shart bajarilishi lozim:

- 1) $U_{chiq.} \ll U_{kir.}$;
- 2) $\tau \gg t_u$.

Impuls davrida ($t_1 \div t_2$):

$$U_{kir.} = U = const, \text{ demak } U_{chiq.} = \frac{1}{R \cdot C} \cdot \int_0^t U \cdot dt = \frac{U}{R \cdot C} \cdot t.$$

t_2 - vaqt birligida zanjir chiqish qismidagi kuchlanish quyidagicha bo'ladi:



7.32-rasm.

$$U_{chiq.}(t_2) = \frac{U}{R \cdot C} \cdot t_u.$$

Integrallovchi zanjir xatoligi:

7.32-rasmda RC-integrallovchi zanjirning chiqish kuchlanishi tasvirlangan:

1. Integrallovchi zanjirning real kuchlanishi $U_{chiq.} = U_s$.

2. Ideal integrallovchining chiqish kuchlanishi.

$\tau \gg t_u$ bo'lganida zanjir amalda bexato ishlaydi.

Impuls so'ngidagi maksimal xatolikni aniqlaymiz:

$$\Delta_{\max} = \left. \frac{dU_s}{dt} \right|_{t=0} - \left. \frac{dU_s}{dt} \right|_{t=t_u}; \quad \delta_{\max} = \frac{\Delta_{\max}}{\left. \frac{dU_s}{dt} \right|_{t=0}};$$

bu yerda: $\Delta_{\max}$ — absolut xatoning maksimal qiymati;

$\delta_{\max}$ — nisbiy xatolik.

$t = t_u$ dagi xatolik qiymati quyidagicha bo'ladi:

$$\delta_{t=t_u} = \frac{\left. \frac{dU_s}{dt} \right|_{t=0} - \left. \frac{dU_s}{dt} \right|_{t=t_u}}{\left. \frac{dU_s}{dt} \right|_{t=0}}.$$

Xatolikni baholashni boshqa ko'rinishga keltirish mumkin:

$$U_{chiq.} = \frac{1}{R \cdot C} \cdot \int_0^t (U_{kir.} - U_{chiq.}) \cdot dt \quad \text{— real integrallovchi}$$

uchun.

$$U'_{chiq.} = \frac{1}{R \cdot C} \cdot \int_0^t U_{kir.} \cdot dt \quad \text{— ideal integrallovchi uchun.}$$

$$\text{Bunda } \Delta = U'_{chiq.} - U_{chiq.} = \frac{1}{R \cdot C} \cdot \int_0^t U_{chiq.}(t) \cdot dt.$$

$U_{chiq.}(t)$ qiymatini $U_{kir.}(t)$ qiymati orqali quyidagini hosil qilamiz:

$$\Delta = \frac{1}{R \cdot C} \cdot \int_0^t \frac{1}{R \cdot C} \int U_{kir.}(t) \cdot dt = \frac{1}{\tau^2} \int_0^t \int_0^t U_{kir.}(t) \cdot dt \cdot dt.$$

Ifodani $\tau \gg t_u$ shart orqali soddalashtirib, integrallovchi zanjirning nisbiy xatolik qiymatini hosil qilamiz: $\delta = \frac{t_u}{\tau}$. Agar $\tau = 10t_u$ bo'lsa, $\delta \approx 10\%$ bo'ladi.

Integrallovchi RC-zanjirning kamchiliklari:

— agar t_u katta bo'lsa (yuzlab millisekund va undan ortiq), bunda katta o'zgarmas vaqt (o'nlab sekund) talab etiladi, bu esa konstruktiv jihatdan noqulaydir.

— C va R ning katta qiymatlarida yuklama qarshilik bilan moslashtirish qiyin bo'lib, zanjir xatoligi ortadi.

Bunday holatlarda tezkor kuchaytirgich (TK) orqali qo'llaniladigan integrallovchilarni qo'llash maqsadga muvofiqdir. Integrallovchi sxemasi 7.33-rasmda ko'rsatilgan.

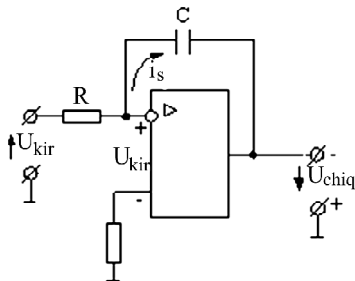
Bu sxema uchun, TKning kirish tokini hisobga olmagan holda Kirxgofning 1-qonuniga muvofiq invertatsiyalaydigan kuchaytirgich uchun quyidagini hosil qilamiz:

$$\frac{U_{kir}}{R} = \frac{U_{chiq}}{1/j \cdot \omega \cdot C};$$

bu yerdan:

$$U_{chiq} = - \frac{1}{R \cdot C} \cdot \int_0^t U_{kir}(t) \cdot dt$$

+ boshlang'ich holatni olamiz.

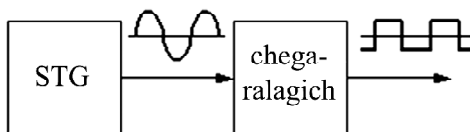


7.33-rasm. Integrallaydigan RC-zanjirining TK orqali qo'llanilgandagi prinsipial sxemasi.

VIII. TO'G'RI BURCHAKLI IMPULS SHAKLLANTIRGICH

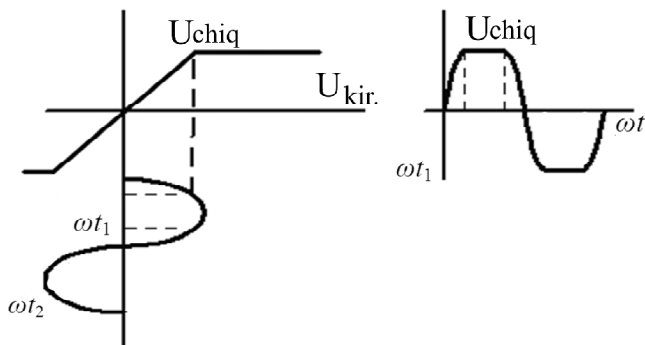
8.1. Ketma-ket va parallel tipdagi diod chegaralovchilari

To'g'ri burchakli impulslarni sinusoidal tebranish generatori — STG va chegaralovchi sxema yordamida shakllantirish mumkin (8.1-rasmga qarang).

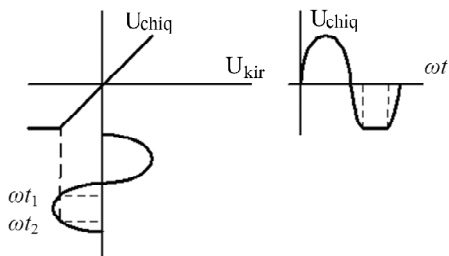


8.1-rasm.

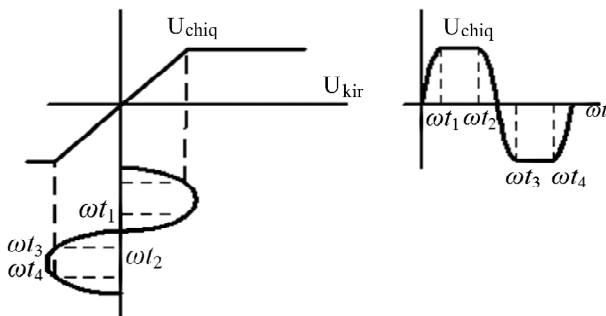
Chegaralagichlar ustki, ostki tomonidan va ikki tomonlamaligi bilan farqlanadi. 8.2, 8.3 va 8.4-rasmlarda chegaralagichlarning amplitudali tasnifi va ularni ishlash jarayonini xarakterlovchi ossillogrammalari tasvirlangan.



8.2-rasm. Ustki tomondan chegaralash.



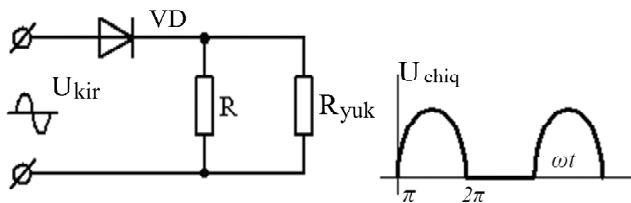
8.3-rasm. Ostki tomondan chegaralash.



8.4-rasm. Ikki tomonlama chegaralash.

Ketma-ket diodli chegaralovchilar

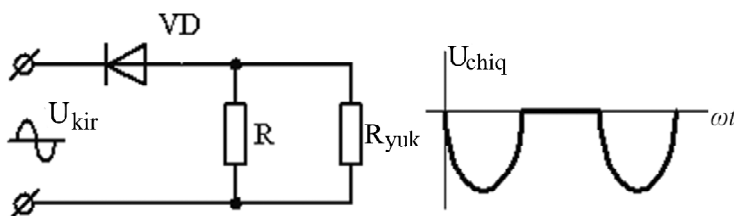
8.5-rasmda nol darajali ostki tomonidan ketma-ket chegaralash prinsipial sxemasi hamda uni ishlash prinsipini xarakterlovchi ossillogrammasi tasvirlangan. Yuklama qarshiligi chegaralagich qarshiligidani bir necha barobar $R(R_{yu} \gg R)$ bo'lishi



8.5-rasm. Diodli ketma-ket chegaralovchi.

kerak, sinusoidal signal manbayining ichki qarshiligi bo'lishi kerak. Tokni 0 dan π interval oralig'ida oqishini $R_{ichki} \ll R$, bu yerda $U_{o'tk}$ — diodni o'tkazuvchan yo'nalishda ulanganidagi kuchlanishi, uning qiymati 0,5 V.

Nolinchi darajali yuqoridan chegaralovchi sxemasi va uni ishlash prinsipini xarakterlovchi ossillogrammasi 8.6-rasmda tasvirlangan. Sxemani normal ishlashini ta'minlash uchun quyidagi uchta shartlar bajarilishi kerak: $R_{yuk} \gg R$, $R_{ichki} \ll R$, $U_{kir} \gg U_{o'tk}$.

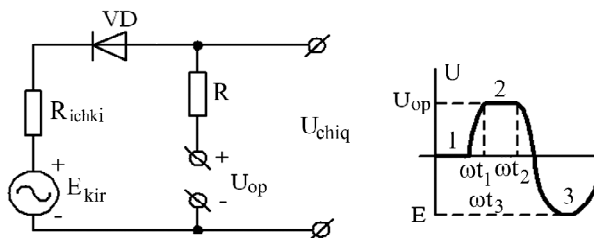


8.6-rasm. Nolinchi darajali yuqoridan chegaralovchi.

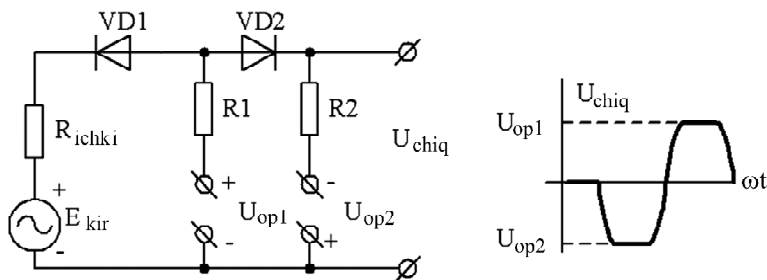
Chegaralagich sxemalari universal bo'lishi uchun, ular ixtiyoriy darajada chegaralashni ta'minlashlari lozim.

8.7-rasmda ixtiyoriy darajada chegaralovchi chegaralagich sxemasi tasvirlangan.

EYuKning qutbi va tayanch kuchlanish U_{op} shunday tanlanadiki, VD diod $E=0$ bo'lganda ochiq bo'lsin. R_{ichki} va R_{VDtug} , R -qarshilik qiymatidan biroz kichik bo'lganligi uchun $R_{ichki} \rightarrow 0$, $R_{VDtug} \rightarrow$ deyish mumkin.



8.7-rasm. Ixtiyoriy darajadagi chegaralagich.



8.8-rasm. Ixtiyoriy darajadagi ostidan chegaralagich.

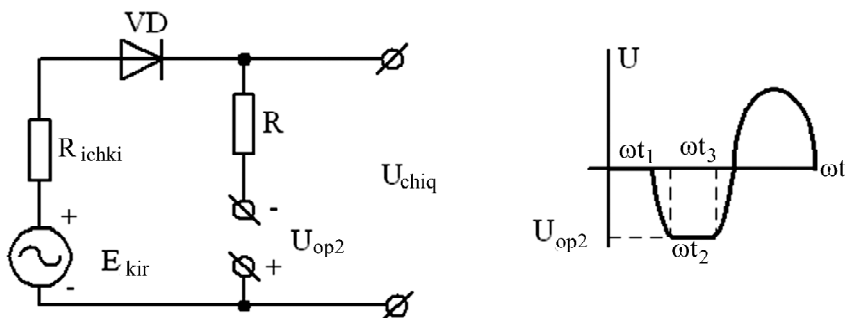
$U_{tayanch}$ quyidagi oraliqda $U_{tayanch}=0 \dots E_{kirmax}$ o'zgaradi.

Quyidagi shartda $E_{kir} \leq U_{tayanch}$ diod VD ochiq va $U_{chiq} = E_{kir}$ deyish mumkin.

Agarda $E_{kir} > U_{tayanch}$ bo'lsa, VD -yopiq kontirdagi tok va qarshilikdagi nolga teng. Demak $U_{tayanch} = U_{tayanch}$ (vaqt oralig'ida $\omega t_2 \div \omega t_3$). 0 dan ωt_1 , oralig'ida $E_{kir}=0$ va $U_{chiq} = 0$. 8.8-rasmda ixtiyoriy darajadagi ostidan chegaralovchi sxema tasvirlangan.

Sxemaning ishlash prinsipi, ossillogrammalari yuqorida ko'rib o'tilgan edi.

Ixtiyoriy darajada ustki va ostki tomonlaridan chegaralovchi sxema, ko'rib o'tilgan ikki sxemaning ketma-ket ulanganidan tarkib topadi (8.9-rasmga qarang).



8.9-rasm. Ixtiyoriy darajada ustki va ostki tomonlaridan chegaralash.

Shartlari, ishlash prinsipi va ossillogrammalari avvalgidek bo‘ladi.

Ketma-ket diodli chegaralagichlarning kamchiliklari quyidagidir:

- 1) Chegaralagich kirish signali EYuK ideal bo‘lishini talab etadi ($R_{chq} \rightarrow 0$);
- 2) Sxema passiv bo‘lib, uzatish koeffitsiyenti $K < 1$ bo‘ladi;
- 3) EYuK E_{kir} katta bo‘lishi kerak (o‘nlab volt), ya’ni quyidagi shart $E_{chq} \gg U_{lug}$ bajarilishi lozim.

Parallel diodli chegaralagichlar

Ketma-ket diodli chegaralagichlarning asosiy kamchiliklaridan EYuKning ichki qarshiligini kichik bo‘lishidir. Ushbu kamchilikni bartaraf etish maqsadida parallel diodli chegaralagichlar yaratilgan. Bunday chegaralagichlar EYuK manbayini chiqish qarshiligini juda ham kichik bo‘lishini talab etmaydi.

$$R_{yuk} \gg R_{chq}; \quad R_{yuk} \gg R.$$

Ustki tomonlar chegaralovchi diodli sxema, taxminan nol-inchi darajadagi va uni ishlash prinsipini tasvirlovchi ossillogrammalari 8.10-rasmda tasvirlangan.

Avvalgidek shartni $R_{yuk} \gg R$ va $E_{kir} \gg U_{lug}$ inobatga olib sxemani quyidagi tenglamalar sistemasi bilan yozamiz:

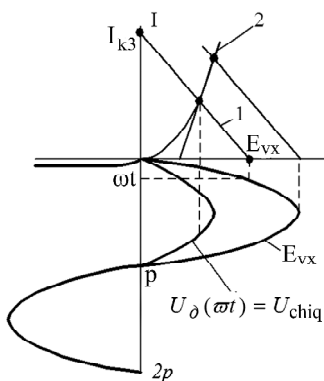
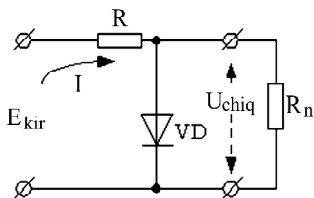
$$\begin{cases} E_{kir} = I \cdot R + U_{VD}; & (8.1) \end{cases}$$

$$\begin{cases} U_{VD} = \varphi(I). & (8.2) \end{cases}$$

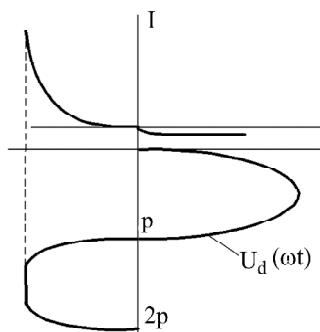
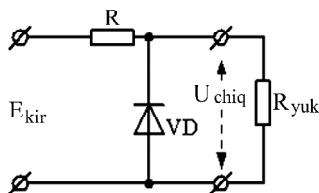
(8.1) — tenglama yuklama to‘g‘ri chizig‘i, (8.2) — esa diodni volt-ampferli xarakteristikasi. Salt ishlash qisqa — tutashuv tasniflari orqali yuklama to‘g‘ri chizig‘ini chizib ($I=0$, $U_d = E_{kir}$;

$U_d=0$, $I_{kt} = \frac{E_{kir}}{R}$) ossillogrammani tuzamiz $U_d(\varpi t) = U_{chq}$.

$U_{lug} \approx 0,3 \div 0,6V$ darajada ustki darajada chegaralashni hosil qilamiz.



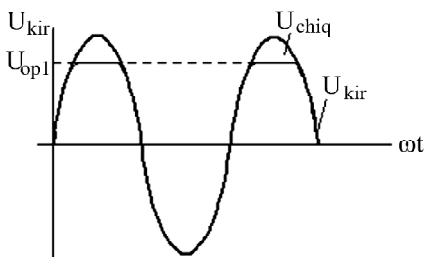
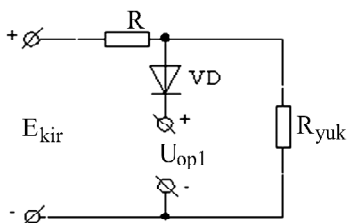
8.10-rasm. Parallel diodli chegaralagich.



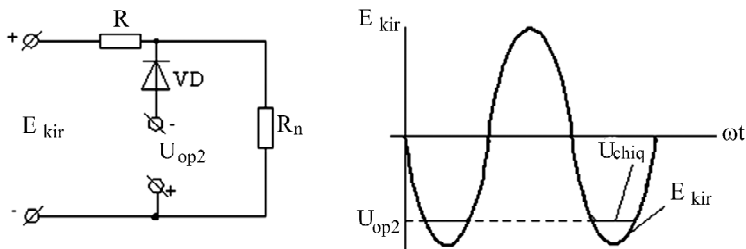
8.11-rasm. Nolinchi darajali ostidan chegaralovchi parallel diodli chegaralagich.

8.11-rasmda nolinchi daraja ostidan chegaralovchi parallel diodli chegaralagich va ossillogrammalari keltirilgan.

8.12 va 8.13-rasmlarga mos ravishda ixtiyoriy darajalarda ustki va ostki tomonlardan chegaralash sxemalari va ossillogrammalari tasvirlangan.

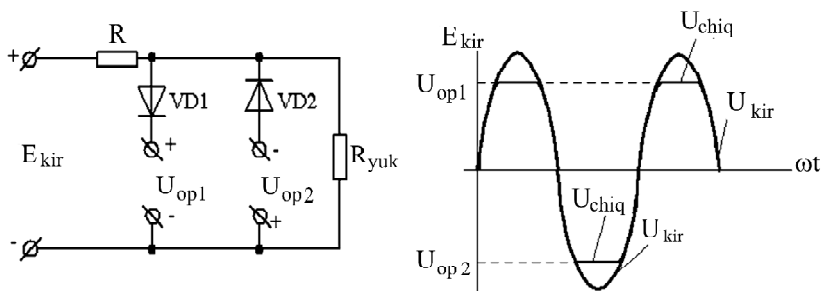


8.12-rasm. Ixtiyoriy darajadagi ustki tomondan parallel diodli chegaralash.



8.13-rasm. Ixtiyoriy darajadagi ostki tomondan parallel diodli chegaralash.

8.14-rasmda ixtiyoriy darajali ikki tomonlama chegaralagichning sxemasi va ossillogrammasi tasvirlangan.



8.14-rasm. Ixtiyoriy darajali ikki tomonlama chegaralagich.

Xulosalar:

Parallel diodli chegaralagichlar kirish signali manbayining ichki qarshiligi R_{kir} ga sezgir emas, lekin ketma-ket diod chegaralagichlaridagi kamchiliklarga — kichik uzatish koeffitsiyentiga, katta kirish signali ($10 \div 30$ Volt) ga ega bo'lishligi va bufer kaskadini yuklama qarshiligi R_{yuk} bilan moslashtirilishi lozim.

Diodli chegaralagichlarning kamchiliklarini bartaraf etish uchun tranzistorli kuchaytirgich-chegaralagichlar ishlab chiqilgan bo'lib, ularning kirish signallari nisbatan kichik (100mV atrofida), kirish qarshiligi nisbatan katta va chiqish qarshiligi esa kichik va chiqish signalining ko'rinishi (shakli ξ — to'g'ri burchaklik koeffitsiyenti) nisbatan yaxshi.

8.2. Katta signal rejimida tranzistorning chiziqli modeli

«Analogli sxemotexnika», kursida tranzistorlarni kichik signallarda ishlashini va unda chiziqli element deb qaralgan bo'lsa, impuls rejimida tranzistor raqamli qurilmaga xarakterli bo'lib, katta signal rejimida ishlaydi. Kichik signal rejimidan farqli, o'zgarmas tok bo'yicha parametri o'zgarishi 20-30% bo'lsa, tranzistor katta signal rejimida qirqish rejimidan aktiv sohasidan to'yingan rejimiga va aksincha o'tadi. Odatda impuls texnikasida tranzistor ikkita qarama-qarshi holatlarda: qirqish holatida (tranzistor yopiq) va to'yingan holatda (tranzistor ochiq va to'yingan). Tranzistorni ushbu rejimda uzatish koeffitsiyenti birdan kichik, ya'ni kuchaytirish xususiyatiga ega bo'lmaydi.

Bundan tashqari tranzistorni og'ir rejim holidan ikkinchisiga va aksincha o'tkazishda u aktiv holatda bo'ladi va ulab-uzish (o'tish holati) bir necha mikrosekundni tashkil etadi. O'tkinchi (aktiv) holatda tranzistorni uzatish koeffitsiyenti birdan-bir necha barobar katta bo'ladi. Katta signal rejimida tranzistorning tasniflari nochiziqli bo'lib, qo'shish prinsipi o'rinli bo'lmaydi.

Katta signal rejimida ishlovchi tranzistorlarning sxemasini tahlili uchun nochiziqli uslublar qo'llanadi.

Bunday uslublarga quyidagilar kiradi:

1. Tranzistorni nochiziqli volt-ampere tasnifini aproksimatsiyalash. Ushbu uslub aniq, lekin murakkab va mashaqqatli.

2. Fure qatorlari va integrallariga asoslangan uslub (garmolik tashkil etuvchilarga ajratish). Murakkab va mashaqqatli.

3. Nochiziqli volt-ampere tasniflarni bo'lakli-chiziqli funksiyalarga approksimatsiyalash uslubi. Ushbu uslub nisbatan sodda, lekin approksimatsiya aniqligi 10—15%.

Muhandislik amaliyotida u keng miqiyosda qo'llanadi. Nochiziqli volt-ampere tasnifini bo'lak-chiziqli funktsiya orqali approksimatsiyalanishini ko'raylik.

Uslub mazmuni: bo'lak-bo'lak sohalar uchun (kesma, to'yinish, o'tish sohasi) nochiziqli volt-ampere tasnifini bo'lak-

chiziqli funktsiya orqali approksimatsiyalanadi. Har bir sohada volt-amperli tasnif asosidagi approksimatsiyalanuvchi funktsiya Teylor qatori bilan tasvirlanadi. Aytib o'tilgan chiziqli approksimatsiyalangan hamma hosilalaridan, ikkinchisidan boshlab hisobga olmaslik mumkin (qator ikki yig'indi bilan chegaralanadi), o'zgarmas tashkil etuvchisini inobatga olinadi.

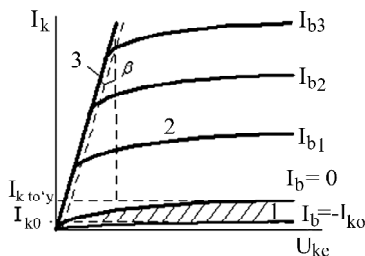
Tranzistorni elektr modelini hosil qilingan tenglama asosida, har bir soha uchun o'zgarmas doimiysini inobatga olib, sintezlanadi. Bunda modellar chiziqli bo'lib hamma uch soha uchun va turlichadir. Tranzistorlarning h parametrlari tizimidagi modeli keng qo'llaniladi.

Bipolar tranzistorning kirish va chiqish tasniflarini approksimatsiyasini (umumiy emitterli sxema uchun) va maydon tranzistori (induksirlangan kanalli) uchun ko'ramiz.

8.15-rasmda bipolar tranzistorning chiqish tasnifi tasvirlangan. Qirqish sohasi (1) $I_b = 0$ va $I_b = -I_{k0}$ tasnif oralig'ida $I_{k \text{ bosh}}$ va I_{k0} kollektor toklari qiymatlariga mos keladi. To'yinish sohasi (8.3) U_{ek} kuchlanishning minimal qiymatiga mos keladi. To'yinish rejimida $R_{ke \text{ nas}}$ tranzistorning qarshiligi og'ish chizig'i 3 ning tangensi $tg\beta$ ga mos keladi.

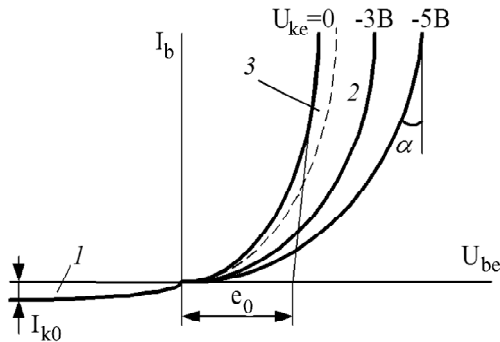
Ular oralig'ida aktiv rejim 2 joylashgan. Tranzistorning kirish tasnifida (8.16-rasm qarang) ushbu uchta sohalar ko'rsatilgan.

Induksiyalangan kanalli maydon tranzistori tasnifi. Ko'rib chiqilgan uch soha uchun o'xshash va ularning approksimatsiyasi ham.



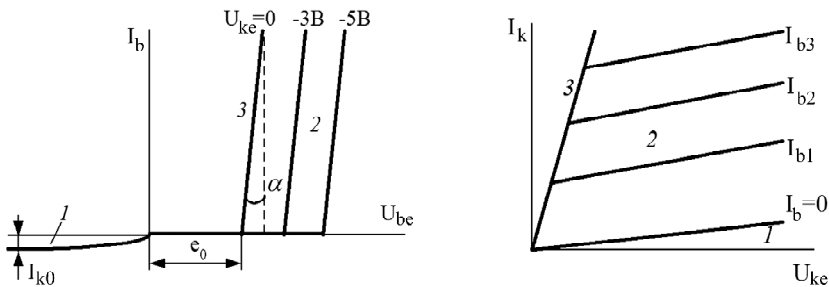
8.15- rasm. Bipolar tranzistorning chiqish tasnifi.

Qirqish sohasiga mos keluvchi, tranzistorning kollektor toki qiymatini belgilaymiz. Umumiy bazali sxema uchun $I_e = 0$ bo'lganligi uchun baza-kollektor oraligida teskari (qorong'ulik (tenevoy) toki I_{k0} oqadi (8.19, a-rasmga qarang). Umumiy emitterli sxema uchun $I_b = 0$ ni ta'minlash uchun, emitter-baza o'tishda o'tishi kerak.



8.16-rasm. Bipolar tranzistorning kirish tasnifi.

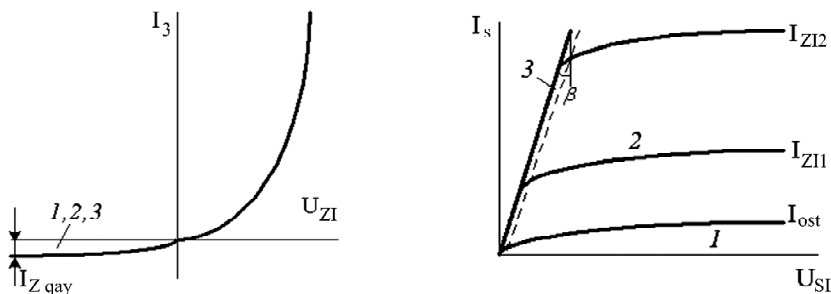
8.17-rasmda bipolyar tranzistorning kirish tasnifi, chiziqli approksimatsiyasi, sohalar tasnifi tasvirlangan.



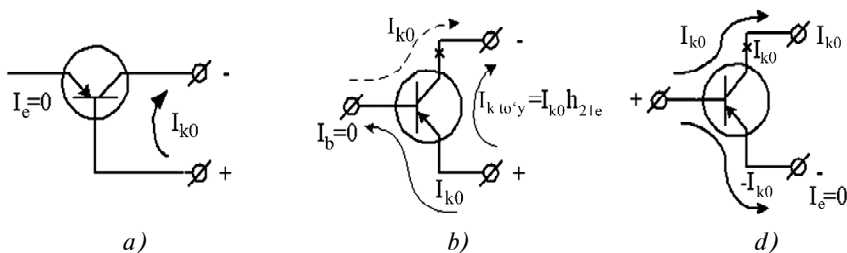
8.17-rasm. Bipolar tranzistorning kirish va chiqish tasnifining approksimatsiyasi.

Bunda kollektor toki quydagicha bo'lib, ($I_{k\text{ nas}} = I_{k0} \cdot h_{21e}$) h_{21e} martta umumiy bazali sxemadagidan katta bo'ladi (8.19, b-rasmga qarang).

I_k nas tokni I_{k0} gacha kamaytirish uchun, tranzistor bazasini musbat potensial bilan yopib amalga oshirish mumkin ($I_e=0$, a $I_k=I_{k0}$) (8.19, d-rasmga qarang).



8.18-rasm. Induksirlangan kanalli maydon tranzistorining kirish va chiqish tasniflari.



8.19-rasm. Qirqish sohasidagi kollektor toklari.

Ko'rib o'tilgan uch soha uchun, h-parametr tizimida, tranzistorning tasniflarini keltiramiz:

$$\begin{cases} U_1 = \psi(I_1, U_2); \end{cases} \quad (8.3)$$

$$\begin{cases} \begin{pmatrix} U_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = (h) \cdot \begin{pmatrix} U_1 \\ I_2 \end{pmatrix} \end{cases} \quad \text{yoki} \quad \begin{cases} I_2 = \varphi(I_1, U_2). \end{cases} \quad (8.4)$$

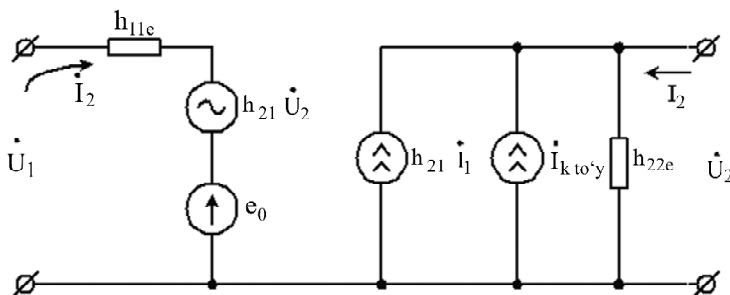
Ushbu tenglamalar doimiy tashkil etuvchilarni hisobga olishi kerak.

O'zgartirishlardan so'ng quydagilarni hosil qilamiz:

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = h_{11e} \cdot \dot{I}_1 + h_{12e} \cdot \dot{U}_2 + e_0; \\ \dot{I}_2 = h_{21e} \cdot \dot{I}_1 + h_{22e} \cdot \dot{U}_2 + I_{k.bosh}. \end{cases} \quad (8.5)$$

$$(8.6)$$

Tranzistorning elektr modelini Kirxgofning ikkinchi (8.3) va birinchi (8.4) qonunlarini hisobga olgan holda sintezlaymiz (8.20-rasmga qarang).

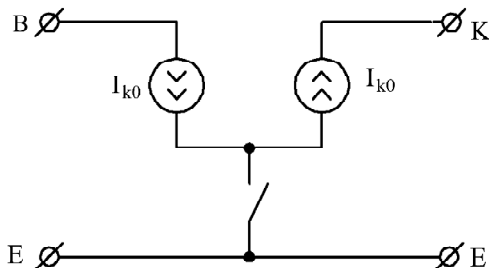


8.20-rasm. 2-soha uchun tranzistorning elektr modeli.

Ushbu model 2-soha aktiv rejimi uchun o'rinli. Tranzistorni qir qilish sohasi ($I_e = 0$), uchun elektr modeli 8.21-rasmga tasvirlangan.

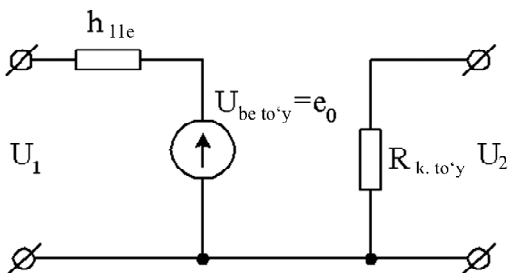
Bunda, baza emitterga (umumiy shinaga) nisbatan musbat potensial berish bilan amalga oshiriladi.

To'yinish sohasi uchun (8.3), tranzistorning modeli (8.22-rasmga qarang) ko'rinishga ega. Bu yerdagi e_0 ni kirish tasnifini



8.21-rasm. 1- qir qilish sohasi uchun tranzistorning elektr modeli.

$U_{be\ nas} \approx 0,2 \div 0,5V$ (8.17-rasmga qarang), $h_{11e} = \operatorname{tg} \alpha$ (8.17-rasm), $R_{k\ nas} = \operatorname{tg} \beta$ (8.15-rasm) approksimatsiyalab aniqlanadi.



8.22-rasm.

Demak, tranzistorni aktiv sohasidagi 3-soha uchun tranzistorning elektr modeli chiziqli modeliga mos kelib, doimiy tashkil etuvchilar e_0 va $I_{k\ to'y}$ bilan to'ldiriladi. Tranzistorning qirqish sohasidagi modeli baza-kollektor oraligidagi emitterni uzilgan xolini, ya'ni I_{k0} tok oqishini tasvirlaydi.

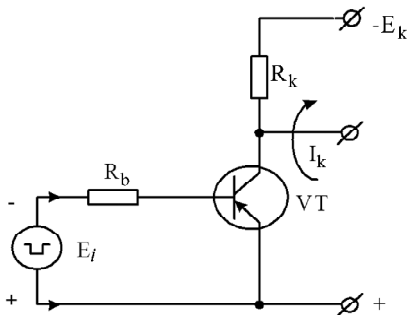
Tranzistorni to'yinish rejimidagi modeli amalda baza, kollektor va emitter elektrodlarini qisqa tutashuvini anglatadi chunki; $R_{k\ to'y} \approx (1 \div 10)Om$; $e_0 \approx (0,2 \div 0,5)V$; $h_{11e} \approx (10 \div 100)Om$. Tranzistorni to'yinish ta'minlash uchun to'yinish baza tokidan kattaroq qiymatdagi tokni bazaga berish kerak.

8.3. Tranzistorli kalitni hisoblash

To'yinish rejimida tranzistor kalitini hisoblash uslubini ko'ramiz. 8.23-rasmda tranzistor kalit sxemasi keltirilgan kalitni to'ydirish rejimiga keltirish uchun, kirish impulsi manfiy bo'lib, hisoblashda quyidagilar E_K , R_K , R_b , (E_u) va tranzistor to'g'ri aniqlanadi.

Musbat kirish impulsi uchun n-p-n tranzistor qo'llaniladi, kalit sxemasi avvalicha o'xshash bo'ladi.

O'zgarmas tok bo'yicha sxemaning hisobi odatdagidek bo'lib, lekin to'yinish (8.4) rejimi uchun tranzistor tasnifi hisobga olinadi.



8.23-rasm. To'yinish rejimidagi tranzistorli kalit sxemasi.

$$\begin{cases} E_k = U_{keto'y} + I_K \cdot R_K; \end{cases} \quad (8.7)$$

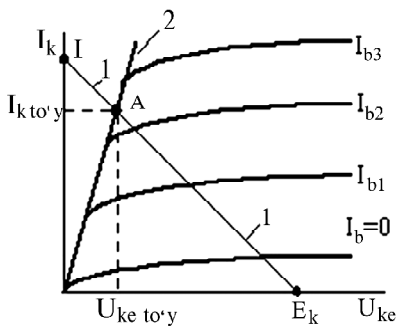
$$\begin{cases} U_{keto'y} = I_K \cdot R_{kto'y}. \end{cases} \quad (8.8)$$

Yuk chizig'i (8.3) ikki nuqta (salt va qisqa tutashuv) orqali ko'riladi.

Salt holat: $I_k = 0$, $U_{ke} = E_k$.

Qisqa tutashuv: $U_{ke} = 0$, $I_{k.z.} = \frac{E_k}{R_k}$.

Yuk chizig'ining (8.3) to'yinish chizig'i (8.4) bilan kesishishi «A» — nuqta quyidagilardan aniqlanadi $I_{k \text{ bosh}}$, $U_{ke \text{ bosh}}$ va $I_{b \text{ bosh}}$. Bu holda I_{b3} (8.24-rasmga qarang). Kalitli sxemani



8.24-rasm. O'zgarmas tok bo'yicha kalitni hisoblash.

loyihalashda kollektor toki to'yinish rejimida odatda berilgan bo'lib, tranzistor tilini ruxsat etilgan tok orqali va «A» nuqta (demak $I_{k.z.}$) orqali aniqlanadi. Bu tokning qiymati orqali

qarshilik R_k ($R_k = \frac{E_k}{I_{k.z.}}$) hisoblanadi.

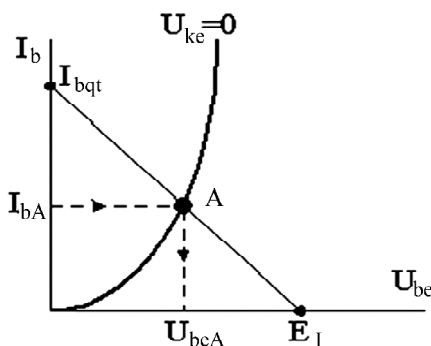
Qarshilikni hisoblash uchun tranzistorni kirish tasnifidan to'yinish rejimi ($U_{ke} \approx 0$) uchun foydalanamiz. Baza toki E_i va qarshilik R_b lardan quyidagicha $I_b \geq I_{b_3}$ bo'lishi kerak.

8.25-rasmga binoan «A» nuqtani kirish tasnifidagi baza toki qiymatiga mos bo'lgan baza — emitter kuchlanishini chiqish tasnifiga belgilaymiz. Agarda E_u berilgan bo'lsa, yuk chizig'i salt rejimdan (E_i) «A» nuqta orqali o'tib, tokning qisqa tutashuv

$I_{b k.z.}$ qiymatini aniqlaydi. Qisqa tutashuv toki $I_{b k.t.} = \frac{E_i}{R_b}$,

bo'lganligidan R_b qarshilikning qiymatini ($R_b = \frac{E_i}{I_{b k.t.}}$) aniq-

lash mumkin. Agarda E_i katta (3÷5V), bo'lsa, yuk chizig'i noto'g'ri ko'rilgan bo'ladi.



8.25-rasm. Tranzistorning kirish tasnifi.

Bunday holda «A» nuqta uchun yuk chizig'isiz quyidagi tenglamalar sistemasi R_b ni aniqlash uchun o'rinli bo'ladi:

$$R_b = \frac{E_i - U_{be\ A}}{I_{b\ A}};$$

$$\begin{cases} E_k = I_{b\ A} \cdot R_b + U_{be\ A}; \end{cases} \quad (8.9)$$

$$\begin{cases} U_{be\ A} = f(I_b; U_{ke}). \end{cases} \quad (8.10)$$

To'yinish jarayonini tezlashtirish uchun ba'zan kalit sxema uchun to'yinish koeffitsiyenti tushinchasi kiritiladi.

$$\text{To'yinish koeffitsiyenti } S = \frac{I_b}{I_{b\ nas}}, \quad I_{b\ nas} = I_{b\ A}.$$

Koeffitsiyentni taklif etilgan qiymati $S \cong 1,5 \div 2$, chunki S ni ortishi bilan kalit ulanish vaqti kamayadi, lekin bunda kalit uzilish vaqti ortadi.

Kalitni oddiy hisobi:

$I_{k\ bosh}$ — («A», va nuqtalar koordinatlari)

$$I_{k\ bosh} = 0,1A; \quad E_k \approx 10V$$

$$I_{k.t.} = I_{k\ bosh} \Rightarrow R_k = \frac{E_k}{I_{k\ bosh}} = \frac{10}{0,1} = 100\ Om \text{ deb olamiz;}$$

$$I_{b\ bosh} = \frac{I_{k\ bosh}}{h_{21e}} = \frac{0,1}{50} \approx 2\ mA.$$

$S = 2$, deb qabul qilamiz, bunda $I_b = S \cdot I_{b\ nas} = 4\ mA$;

R_b ni hisoblaymiz.

$E_i = 5B$, $U_{be\ A} \approx 0,4B$ bo'lganida quyidagini hosil qilamiz:

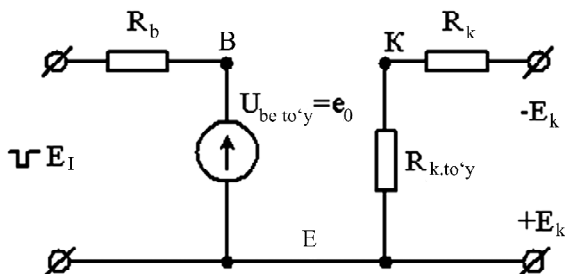
$$R_b = \frac{E_i - U_{be\ A}}{I_{b\ A}}; \quad R_b = \frac{5}{4 \cdot 10^{-3}} = 1,2kOm;$$

$$U_{ke\ o'tish} = 15.$$

Tranzistor uchun taxminiy talablar:

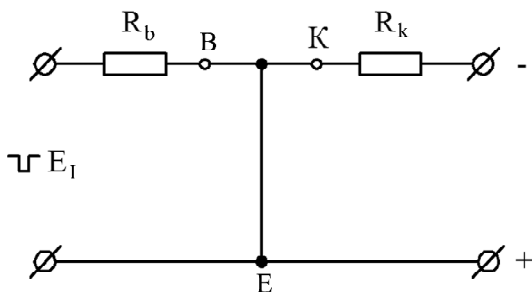
$$U_{ke \text{ o'qish}} = 15 \div 20 \text{ V}; \quad I_{K \text{ max}} = 150 \div 200 \text{ mA}; \quad h_{21e} \approx 50.$$

Kalitni to'yingan sohasi uchun to'liq modeli quyidagi (2.26-rasmga qarang) ko'rinishda bo'ladi:



8.26-rasm. Kalitni $I_b \geq I_{b \text{ nas}}$ holati uchun to'liq modeli.

Bunda $R_{k \text{ to'y}} \ll R_k$, bo'lib $U_{ke \text{ to'y}} \approx 0$ ni ta'minlaydi.



8.27-rasm. $I_b \geq I_{b \text{ to'y}}$ holat uchun kalitning sodda modeli.

Sodda variantida tranzistor qutblari K, E va B larni bir potentsialli deb hisoblash mumkin.

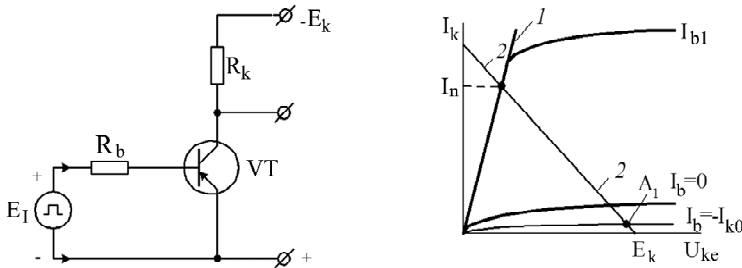
Kalitni qirqish rejimida hisoblash.

Kalit sxemasini va o'zgarmas tok bo'yicha hisoblash holatlari 8.28-rasmga keltirilgan.

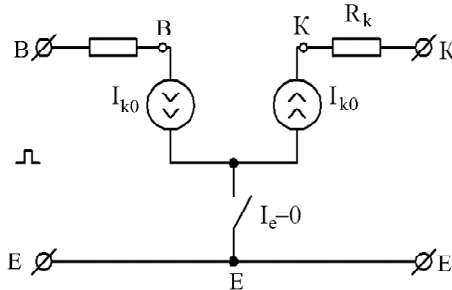
Tranzistor yopish uchun uning qirqish qismiga musbat impuls keladi. Tranzistorni to'liq yopilishi uchun A_1 — ishchi nuqtasi ($I_b = -I_{k0}$) tasnifining eng ostki qismiga joylanishi

lozim. Bunda $U_{ke\ ois} \approx -E_k$. O'zgarmas tok rejimi bo'yicha hisoblash ham shuningdek bo'ladi. 8.27-rasmda qirqish rejimidan kalit modeli keltirilgan.

Tranzistorni yopish rejimini ta'minlovchi (nuqta A_1) qiymatni kalitni kirish qismiga keluvchi (U_e) impuls amplitudasini hisoblaymiz.



8.28-rasm. Kalitli sxemaning qirqish rejimi va o'zgarmas tok bo'yicha elementlarni hisoblash.



8.27-rasm. Qirqish rejimidagi kalit modeli.

Tranzistorni kirish tasnifini quyidagi ma'lum ifoda bilan yozamiz:

$$I_b = I_{b\ to'y} \cdot \left(e^{\frac{-U_{be}}{\varphi_T}} - 1 \right),$$

bu yerda $I_{b\ to'y}$ — baza tokining teskari ulangan tranzistor uchun qiymati;

φ_T — issiqlik potentsiali (25mV normal holatdagi $T=293^\circ\text{K}$);

$I_{b\text{ to'y}} = -I_{k0}$ qirqilish rejimida.

Bunda

$$I_b = I_{k0} \cdot \left(e^{\frac{-U_{be}}{\varphi_T}} - 1 \right).$$

Agarda $e^{\frac{-U_{be}}{\varphi_T}} \ll 1$, bo'lsa $I_b = -I_{k0}$ bo'ladi, tranzistorli kalitni A_1 nuqtada ishlashini ta'minlaydi. Ushbu holatni

$e^{\frac{-U_{be}}{\varphi_T}} \ll 1$ ta'minlash uchun $U_{be} \approx 10\varphi_T = 250\text{ mV}$, bo'lishi kerak.

$$E_i = I_{k0} \cdot R_b + U_{np\text{ max}} = 0,4V$$

Impuls amplitudasini aniqlaymiz.

$$E_i = U_{be\text{ ots}} + I_{k0} \cdot R_b.$$

Kuchlanish qiymati $I_{k0} \cdot R_b$ — o'nlab millivoltlar, shuning uchun $E_i \approx (0,3 \div 0,5)V$ bo'ladi.

Kalitli sxemaning soddalashtirilgan modeli $(0,3 \div 0,5)V$ baza kuchlanishi, kollektor va emitter uziq holda bo'ladi.

Xulosalar:

Tranzistorli kalit asosan ikki holatda (qirqish va to'yinish) bo'ladi:

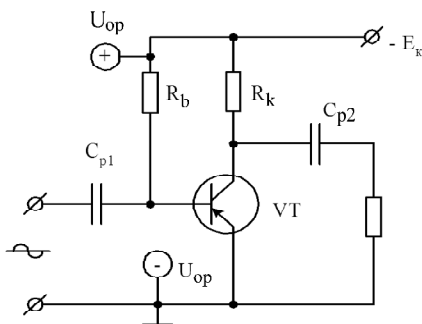
1. Tranzistorli kalitning to'yinish rejimi. Uning soddalashtirilgan modelida K — kollektor va E — emitter birlashtirilgan. Bunda $I_b = I_{b\text{ to'y}} \cdot S$. Agarda E_i berilgan bo'lsa, R_b ni hisoblanadi.

2. Tranzistorli kalitni qirqish rejimida K kollektor va E emitterlar uziq bo'lib bazaga $0,3 \div 0,5V$ yopish kuchlanishi beriladi.

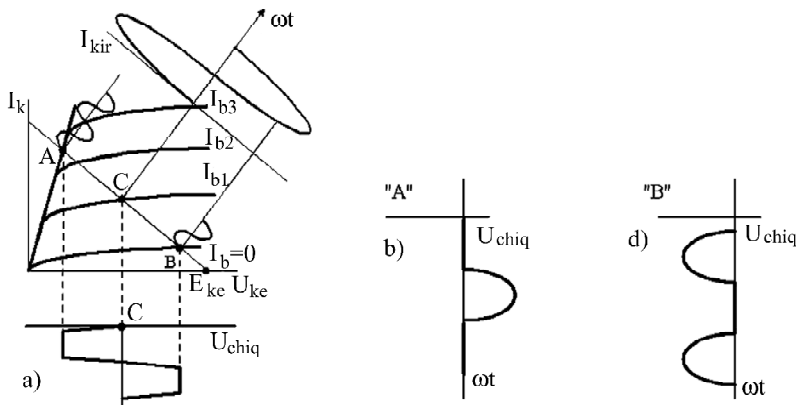
Tranzistorli kalitlarning afzalliklari: kichik baza toki bilan — katta qiymatli kollektor tokini boshqarilishidir. Demak KE — kalit yoysiz (kontaktsiz) o‘chirib-ulagich vazifasini bajaradi.

8.4. Tranzistorli chegaralovchi kuchaytirgich

8.29-rasmda chegaralovchi kuchaytirgichning prinsipial sxemasi keltirilgan. Chegaralovchi kuchaytirgich tranzistorli kalit bo‘lib, aktiv rejimdan qirqish va to‘yinish rejimiga o‘tadi. Bunda signalni ostki va ustki qismlarini chegaralaydi (S nuqtada



8.29-rasm. Tranzistorli chegaralovchi kuchaytirgich.



8.30-rasm. Ikki tomonlama chegaralash (a), ustdan (b), ostidan (d).

o'zgarmas tokli rejimdagi ikki tomonlama chegaralagich (8.30 a, -rasm). Ustki qismidan chegaralash uchun ishchi nuqtasi to'yinish rejimida («A» nuqta), ostki qismidan esa — qir-qish rejimi («V» nuqta) (8.30 b, d-rasmga qarang).

Tranzistorli chegaralagich kuchaytirgichning afzalliklari:

1) Uzatish koeffitsiyenti $K_i \gg 1$, bo'lgani uchun nisbatan kichik signalni talab etadi (yuzlarga millivolt);

2) Chiqish qarshiligi kichik bo'lganligi uchun yuklama bilan chegaralagichni moslashtirishni ta'minlaydi.

Chiqish signalining to'g'ri burchakli koeffitsiyenti katta.

8.5. Tranzistorli kalitlarning dinamik tasniflari

Tranzistorli kalitlarda axborot buzilmasdan — sifatli uzatilishi uchun hamda to'g'ri burchakli impulsar spektrining hamma garmonik tashkil etuvchilari yoki impulsar ketma-ketlik bir xildagi kuchaytirish koeffitsiyenti va garmonik tashkil etuvchilarining orasidagi faza siljishi o'zgarماسligi lozim.

Ushbu shartni amplituda chastotali xarakteristika (AChX)ni ishchi chastota diapazonida bir xilligi bilan va faza-chastotali xarakteristika (FChX)ni chiziqli ortishi bilan ta'minlanadi.

Chastotali xarakteristikani buzilishi (o'zgarishi) sxemadagi reaktiv elementlar mavjudligidan bo'ladi (ostdan S_r , ustdan — $C_{H\Sigma}$), bundan tashqari yuksak chastota sohasida tranzistorning inersionlik xususiyati ham ta'sir etadi. Ushbu xususiyatlarini vaqt doimiysi τ bilan baholanadi. Vaqt doimiysi tranzistorning chegara f_{gr} kuchaytirish chastotasini aniqlaydi. Chegara kuchaytirish chastotasi tranzistorning ulanish sxemasiga bog'liq:

$$f_{gr OE} \ll f_{gr OB} \quad (h_{21} \text{ marta}).$$

Tranzistorning umumiy emitterli — UE va umumiy bazali — UB ulanish sxemalari uchun vaqt doimiysi quyidagicha aniqlanadi:

$$\tau_\beta = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{gr OE}}; \quad \tau_\alpha = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{gr OB}}.$$

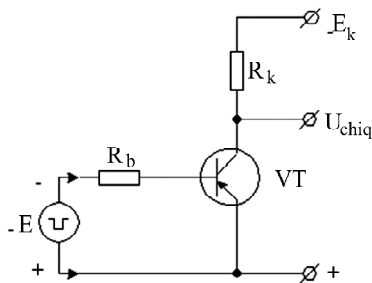
Tranzistorning vaqt doimiysi munosabati:

$\tau_\alpha \ll \tau_\beta$ ($\beta = h_{21E}$ marta), demak UB umumiy baza sxemada chastota xususiyatlari yaxshi bo'ladi.

Agarda tranzistorli kalitning kirish qismiga to'g'ri burchakli ideal impuls C_{Σ} berilsa, uning chiqish qismidagi impuls bo'lmasa buziladi, bu tranzistorning inersionlik xususiyatidan kelib chiqadi.

8.31-rasmda keltirilgan sxemadan tranzistorli kalitda buzilishni ko'raylik. Kirish impulsi ideal to'g'ri burchakli shakllanishni ta'minlaydi.

8.32-rasmda tranzistorli kalitni ishlash prinsipini tasvirlovchi ossillogrammalar tasvirlangan. 8.32, a- rasmda esa, $E(t)$ kirish impuls ketma-ketligi keltirilgan. $0 \div t_1$ oraliqda impuls amplitudasi musbat ($+E$), uning qiymati $(0,3 \div 0,5)V$ dan katta bo'lib, tranzistorni qirqish (yopish) rejimini ta'minlaydi.



8.31-rasm. Tranzistorli kalit.

Bunda baza toki $I_b = -I_{k0}$ (8.32, b-rasm), kollektor toki $I_k = -I_{k0}$ (8.32, d-rasm) va kollektor-emitter $U_{ke} \approx -E_k$ — kuchlanishi t_1 vaqtda U_{kir} kuchlanishi $-E$ ga o'tadi. Manfiy kuchlanish tranzistorni ochadi va emitter-baza o'tishdan

$I_b = \frac{E}{R_b}$ toki oqadi, ushbu tok tranzistorni to'yinish rejimiga

o'tkazadi $I_b \geq I_{b\text{ to'y}}$. Emitter-baza o'tishning shuntliligi ta'sirida va S_{be} kichik qarshilikligi E.Yu.K. E kirishda o'zgaradi (8.32, b-rasmga qarang). Tranzistorning inersionliligidan umumiy emitterli UE — sxemada vaqt doimiysi τ_β kollektor toki eksiponensial qonuniyat bilan, boshlang'ich t_1 dan $I_{kaj1} = I_b \cdot h_{21e}$ o'zgaradi. Agarda tranzistor har doim aktiv sohada ishlaganida keltirilgan ifoda o'rinli bo'lar edi, lekin vaqt oz o'tishi bilan u to'yinish rejimiga o'tadi va kollektor toki $I_{k\text{ to'y}}$ qiymatiga erishadi (8.32-rasmga qarang). Kalit chiqish qismida kuchlanish t_1 vaqtdan $-E_k + I_{k0} \cdot R_k \approx -E_k$; U_{ke} — gacha I_k tok qonuniyatini takrorlab o'zgaradi, chunki $U_{ke} = -E_k + I_k \cdot R_k$. Bunda tranzistor o'chishi, qirqish rejimidan to'yinishga o'tishi, lekin tok uchun va U_{ke} kuchlanish uchun (8.32, e-rasmga qarang). O'chirilish vaqtini oshirish uchun to'yinish koeffitsiyentini S oshiriladi, ya'ni I_b ni o'z navbatida esa I_{kaj1} . Lekin S qiymatni oshirilishiga chegara mavjud.

Tranzistorni ulanish vaqtini $t_{ulanish}$ hisoblaymiz.

Kollektor toki quyidagicha aniqlanadi:

$$I_k = I_{k\text{ urn}} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_\beta}} \right).$$

Bu yerda τ_β — vaqt doimiysi UE li tranzistor uchun

$$I_{utn} = I_{kaj1}.$$

$$I_k = I_{kaj1} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_\beta}} \right), \text{ bu yerda } I_{kaj1} = h_{21e} \cdot I_b.$$

I_{kaj} ni qiymatini qo'yib quyidagini hosil qilamiz:

$$I_k = h_{21e} \cdot I_b \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_\beta}} \right);$$

$t = t_{\text{yoqish}}$; vaqt uchun kollektor toki $I_{k \text{ nas}}$ qiymatga erishadi.
 $t = t_{\text{yoqish}}$; $I_k = I_{k \text{ to'y}}$ larni o'rniga qo'ysak quyidagicha bo'ladi:

$$I_{k \text{ to'y}} = h_{21e} \cdot I_b \cdot \left(1 - e^{-\frac{t_{\text{yoqish}}}{\tau_\beta}} \right).$$

Quyidagini inobatga olsak $I_{k \text{ to'y}} = I_{b \text{ to'y}} \cdot h_{21e}$, hosil qilamiz:

$$I_{b \text{ to'y}} \cdot h_{21e} = I_b \cdot h_{21e} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t_{\text{yoqish}}}{\tau_\beta}} \right).$$

O'zgartirishlardan so'ng quyidagini hosil qilamiz:

$$\frac{I_{b \text{ to'y}}}{I_b} = 1 - e^{-\frac{t_{\text{yoqish}}}{\tau_\beta}},$$

bundan

$$e^{-\frac{t_{\text{yoqish}}}{\tau_\beta}} = 1 - \frac{I_{b \text{ to'y}}}{I_b};$$

$$e^{-\frac{t_{\text{yoqish}}}{\tau_\beta}} = \frac{I_b - I_{b \text{ to'y}}}{I_b};$$

$$e^{-\frac{t_{\text{yoqish}}}{\tau_\beta}} = \frac{I_b}{I_b - I_{b \text{ to'y}}};$$

$$e^{-\frac{t_{\text{yoqish}}}{\tau_\beta}} = \frac{\frac{I_b}{I_{b \text{ to'y}}}}{\frac{I_b}{I_{b \text{ to'y}}} - 1};$$

$$e^{-\frac{t_{\text{yoqish}}}{\tau_\beta}} = \frac{S}{S - 1}.$$

Bundan ulanish vaqtini aniqlaymiz:

$$t_{yoqish} = \tau_{\beta} \cdot \ln \frac{S}{S-1},$$

chunki

$$\ln \frac{S}{S-1} = \ln \frac{1}{1-\frac{1}{S}} = -\ln \left(1 - \frac{1}{S}\right), \quad \ln(1-x) \approx -x \text{ bo'lganligi}$$

uchun.

S — ning katta qiymatlarida uning teskari qiymati $\frac{1}{S} \rightarrow 0$,

bunda: $t_{yoqish} = \frac{\tau_{\beta}}{S}$ (taxminiy ifoda).

t_{yoqish} dan so'ng tranzistorning vaqt doimiysi o'zgarib, τ to'yingan qiymatga erishadi.

Vaqtning t_2 momentidan so'ng $E > 0$, tranzistor qayta yopiladi, lekin tranzistorni to'yinish rejimiga qadar kechikish, bazadagi teshiklarni turtib olishi uchun qiymatga erishadi

$I'_b = -\frac{E}{R_b}$ (8.32, b-rasmga qarang) va — I_{k0} gacha kamayadi.

Shunday vaqtga kollektor toki I_k va kollektor kuchlanishi U_{ke} ham kechikadi (8.32, d, e-rasm).

Tortib surib olish vaqtini nazariy jihatdan quyidagicha hisoblash mumkin.

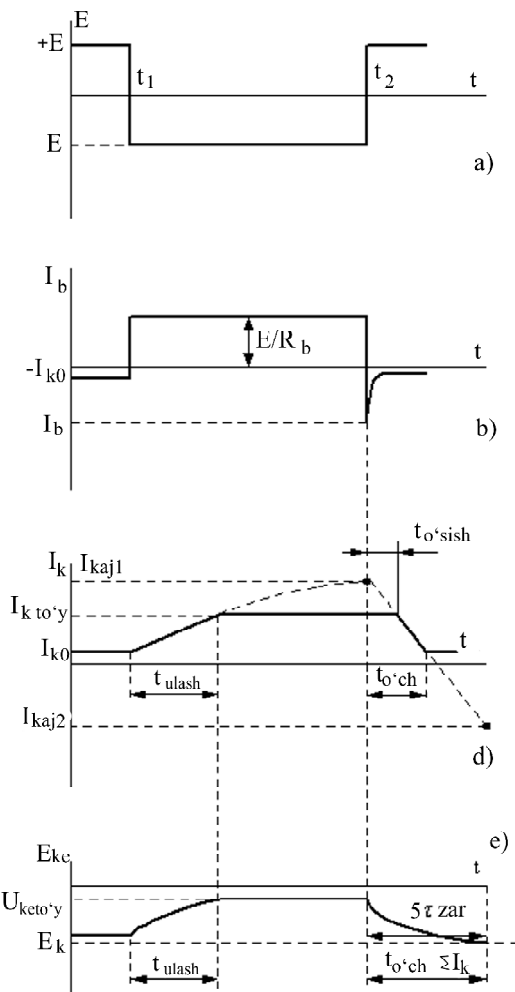
t_2 vaqtdan so'ng I_k o'zgarishi kerak I_{kaj1} dan I_{kaj2} .

$$I_{kaj2} = I'_b \cdot h_{21e}.$$

Bu yerda $I'_b = \frac{-E_i}{R_b}$.

t_{rass} vaqtini t_{yoqish} — kabi aniqlash mumkin.

t_{rass} vaqtida I_k I_{kaj1} dan $I_{k\ nas}$ gacha o'zgaradi, bundan



8.32-rasm. Tranzistorli kalitning ishlash ossillogrammalari.

$$t_{rass} = \tau_{nas} \cdot \ln \frac{I_{kaj1} + |I_{kaj2}|}{I_{k\ to'y} + |I_{kaj2}|},$$

$$t_{rass} = \tau_{to'y} \cdot \ln \frac{I_b + I'_b}{I_{b\ to'y} + I'_b}.$$

Bundan ma'lum bo'ladiki S ortishi bilan t_{yoqish} kamayadi, lekin t_{rass} ortadi ($S \uparrow \rightarrow t_{\text{yoqish}} \downarrow \rightarrow t_{\text{rass}} \uparrow$), shuning uchun $S = 1,5 \div 2$ olinishi taklif etiladi.

t_{yoqish} vaqtini aniqlaymiz. Ushbu vaqtda kollektor toki $I_{k \text{ to'y}}$ dan I_{k0} , gacha kamayadi.

$$I_{o'chir} = \tau_{\beta} \cdot \ln \frac{I_{b \text{ to'y}} + I'_b}{I_b}; \text{ bunda kollektor toki bo'yicha}$$

o'chirilish yig'indisi vaqti.

Quyidagicha bo'ladi:

$$I_{o'chir} \Sigma I_k = t_{\text{rass}} + t_{o'chir} I_k.$$

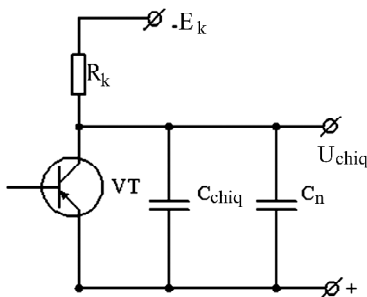
O'chirilish vaqtini $t_{o'chir}$ kuchlanish U_{ke} bo'yicha belgilaymiz. U bir qancha $I_{o'chiq} \Sigma I_k$ dan $I_{o'chiq} \Sigma U_k$ gacha farqlanib, unga $C_{n\Sigma}$ ta'sir etadi.

$$C_{n\Sigma} = C_n + C_{o'chir} + C_m,$$

bu yerda $S_{o'chir}$ — tranzistorni chiqish sig'imi; S_{ke} , S_m — montaj sig'imi; S_n — yuklama sig'imi (8.33-rasmga qarang).

Odatda $C_{n\Sigma}$ $10 \div 100$ pf, qiymat oralig'ida bo'ladi.

Kondensatorni $C_{n\Sigma}$ zaryadlash doimiysi $\tau_{zar} = R_k \cdot C_{n\Sigma}$, bo'lib, U_{ke} orqa frontini kechikishi uchirilish vaqtini



8.33-rasm.

$t_{o'chir} = (3 \div 5) \cdot \tau_{zar}$ aniqlaydi. $\tau_{zar} \gg \tau_{\beta}$ bo'lganligi uchun kuchlanish U_{ke} bo'yicha uch o'chirilish vaqti $t_{o'chir U_{ke}} \gg t_{yoqish}$, $t_{o'chir U_{ke}} = t_{o'chir I_k}$. Tezkor sxemalarni loyihalashda ulab-uzish funksiyasi uchun I_k ni qo'llash lozim.

Xulosalar:

1. Tranzistorli kalit sxemalarda chiqish impulslar U va I kirish impulslariga nisbatan kechikkan bo'ladi.

2. Old fronti kechikish vaqti $t_{yoqish} \propto \tau_{\beta} (\tau_{\alpha})$ ga proporsional

va S ga teskari proporsional $t_{yoqish} = \frac{\tau_{\beta}}{S}$ va U lar bo'yicha ulanish vaqti bir xil.

3. O'chirish vaqti $t_{o'chir} = t_{rass} + t_{o'chir}$; $t_{rass} \propto \tau_{to'y}$ proporsional va to'yinish S , koeffitsiyentiga ham, shuning uchun uni 2 dan kichik tanlanadi.

4. $t_{o'chir I_k} < t_{o'chir U_{ke}}$, chunki $t_{o'chir U_{ke}}$ aniqlanadi $\tau_{zar} = R_k \cdot C_{n\Sigma}$. Uni kamaytirish uchun R_k kiritiladi.

IX. MULTIVIBRATORLAR

9.1. Multivibratorlar haqida umumiy ma'lumotlar

Chiqish kuchlanishi formasi sinusoidaldan farqli bo'lgan qurilmalar keng qo'llaniladi. Bunday tebranishlar relaksitsion deb atalib, generatorning boshqa turidir. Multivibrator (lotinchadagi so'z multum — ko'p va vibro — tebrataman) — relaksatsion impuls generatori deyarli to'g'ri burchakli ko'rinishda bo'lib, musbat teskari aloqali kuchaytirgich ko'rinishidagi qurilmadir.

Multivibratorlar ikki turga bo'linadilar: avtotebranishli (turg'un holatga ega bo'lmaydi) va kutuvchi (bir turg'un holatli shuning uchun bir vibrator deb ataladi).

Multivibratorni ishlashi kondensatorda «C» energiya yig'ilib, *R* qarshilikda razryadlanishiga asoslangan. Ushbu ulab-uzish tranzistorli kalitda amalga oshiriladi.

Multivibratorlarni bipolar tranzistorlarda, operatsion kuchaytirgichlarda amalga oshiriladi.

9.2. Tranzistorli multivibrator. Ishlash prinsipi ossillogrammalari

Multivibrator ikki kaskadli musbat teskari aloqali *RC* kuchaytirgichdan iborat. Buning uchun ikki kaskadli UE li ulangan sxema (9.1-rasm) yoki ikkita invertirlovchi o'zgarmas tokli operatsion kuchaytirgich ishlatiladi.

Multivibratorni uyg'otish uchun ikki shart bajarilishi kerak — fazasi va amplitudasi balansda bo'lishi.

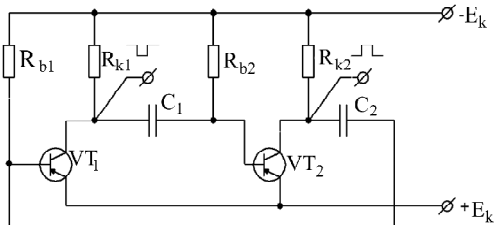
$$\text{Faza balansi} \quad \varphi_{os} + \varphi_u = 0^\circ,$$

$$\text{Amplituda balansi} \quad k_\beta \geq 1.$$

Teskari aloqa omili $\beta = 1$, va $\varphi_{os}=0^\circ$, bo'lganligi uchun.

Kuchaytirgichni faza siljishi $\varphi_u = 0^\circ$, bo'lib, UE sxemali ikki kaskad bilan amalga oshiriladi.

Bipolar tranzistorli multivibratorlar odatda kollektor-baza aloqali simmetrik sxemadan tuziladi (9.2-rasmga qarang). Sxemaning simmetrikligi unda joylashgan elementlarining bir xilligini bildiradi: rezistorlar $R_{k1} = R_{k2}$, $R_{b1} = R_{b2}$ va kondensatorlar $C_1 = C_2$; tranzistorlarning parametrlari bir xil.



9.1-rasm. Tranzistorli multivibratorning prinsipial sxemasi.

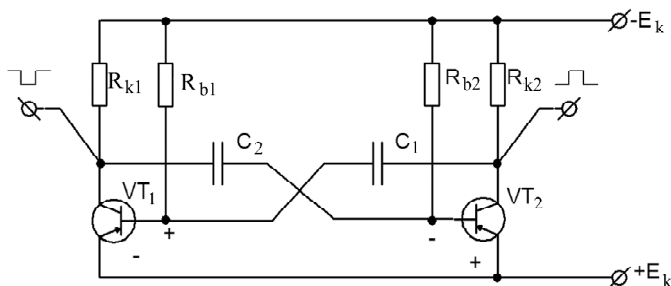
Multivibrator umumiy emitterli ikkita kuchaytirgich kaskadidan iborat bo'lib, chiqish kuchlanishlari bazalariga uzatiladi. Keltirilgan multivibrator sxemasida $p-n-p$ tipli tranzistor qo'llanilgan. Sxemani E_k tok manbayiga ulanganida har ikkala tranzistorda ochiq va kollektor toklari mavjud. Ularning ishchi nuqtalari aktiv sohada bo'ladi, chunki R_{b1} , R_{b2} qarshiliklardan manfiy siljish kuchlanishi beriladi. Lekin sxemaning bunday xolati noturg'un. Sxemada musbat teskari aloqa bo'lgani uchun $\beta \cdot k_i \geq 1$ va ikki kaskadli kuchaytirgich o'zi uyg'onadi. Regeneratsiya jarayoni boshlanadi — bir tranzistorning toki tezkor ortib, ikkinchisining esa kamayadi.

$VT1$ tranzistorning I_{k1} toki tranzistorning bazalari yoki kollektorlarida ixtiyoriy o'zgarishi natijasida kamaysin desak, bunda $VT1$ tranzistor kollektori manfiy $\Delta U_{ke1} \pm$ kuchlanishiga ega bo'lmaydi. C_1 kondensatordagi kuchlanish bir onda o'zgara olmaganligi uchun ushbu kuchlanish tranzistor bazasiga beriladi va uni ochadi.

VT_2 tranzistor bazasidagi potensial manfiy I_{k2} to'k ortadi R_{k2} qarshilikdagi kuchlanish pasayishi ortadi. $\Delta U_{ke1} \pm$ ortishiga ega bo'ladi va ΔU_{be1} ga beriladi ($\Delta U_{ke2} = \Delta U_{be1}$), ya'ni I_{k1} tok kamayadi, I_{k2} tok esa ortadi ushbu jarayon tez kechadi va natijada VT_2 tranzistor to'yinish rejimiga, VT_1 tranzistor esa qirqish rejimiga kiradi.

Sxema o'zining vaqtinchalik biror turg'un holatiga o'tadi (kvazi turg'un holati). Kvazi turg'un holatida bo'lishini sig'imni qayta zaryadlash jarayoniga bog'liq bo'ladi.

VT_1 tranzistor yopiq VT_2 tranzistor ochiq deb faraz qilsak bu holat birinchi vaqtinchalik turg'un holat. Zaryad zanjiri EB_2 , C_1 , R_{k1} , chunki VT_1 yopiq bunda $U_{ke1} = E_k$ avvalgi holatda VT_1 ochiq va kuchlanish unda U_{ke1} nas edi.

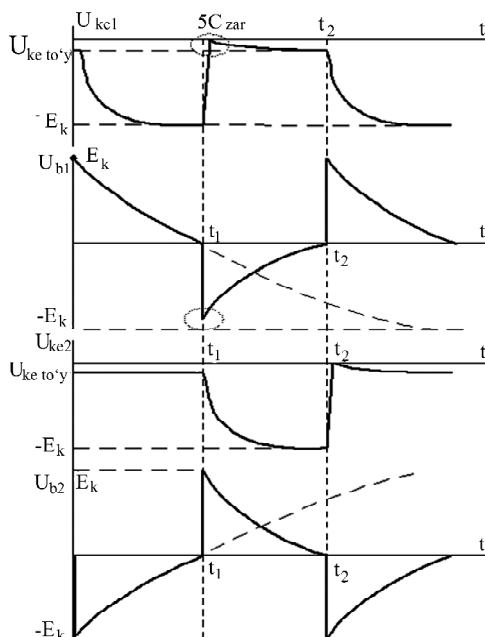


9.2-rasm. Tranzistorli multivibratorning simmetrik sxemasi.

Sig'im C_1 ni zaryadlashda I_{zar} kamayadi R_{k1} dagi sarf kamayadi va $U_{ke1} = E_k$ bo'ladi.

Vaqt $t < 0$ momenti (avvalgi siklda) tranzistor VT_1 to'yingan VT_2 — esa qirqish rejimida. Sig'im C_2 $E_k = U_{c2}$ gacha zaryadlangan. $t = 0$ vaqtdan boshlab, sig'im zaryadlanish boshlaydi. Razryadlanish zanjiri R_{b1} , $\pm E_k$, VT_{2ek} va C_2 kondensatorda.

Kuchlanish U_{c2} VT_2 tranzistor oshganligidan VT_1 tranzistor va emmiterga beriladi.



9.3-rasm. Avtotebranuvchi multivibratoridagi kuchlanishning vaqtiy diagrammalari.

Kondensator zaryadlanganidan so‘ng sxemani uloq holda qolsa, U_{c2} kuchlanish t_1 da o‘zgaradi. Kuchlanish $U_{be1} = U_{c2} = 0$, tranzistor $VT1$ ochiladi. Tranzistor $VT2$ yopiladi va tranzistorni birinchi holatdan ikkinchisiga o‘tishi boshlanadi. Ushbu jarayon natijasida tranzistor $VT1$ ochiladi, tranzistor $VT2$ yopiladi. Ikkinchi vaqtinchalik turg‘un holati boshlanadi.

Kondensator C_2 zaryadlana boshlaydi «+», BE $VT1$, C_2 , R_{k2} , zanjir bo‘yicha va «—» C_2 kuchlanish U_{keVT1} nolga erishadi. Ya’ni $U_{ke\ to'y}$ dan katta. t_2 dan so‘ng jarayon takrorlanadi.

Shunday qilib davriy ravishda bir turg‘un holatdan ikkinchisiga o‘tib, multivibrator chiqish kuchlanishini shakllantiradi. Ixtiyoriy tranzistorning kollektordan olinadigan kuchlanish deyarli to‘g‘ri burchakli kuchlanishga ega bo‘ladi.

9.3. Multivibrator tebranishlari davrini hisoblash

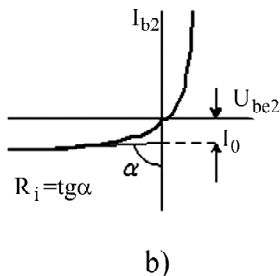
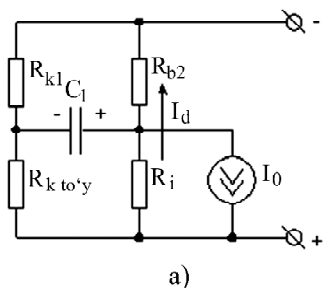
U_{ke} kuchlanishi ideal to'g'riburchakli va 0 dan E_k gacha o'zgarsin. t_1 ni koordinata boshiga o'tkazamiz. t_1 momentigacha VT1 tranzistori yopiq, VT2 esa ochiq edi, C_1 sig'imi bo'lsa $\approx E_k$ kuchlanishigacha zaryadlangandi.

t_1 dan keyin (yangi tizim koordinatasida 0 dan keyin) VT1 tranzistori ochiladi, VT2 esa yopiladi.

Multivibratorning elektr modeli bo'yicha t_1 dan keyin (koordinataning eski tizimi) VT1 tranzistori ochiq, VT2 esa yopiq (9.4-rasmga qarang).

Bu yerda R_i - VT2 ning qayta siljigan emitter-bazali o'tishining qarshiligi, I_0 — shu o'tishning toki (9.4-rasm, b).

Kam quvvatli tranzistorlar R_i uchun o'n-birlikdagi MOm , $I_0 \approx 0,1-1$ mA ni tashkil etadi.



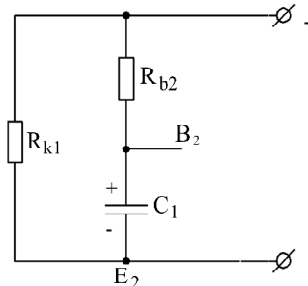
9.4-rasm. Multivibratorning elektr modeli va uning parametrlari.

Modelni analiz qilib quyidagi shartlarni qabul qilish mumkin

- 1) $R_{k\ to'y} \ll R_{k1}$;
- 2) $I_0 \ll I_d$;
- 3) $R_i \gg R_b$.

Unda multivibratorning sodda modeli quyidagi ko'rinishda bo'ladi (9.5-rasmga qarang).

U yangi koordinata tizimida $t = 0$ ga mos keladi.



9.5-rasm. Multivibratorning soddalashtirilgan elektr modeli.

Kondensator C dagi va ixtiyoriy tranzistor bazasidagi kuchlanish eksponensial qonuniyat bilan o'zgarib, sxemani bir turg'un holatidan boshqa turg'un holatiga ulab-uzish momentini aniqlaydi. $U_s(t)$ ni bilgan holda sxemaning vaqtincha — turg'un holatini hisoblash mumkin. $U_s(t)$ ni aniqlash uchun birinchi darajali differensial tenglamani majburiy va erkin tashkil etuvchilari yig'indisi sifatida yechimi qaraladi.

$$U_s = U_{s \text{ ichki}} + U_{s \text{ ozod}} \cdot e^{-t/\tau},$$

$t \rightarrow \infty$ bo'lganida kondensator C dagi kuchlanish:

$$U_s = U_{s \text{ ichki}} = -E_k,$$

bundan quyidagini hosil qilamiz:

$$U_s = -E_k + U_{s \text{ ozod}} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}};$$

$U_{s \text{ ozod}}$ kuchlanishni aniqlash uchun boshlang'ich shartdan foydalanamiz. $t = 0$ bo'lganida kondensatordagi kuchlanish $U_s = +E_k$, $E_k = -E_k + U_{s \text{ ozod}}$, bundan $U_{s \text{ ozod}} = 2 \cdot E_k$.

Bundan kelib chiqadiki, kondensatordagi kuchlanish quyidagicha bo'ladi:

$$U_s = -E_k + 2 \cdot E_k \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}.$$

Bu yerda: $\tau = R_b \cdot C_b$.

$t = t_2$ bo'lganida kondensator «C» dagi kuchlanish $U_s - U_k$ dan 0 gacha o'zgaradi. Bunda t_2 vaqtda:

$$0 = -E_k + 2E_k \cdot e^{-t_2/\tau}.$$

$$t_2 \text{ ni aniqlaymiz: } \frac{1}{2} = e^{-t_2/\tau}; \quad t_2 = \tau \cdot \ln 2;$$

$$t_2 = 0,7R_{b2}, \quad C_1 = 0,7\tau_1.$$

Shuningdek t ni aniqlaymiz: $t_1 = 0,7R_{b1}$, $C_2 = 0,7\tau_2$.

Simmetrik multivibratorni to'liq tebranish davrini quyidagicha aniqlaymiz:

$$T = 2 \cdot t_i \approx 1,4 \cdot R_b \cdot C.$$

Demak generatsiyalanuvchi $f = \frac{1}{T}$ C_1 va C_2 vaqtni belgilovchi kondensatorlarning qayta zaryadlanishi bilan aniqlanadi. Impulsning amplitudasi U_m to'yingan tranzistor kollektorida:

$$U_m = E_k - I_{KB0} \cdot R_k \approx E_k.$$

Impulsning old kengligi:

$$t_f = \tau_{h_{21e}} + C_k \cdot R_k,$$

bu yerda $\tau_{h_{21e}}$ — umumiy emmitterli sxema uchun baza bo'yi-cha qo'shish o'rtacha vaqti asosan tranzistorning chastota xususiyatlariga bog'liq;

C_k — tranzistorning kollektor sig'imi.

Orqa front kengligi kondensatorning C zaryadlanish vaqtiga bog'liq bo'lib quyidagicha aniqlanadi:

$$t_s \approx 3 \cdot C \cdot R_k.$$

Vaqtning belgilovchi kondensator kattaligidan $t_s \gg t_f$.

Front egriligini oshirish uchun kollektor impulsini kollektordagi kuchlanish o'sishini tezlanishini oshirish lozim. Buning uchun R_k qiymatni kamaytirish kerak. Lekin bunday multivibratorning toki va sarflanuvchi quvvati ortadi.

R_b qarshilikni tanlash:

R_b qarshilik VT tranzistorni puxta to'yinishini tayinlashi kerak;

$$3 \cdot \tau_{zar} < t_1;$$

$$3 \cdot C \cdot R_k < t_1;$$

$$3 \cdot C \cdot R_k < 0,7 \cdot R_b \cdot C;$$

$$4 \cdot R_k < R_b.$$

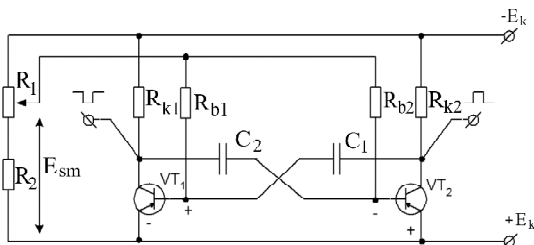
Bundan $R_k < \frac{R_b}{4}$ ni hosil qilamiz.

9.4. Multivibrator chiqish kuchlanishi ko'rinishini yaxshilash va chastotasini sozlash termostabillash

Simmetrik multivibrator chastotasi $f = \frac{1}{1,4 \cdot R_b \cdot C}$ bo'lgan-

ligi uchun uni kondensator doimiysi C (τ_{raz}) ni o'zgartirib sozlash mumkin. R_b qarshilikni aniqlash. Tranzistorning to'yinishidan hisoblanib R_b qarshilik qiymatini o'zgartirish mumkin. Buning uchun kondensator C ni o'zgartirib chastota o'zgarishi mumkin. Agar chastotani diskret o'zgartirish lozim bo'lsa har bir chastota uchun ulab-uzish orqali kondensator ulanadi. Chastotani silliq o'zgartirish uchun qo'shimchalar E_{sm} kuchlanish ulanib R_1 o'zgaruvchan qarshilik orqali boshqariladi (9.6-rasmga qarang). Kondensator kuchlanishigina E qiymati bilan emas E qiymati bilan aniqlanadi.

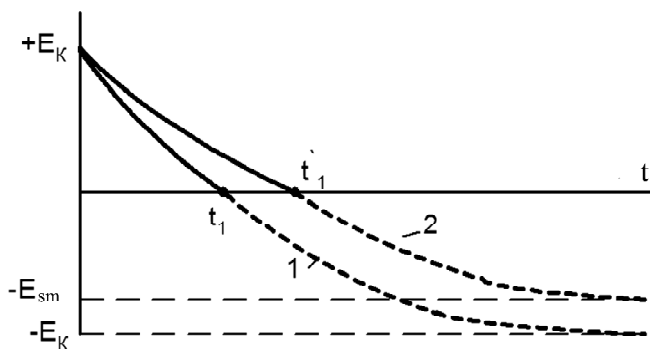
Ushbu multivibratorning kondensatorning razryadlanishi avvalgi qurilgan differensial tenglama bilan aniqlanadi.



9.6-rasm. Chastotasi tekis boshqariluvchi multivibratorning prinsipial sxemasi.

Ushbu sxemada boshlang'ich sharti $t=0$, $U_s = -E_k$ ga.

Klassik sxemada kondensatorning qayta zaryadlanishidagi o'tkinchi E (1) — E_k kuchlanish bilan aniqlanadi, ushbu sxemada esa (2) — E_{sm} kuchlanish bilan aniqlanadi (9.7-rasmga qarang).



9.7-rasm. Kondensatorning qayta zaryadlanish o'tkinchi jarayoni.

O'tkinchi jarayondan kelib chiqadiki $t'_1 > t_1$, bundan tebranish davri $T'_1 > T_1$ va $f'_1 < f_1$. Demak E_{sm} kuchlanish qanchalik kichik bo'lsa tebranish davri T shunchalik katta va chastota multivibratorda shunchalik kichik U_{sm} kuchlanishni $-E_k$ dan $-0,5 \cdot E_k$ gacha bo'lishi tavsiya etiladi bunda chastota 1,5 marta o'zgaradi.

Multivibrator chastotasini termostabillash.

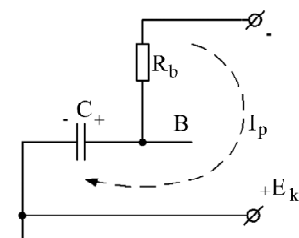
Multivibratorning chastotasi E_k kuchlanishga ega emas multivibratorning f chastotasi nostobilligi $I_{\kappa 0}(t^{\circ}C)$ sabab sxema elementlarning haroratga nostabilligidadir. Germaniyli tranzistor uchun haroratga nostobilligi kremniyli tranzistor uchun I_{k0} , shuningdek chastota nostobilligi 1—2 barobar kichik shuning uchun chastota nostabilligi asosan elementlarning haroratga nostabilligi $C(t^{\circ}C)$, $R(t^{\circ}C)$ bilan aniqlanadi.

Kondensator razryadi C sxemasi Si — tranzistori uchun quyidagi (9.8-rasm) ko‘rinishda bo‘ladi. Agarda I_{k0} hisobga olinmasa germaniyli tranzistorlar uchun I_{k0} ni inobatga olinmasa bo‘lmaydi. Bunda sxema 9.9-rasmdagidek bo‘ladi.

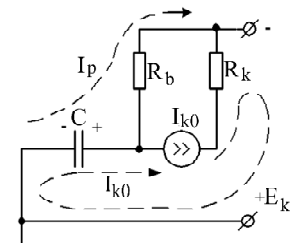
Bunda kondensatordan $I_s = I_r + I_{k0}(t)$.

I_k tok haroratga bog‘liqligidan (eksponensial qonun)

$$I_s = \psi(t^\circ) \Rightarrow U_s = \varphi(t^\circ).$$



9.8-rasm. Kremniyli tranzistorlar uchun kondensatorning razryadlash sxemasi.

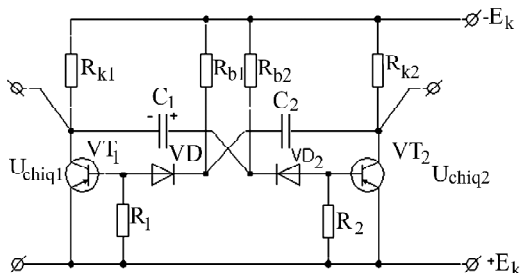


9.9-rasm. Germaniyli tranzistorlar uchun kondensatorning razryadlash sxemasi.

$U_c(t^\circ)$, bo‘lganidan multivibrator tebranish davri va chas-

totasi haroratga bog‘liq $T_{teb} = \xi(t^\circ)$ $f_{teb} = \Phi(t^\circ)$. Demak chas-
totaning nostabilligini asosiy sababi germaniyli tranzistorda B-K yopiq tranzistorda. Ushbu kamchilikni oldini olish uchun baza kollektorni kondensator razryadlanishi vaqtida uzib, R_b qarshilikdan uning uchun sxemaga uzuvchi diod kiritiladi. Uning I_{k0} toki tranzistornikiga nisbatan ikki barobar kichik bo‘lishi lozim, ushbu maqsadda maxsus yuksak chastota (YuCh) diodlari (impulslı) qo‘llaniladi va uning prinsipial sxemasi quyidagi ko‘rinishda bo‘ladi (9.10-rasm).

$VD1$ va $VD2$ diodlar $VT1$ va $VT2$ tranzistorlarni razryad zanjiridan uzish uchun $R1$ va $R2$ qarshiliklar esa tranzistor

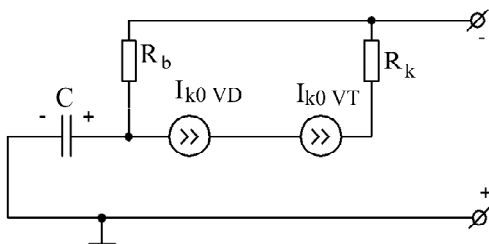


9.10-rasm. Chegaralovchi diodli terma stabillovchi avtotebranuvchi multivibratorning printsipial sxemasi.

bazasida nol potensial hosil qilish uchun xizmat qiladi ($R_1 = R_2 \cong (3 \div 5) R_{kirVT}$). Ushbu sxema modeli 9.11-rasmda keltirilgan.

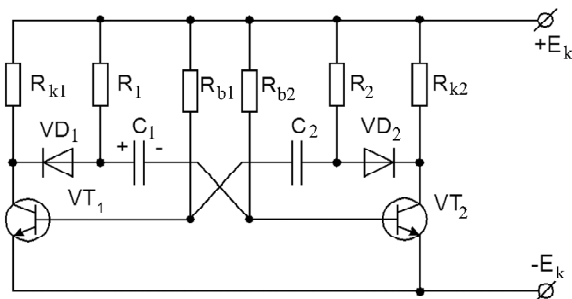
$I_{k0VD} \ll I_{k0VT}$, shuning uchun yuksak chastota diodli qo'llanilgan ushbu sxemada chastota nostabilligi $\frac{\Delta f}{f}$ undan bir foiz chamasida bo'ladi.

Ge tranzistorlar uchun chegaralovchi diodlarsiz $10\% \frac{\Delta f}{f}$ Si tranzistorlar uchun esa $1-3\%$ ni tashkil etadi.



9.11-rasm. Chegaralovchi diodli avtotebratgichli multivibratorning printsipial sxemasining modeli.

Chiqish impulsi oldi frontini yaxshilash uchun C_1 va C_2 dagi zaryadni qo'shishga qo'shimcha qarshiliklar R_1 va R_2 orqali VD_1 va VD_2 va yordamida amalga oshiriladi (9.12-rasm).



9.12-rasm. Tranzistorli multivibratorning chiqish kuchlanishi formasini yaxshilangan sxemasi.

S kondensatorni zaryadlash $+E_k \rightarrow R_1 \rightarrow C_1 \rightarrow B\mathcal{D}_{to'y} VT$.

Zanjirlar orqali bunda R_k qarshilikdan tok oqmaydi.

Kondensator C_1 razryad zanjiriga VD_1 diodi ta'sir qilmaydi, chunki u o'tkazuvchi yo'nalishiga ulangan va kondensator razryadini $+U_{s1} \rightarrow VD_1 \rightarrow VT_1 \rightarrow -E_k \rightarrow +E_k \rightarrow R_{b2}$ zanjir orqali ta'minlaydi.

Multivibratorni universal sxemasi quydagi elementlarga ega bo'lish lozim:

Termostabillash;

Impuls old frontini yaxshilash;

Chastotani tekis boshqarish.

Bunday multivibratorlar yarim o'tkazgichli (monolit) 119GF2 va 218GF2 gibridli integral sxema seriyalarida bajariladi. Integral sxemadagi multi vibratolar qo'shimcha kondensatorlar va qarshiliklarni chastotani boshqarish uchun ulashga chiqish nuqtalari mavjud.

9.5. Tranzistorli birvibrator, ishlash prinsipi, ossillogrammalari

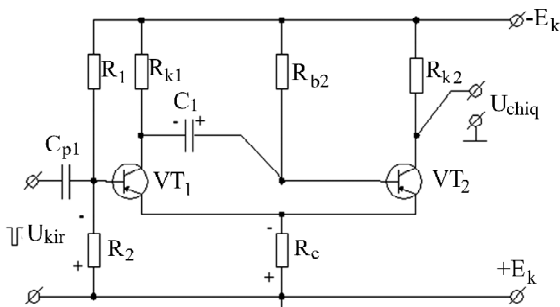
Kutish rejimidagi multivibratorni birvibrator deyiladi. Funktsional belgisiga qarab, birvibratorga boshqacha nom ham beriladi: tushuncha tizim, tormozlangan multivibrator bir taktli

relaksator kipp-rele, va boshqalar. Lekin nomidan qat'iy nazar birvibrator musbat teskari aloqali to'g'ri burchakli impuls shakllantiruvchi bitta turg'un va bitta vaqtli turg'un holatga ega impuls.

Uyg'otuvchi impuls kelishi bilan, birvibratorni turg'un holatidan vaqtinchalik turg'un holatiga o'tkazadigan birvibratororda to'g'ri burchakli impuls shakllanadi. Vaqtinchalik turg'un holatini vaqtini, vaqt belgilovchi zanjir aniqlaydi. Vaqt doimiysi zanjirini o'zgartirib, impuls kengligini keng oraliqda o'zgarishi mumkin. Shuning uchun ham, berilgan kenglikka va amplitudaga ega bo'lgan va impulsni berilgan vaqt birligiga kechiktirish uchun keng qo'llaniladi.

Avto tebranishli multivibratoridan birvibratorni hosil qilish mumkin, agarda uni vaqtinchalik turg'un holatida, yopiq ushlab, uni turg'un xoliga aylantirilsa, emitterli, aloqali (9.13-rasmga qarang) birvibrator kabi qo'llaniladi. Sxema ikki kaskadli, tranzistorli kuchaytirgichdan iborat bo'lib, kasakadlararo aloqa C kondensator yordamida, boshqasi emitter qarshiligi umumiy qarshilik bilan amalga oshiriladi.

Turg'un holatida VT_1 VT_1 tranzistor yopiq, VT_2 esa ochiq, va u to'yingan rejimda bo'ladi, shuning uchun R_b qarshilik quydagicha tanlanadi: $R_b \leq h_{21e} \cdot R_{k2}$ va bunda baza toki VT_2 tranzistorini to'yintirishga yetarli bo'ladi. VT_2 tranzistorining emitter toki hisobiga R_e umumiy qarshilikda kuchlanish $U_e = I_{e2} \cdot R_e$ pasayishi, 9.13-rasmga belgilanganidek hosil bo'ladi.

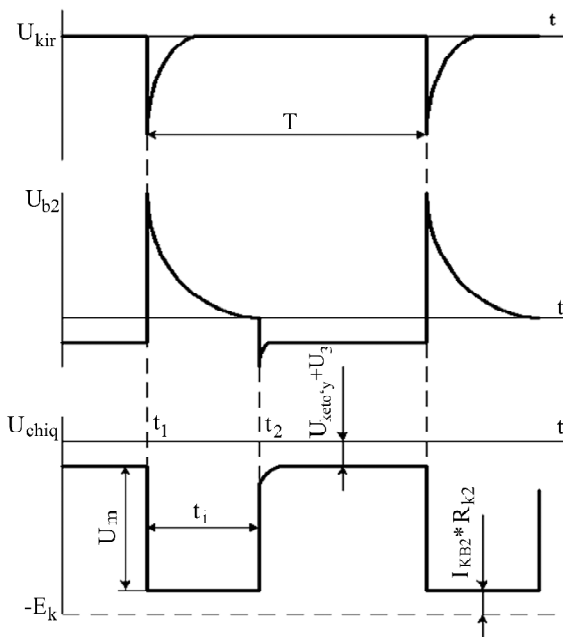


9.13-rasm. Birvibratorning prinsipial sxemasi.

$VT1$ yopiq va $I_{k1} = 0$ kuchlanish bo'luvchining pastki yelkasida $R1 - R2$ kuchlanish pasayishi U_{R2} bo'ladi. Quydagida $|U_e| > |U_{R2}|$ tranzistor bazasiga emitterga nisbatan musbat kuchlanish U_{be1} berilib, bu uni yopadi. Bunda C kondensator kuchlanishgacha $U_s \cong E_k - U_e$ zaryadlanadi (agarda U_{be2} hisobga olinmasa). C kondensator zaryadlanishi quyidagi zanjirlarda amalga oshiriladi.

Tok manbayi $+E_k$ orqali R_e qarshiligi va $VT2$ tranzistorni emitter baza oralig'i, $C1$ R_{k1} qarshiligi orqali va tok manbayi $-E_k$ ga.

9.14-rasmda birvibratorning vaqt diagrammalari keltirilgan. Birvibratorni kirish qismiga t_1 vaqt birligida manfiy qutbli uyg'otuvchi impulsni, tranzistorni yopadigan kuchlanishdan



9.14-rasm. Birvibratorning kuchlanish vaqt diagrammasi.

ortiqroq amplitudada $|U_{kir}| > |U_{bel}|$ berilsa, $VT1$ tranzistor ochila boshlaydi va uning kollektorida qandaydir musbat o'rtishni hosil qiladi.

Kondensator C da kuchlanish birdaniga o'zgarmasligi uchun, bu musbat kuchlanish $VT2$ tranzistorining bazasiga beriladi va uni yopadi. Bunda I_{e2} tok va R_e qarshiligidagi kuchlanish pasayishi kamayadi. I_e tokini kamayishi hisobiga va buning natijasi $VT1$ tranzistorini ochilishiga olib keladi. Ushbu regenerativ jarayon tojsimon ortib, $VT2$ tranzistorini to'liq yopish bilan tugallanadi. Kollektor kuchlanishi manba kuchlanishi E_k gacha kamayadi va $VT1$ to'yinish xoliga keladi. $VT2$ tranzistorini yopiq holatini C kondensator kuchlanishi bilan ta'minlanadi, chunki chap plastinasi endi $VT1$ to'yingan tranzistor orqali $VT2$ tranzistorini emitteriga ulanadi va $U_{be2} \approx U_c > 0$.

Birvibratorni bunday holati vaqtiiy turg'un bo'lib, endi kondensator C quyidagi zanjir orqali qayta zaryadlanadi: tok manbayi $+E_k$ orqali R_e qarshilik va $VT1$ tranzistorning emitter-kollektor orqali, kondensator C R_{b2} qarshilik orqali va tok manbayi $-E_k$ va undagi kuchlanish natijada $VT2$ tranzistor bazasida kuchlanish pasayadi. t_2 vaqt birligida bu kuchlanish nol holga erishsa, $VT2$ tranzistor ochiladi va sxemada o'tkazish — regenerativ jarayoni vujudga keladi. Natijada birvibrator avvalgi boshlang'ich turg'un holatiga qaytadi.

$VT2$ tranzistorning kollektorida impuls kengligi shakllanishi, uyg'otuvchi impuls berilishidan, to vaqtinchalik turg'un holati tugashigacha, multivibrator avtotebranish holidagidek bo'ladi.

$$t_i = 0,7 \cdot R_b \cdot C.$$

Birvibratorni qayta tiklanish vaqti:

$$t_v \approx 3 \cdot \tau_{zar} \approx 3 \cdot C \cdot (R_{k1} + R_e).$$

Birvibratorni normal ishlashi uchun uyg‘otuvchi impuls takrorlanish davri quyidagicha bo‘lishi lozim:

$$T \geq t_i + t_v.$$

Birvibratorning chiqish qismidagi impuls amplitudasining qiymati quyidagicha aniqlanadi:

$$U = \frac{E_k \cdot R_{k2}}{R_{k2} + R_e}.$$

Birvibratorning bipolar tranzistorlardagi boshqa turlari tranzistorni yopish va ishlash mexanizmi ko‘rib chiqilganidek. Birvibratorning kirish va chiqish qismlari musbat teskari aloqaga bog‘liq emasligi uchun, uyg‘otish va yuklama ulanish o‘tkinchi jarayonning katta-kichikligiga ta’sir etmaydi.

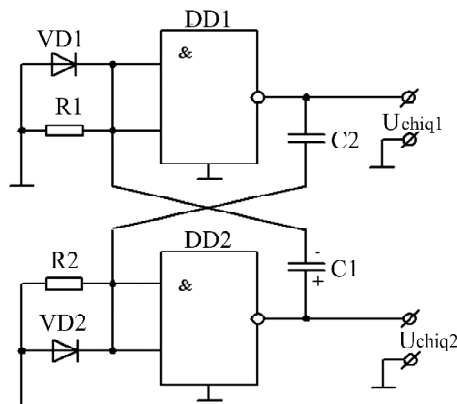
9.6. Potensial mantiqiy elementlar asosidagi multivibratorlar

Tranzistorda tuzilgan multivibratorlarda chastota va tebranishlar davrini aniqlovchi o‘tkinchi jarayonlar, operatsion kuchaytirgichlarda, mantiqiy elementlarda o‘xshashdir. Ular struktura jihatdan quyidagi sxema bo‘yicha: ikki tranzistor umumiy emitterli sxemada yoki 2LE man etish I-NE, ILI-NE lar ketma-ket ulanadi. Multivibrator ikki turg‘un holatga ega: Birinchi ME (mikrosxema) yopiq, boshqasi ochiq va aksincha. Multivibrator chastotasini RC vaqt belgilovchi zanjir parametrlari aniqlaydi.

Multivibratorlar quyidagi rejimlarda ishlashlari mumkin:

- avtogeneratorli;
- kutuvchi;
- sinxronizatsiya rejimi multivibrator ishlashida sinxronizatsiyalash tashqi generator orqali.

Potensial mantiqiy elementlardan ILI-NE, I-NE lar multivibratorlarni qurishda qo‘llanilishi mumkin quyi kirishli elementlardagi ishlatilmaydigin kirish qismlari birlashtiriladi, lekin bunda kirish sig‘imi ortadi va kirish qarshiligi kamayadi.



9.15-rasm. PME «I-NE» asosidagi multivibratorning prinsipial sxemasi.

Yoki ularni I-NE elementi uchun ulanadi. $+E_p$ ILI-NE elementi uchun esa — E_p (umumiy shinaga).

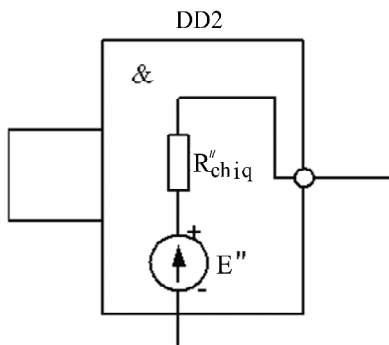
9.15-rasmda I-NE elementlaridan tuzilgan multivibratorning prinsipial sxemasi keltirilgan. Impulsni vaqtiy shakllanishi va pauzasini vaqt doimiysi bilan kondensator orqali aniqlanadi.

$\tau_{zar1} = C1 \cdot R1$ ($\tau_{zar2} = C2 \cdot R2$), tezlatgich diodi orqali razryadlanadi. $\tau_{raz1} = C1 \cdot r_{VD1}$ ($\tau_{raz2} = C2 \cdot r_{VD2}$).

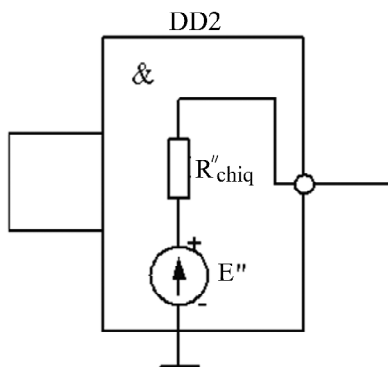
S1 : S1 kondesatorining zaryad zanjirini ko‘raylik DD2 element mantiqiy bir holatda bo‘lganida C1 zaryadlanadi, bunda «1», DD1- element mantiqiy «0» holatida. Elementning umumiy shinasi va DD2 ning chiqish qismi orasida EYuK ko‘rinishidagi elektr modeli sifatida namoyish etishi mumkin (9.2-rasmga qarang).

Bu yerda R''_{chiq} — elementning mantiqiy «1», qarshiligi E'' manbani. — E.Yu.K. K155 seriyasi uchun $E'' \cong 3,5 V$, $R''_{chiq} \cong 100 \div 600 Om$.

Kondensator C1 zanjirining zaryadi: $+E_p''$ dan E.Yu.K. elementning chiqish qarshiligi orqali DD2 R''_{chiq} , kondensator C1 va rezistor R1 orqali E.Yu.K. E'' ga.



9.16-rasm. DD2 elementining mantiqiy «1» dagi modeli.



9.17-rasm. DD2 elementining mantiqiy «0» holatidagi modeli.

DD2 elementining ulab-uzulish momentida «1», uning chiqish kuchlanishi $U_{chiqDD2}=3,5V$ (K155 seriyasi uchun) DD1 ning kirish qismiga beriladi, chunki kommutatsiya davri $U_{C1-}=0$, bunda DD2 elementining chiqish kuchlanishi $U_{chiqDD1}$ «0» V ga kamayadi.

Multivibratorda birinchi vaqtinchalik turg'un holat (DD2 mantiqiy «1», holat DD1 da «0»). S1-kondensatorni zaryadlanishi bilan DD1 kirish qismidagi kuchlanish kamayadi va

ma'lum bir vaqtda bo'sag'a darjasiga erishadi. $U_{to'y}$ ($U_{to'y} \approx 1,5V$ seriya K155 uchun) bunda DD1 mantiqiy «1» holatiga o'tadi va DD2 elementini mantiqiy «0» holatiga o'tkazadi. Natijada sxemaning ikkinchi vaqtinchalik turg'un holatiga o'tadi. Kondensator C1 bu holatda razryadlanadi, C2-kondensator zar-yadlanadi. C1 zanjiri razryadlanishi DD2-elementi mantiqiy nol holatida.

DD2 ning chiqish qismi va umumiy shina oralig'ini quyidagi elektr modeli orqali ifodalash mumkin (9.17-rasmga qarang).

Bu yerda RF_{chiq} — elementining mantiqiy «0» holatidagi chiqish qarshiligi EF manba EYuK K155 seriyasi uchun $E' \cong 0,2 \div 0,3 V$, $R'_{chiq} \cong 100 Om$.

C1 kondensator razryadlanganida EYuK manbayi sifatida zanjirda U_{C1} ($U_{C1} \cong E = 3,5V$). Kondensator razryad zanjiri $+U_{C1}$ dan RF_{chiq} orqali EYuK chiqarishi EF va dioidning to'g'ri qarshiligi $RI \gg r_{VD1}$, ular parallel ulangan.

Kondensator razryadi tezda o'tadi, chunki C1 razryad vaqti kichik (r_{VD1}), shuning uchun keyingi ulab-uzilish uchun $U_{kirDD2} = U_{bo's}$. Sxema yana birinchi vaqtli turg'un holatiga o'tadi. 9.4-rasmda multivibratorning ishlash ossillogrammalari keltirilgan.

X. BLOKING-GENERATORLAR

10.1. Bloking-generatorlar haqida umumiy ma'lumotlar

Bloking-generator — transformatorli musbat teskari aloqali relaksatsion generator bo'lib, katta quvvatli, qisqa impulsni to'g'ri burchakli ko'rinishdagi va amplitudasi E_{nut} amalda bo'ladi. Chiqish kuchlanishini katta qiymatlarini olish uchun transformatorida qo'shimcha chulg'amdan foydalaniladi. Generatsiyalanuvchi impuls kengligi 1-10 mks va kichik bo'lib, impuls chuqurligi Q o'nlab-yuzlab bo'ladi.

Bloking-generator, boshqa turdagi relaksatsion generatorlar, kabi uch xil rejimlarda ishlaydi:

- avtotebratgichli;
- kutuvchi;
- sinxronizatsiyalash rejimi.

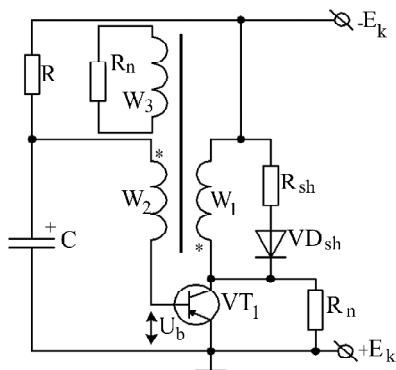
Bloking-generatorlar impuls generatori quvvati qisqa impulsni shakllantirishda va elementlarni taqqoslash qurilmalarida qo'llaniladi.

10.2. Avtotebratgichli bloking-generator

10.1-rasmda avtotebratgichli bloking-generatori sxemasi keltirilgan. U, musbat teskari aloqali impulsli transformatorli kuchaytirgich bo'lib, birlamchi w_1 chulg'am VT1 tranzistorini kollektor zanjiriga, ikkilamchi (w_2) chulg'ami esa VT1 tranzistorining baza zanjiriga ulangan. Chiqish kuchlanishini oshirish maqsadida w_3 uchinchi chulg'am qo'llanilgan.

Generatorida faza balansini ta'minlash maqsadida birlamchi va ikkilamchi chulg'amlari qarama-qarshi ulangan.

VT1-tranzistorining o'zgarmas tok bo'yicha rejimini R-rezistori, baza tokini aniqlovchi, aniqlaydi. Vaqt belgilovchi RC-zanjiri bloking-generatorni pauza vaqti (t_n) ni aniqlaydi.



10.1-rasm. Avtotebratgichli bloking-generator sxemasi.

Impuls chuqurligi $Q=10\ldots100$, bo'lganidan impuls (t_i) vaqti o'nlab-yuzlab marotaba pauza vaqtidan kichik. Demak, vaqt doimiysi RC zanjirni ($\tau=R \cdot C$) amalda tebranish davrini aniqlaydi. Pauza vaqti quyidagi formuladan hisoblanadi:

$$t_n = RC \cdot \ln\left(1 + \frac{U_{C \max}}{E_k + I_{k0} \cdot R}\right),$$

bu yerda $U_{C \max} \approx E_k$.

Qiymatni baholashda $I_{k0} R \cong 10\ldots100 mV$, ikkinchi yig'indini suratini hisobga olmasa ham bo'ladi. Unda keltirilgan shartni inobatga olib, bloking-generatorni pauza vaqtini, (davrini va chastotasini) quyidagi ko'rinishda hosil qilamiz:

$$t_n \approx RC \cdot \ln 2;$$

$$T \approx t_n; \quad f \approx \frac{1}{RC \ln(2)}.$$

Bloking-generatorni uyg'otish uchun ikkita shart bajarilishi lozim — faza balansi va amplituda balansi:

$$\begin{cases} \varphi_k + \varphi_{tr} = 360 \cdot k & k=0,1,2,0\ldots \quad (\text{BF}); \\ \frac{KU}{n} \geq 1 & n = \frac{w_1}{w_2} \quad (\text{BA}). \end{cases}$$

VT1 tranzistorini aktiv rejimda ishlashdan, kuchaytirish koeffitsiyenti qiymatidan, oʻtkinchi jarayon davrida, oʻrinal-mashgan sxemadan va amplituda balansini inobatga olib, quyidagini olamiz:

$$\frac{K_U}{n} = \frac{h_{21e} \cdot R'_n}{n \cdot (R'_{kir} + R'_n)}.$$

Bundan maʼlum boʻladiki, amplituda balansini bajarish uchun:

$$h_{21e} \geq n \cdot \left(1 + \frac{R'_{kir}}{R'_n}\right),$$

bu yerda $R'_{kir} = \frac{R_{kir}}{n^2}$ — VT1 — tranzistorining kirish qarshi-ligining birlamchi choʻlgʻamga keltirilganligi.

$$R'_n = \frac{R_n}{n_1^2},$$

bu yerda $n_1 = \frac{w_1}{w_3}$.

Bloking-generatorlar uchun tranzistorlarning tok boʻyicha kuchaytirish koeffitsiyenti $h_{12e} \geq (20...30)$.

10.2-rasmda avtotebratgichli bloking-generatorni ishlash prinsipining ossillogrammalari keltirilgan.

Ossillogrammalarni $t_0=0$ vaqtdan boshlab koʻraylik. Avvalgi tsiklda zaryadlangan C -kondensatori, deyarli nolgacha razryadlanadi (VT1 tranzistori avvalgi siklda yopiq edi) $t > t_0$ tranzistor VT1 ochila boshlaydi, kollektor toki I_k ortadi, kollektor chulgʻamida oʻz induksiya EYuK hosil qiladi. Buning natijasida baza chulgʻamida EYuK hosil boʻladi, «—» VT1 tranzistori — bazasiga ulangan. «+» esa kondensator — C ga, taʼsiri natijasida kondensator — C ga, taʼsiri natijasida kondensator C zaryadlana boshlaydi. VT1 tranzistorining bazasidagi «—» potentsiali baza tokini oshiradi, natijada I_k ortadi, VT1 tranzistori tojsimon

ulab-uzish jarayoni ta'minlanadi, qaysiki t_1 vaqtda to'yinish bilan tugallanadi. Tranzistorni ulab-uzish ($t \leq t_0$ yopiqdan, $t = t_1$ to'yingan) boshqichida impulsning old fronti shakllanadi. Kondensator C dagi kuchlanish (U_C) kam o'zgaradi, chunki old front unchalik katta emas. $t_0 - t_1$ oraliqda VT1 tranzistori aktiv rejimida ($K_i \gg 1$), $t_1 - t_2$ oraliqda esa to'yingan rejimda, bunda $K_i < 1$ va tranzistor signalni kuchaytirmaydi.

So'ngra t_1 , chunki $K_i > 1$, amplituda balansi generatorda bajarilmaydi, shuning uchun baza toki kollektor tokini boshqara olmaydi. Ikkilamchi chulg'amda induksiyalangan EYuK kamayadi, natijada baza toki I_b kamayadi va shu bosqichda impuls tomi shakllanadi. Baza toki I_b ning kamayishi, baza chulg'amida o'zinduksiya EYuK hosil bo'lishiga olib kelib, I_b baza tokini kamayishiga qarshilik ko'rsatadi. EYuK ta'sirida kondensator C VT1 to'yingan tranzistorning EB si orqali zaryadlanadi bunda R_{EB} kichik va zaryadlanish tezda sodir bo'ladi. Bunda bir vaqtda I_b baza toki U_b baza kuchlanishi nolga-cha o'zgaradi va t_2 vaqtda tranzistor to'yingan holatdan chiqadi.

Natijada u o'zining kuchaytirgichli xususiyatini qayta tiklaydi, keyingi aktiv rejimiga o'tishda t_2 vaqtda, impuls tokini shakllanishi tugallanadi, so'ng esa uning orqa fronti shakllanadi.

$t_2 - t_3$ vaqt intervalida kollektor toki kamaya boshlaydi, baza chulg'amida o'zinduksiya EYuK hosil bo'ladi, qutbi esa avvalgini teskarisi, ya'ni tranzistorni yopishga harakat qiladi. Bunda tranzistor VT1 yopiladi va tojsimon jarayon shakllanadi, t_3 vaqtda u tugallanib, tranzistor yopiladi.

Bu intervalda VT1 tranzistori bazasidagi kuchlanish $U_b > 0$, teshiklarni bazada so'rilishi oxirgi vaqti bilan shartlangan bo'lib, VT1 tranzistori to'yinishi bilan teskari tok hosil bo'ladi.

VT1 tranzistori yopilishi momentida I_k kollektor toki noldan farqli bo'lganligi uchun, u birdan yo'q bo'lmaydi. O'zinduksiya EYuK hisobiga kollektor chulg'amida kollektorda kuchlanishi manba kuchlanishidan ortiq bo'ladi. Bunda U_k bo'lishi mumkin

$2 \cdot E_{\text{man}}$. Ushbu farqni yo‘qotish maqsadida sxemada $VD_{sh}R_{sh}$ shuntlovchi zanjir qo‘llanilgan.

t_3 dan so‘ng pauza shakllanadi va kondensator C qayta zaryadlanishi R qarshilikdan E_k ga. C -kondensatordagi $C(U_C)$ kuchlanish asta-sekin kamayadi va U_C kuchlanish nolga keladi, sxema avvalgi t_0 vaqtga qaytadi va sxemani yangi holati boshlanadi. Bloking-generatorning chiqish kuchlanishining real ko‘rinishi 10.3-rasmda keltirilgan.

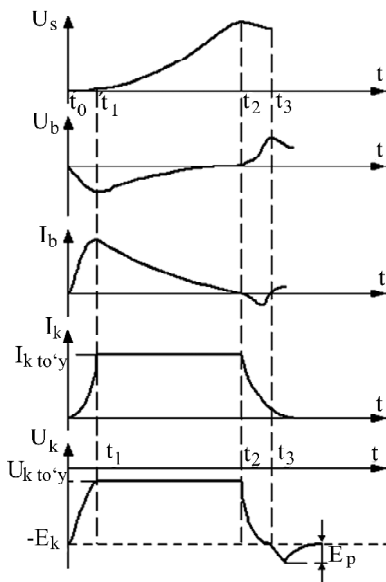
Bloking-generatorning impuls kengligini quyidagi formuladan hisoblash mumkin:

$$t_{\text{imp}} \approx L_K \cdot \left(\frac{n \cdot h_{21e}}{R_{kir}} - \frac{n_1^2}{R_n} \right).$$

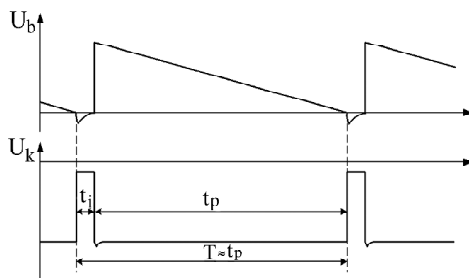
Impuls frontini kengligi quyidagidan aniqlanadi:

$$t_f = 3 \cdot n \cdot \tau_{TR} \cdot \left(1 + \frac{R'_{kir}}{R'_n} \right).$$

$R'_{kir} = R'_n$, bo‘lganida $t_f = 6 n \tau_{TR}$ ekanligini hosil qilamiz.



10.2-rasm. Avtotebratgichli bloking-generatorning ishlash ossillogrammasi.



10.3-rasm. Avtotebratgichli bloking-generatorning ishlash ossillogrammasi.

10.3. Kutuvchi bloking-generator

Yuqorida ko‘rib chiqilgan bloking-generator sxemasini kutish rejimiga o‘tkazish uchun VT1 tranzistorini yopish kerak, ishga tushirish uchun esa bazaga ochuvchi kuchlanish berish kerak. 10.4- a,b rasmlarda kutuvchi bloking-generatorlarning sxemalari keltirilgan. Har ikkala sxemada tranzistor musbat kuchlanish bilan yopiladi. $U_{be} = 0,3 \dots 0,5B$ va bloking-generator teng holatli ko‘rinishda bo‘ladi. Vaqt belgilovchi kondensator C razryadlanadi $U_C = 0$ yopilishini alohida siljituvchi manba (a-sxema) va kuchlanish bo‘luvchisi (b-sxema). Musbat kuchlanish, bazaga emitterga nisbatan berilayotgan, tranzistorni yopishni ta‘minlash lozim. Bunda U_{be} kuchlanish a) sxema uchun: $U_C = E_b - I_{k0} \cdot R$;

$$U_{be} = U_C = E_b - I_{k0} \cdot R > 0.$$

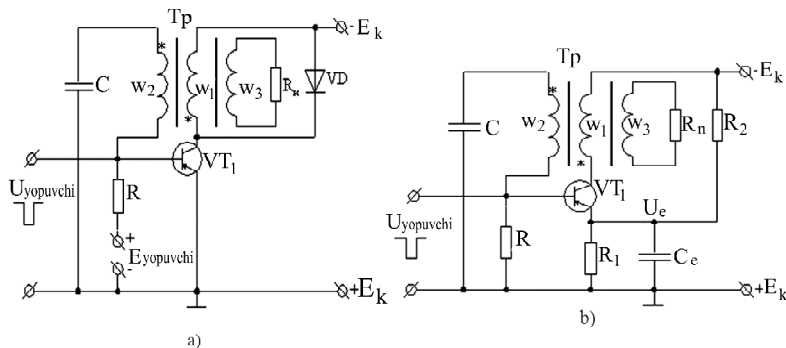
Tavsiya etiladi $U_{be} \cong +(0,3 \div 0,5)V$.

b) Sxema uchun $U_C = -I_{k0} \cdot R \approx 0$;

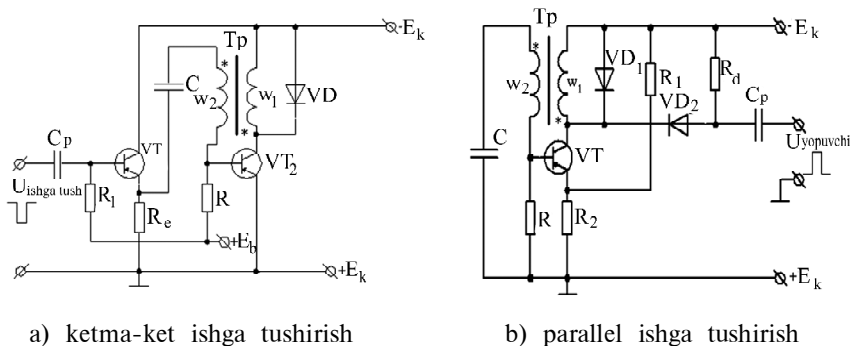
$$U_{be} = U_e - I_{k0} \cdot R > 0.$$

Tavsiya etiladi $U_{be} \cong +(0,3 \div 0,5)V$. Bu bo‘luvchi $U_{R1} \approx +0,5V$ kuchlanishi orqali ta‘minlanadi.

Bunday baza-emitter kuchlanishida tranzistor o‘tishida to‘liq yopiq bo‘ladi. Kondensator C_e qiymati quyidagi ifodadan aniqlanadi:



10.4-rasm. Kutuvchi bloking-generatorni ishga tushirish sxemasi.



a) ketma-ket ishga tushirish

b) parallel ishga tushirish

10.5-rasm. Bloking-generatorni ketma-ket va parallel ishga tushirish sxemalari.

$$\frac{1}{\omega C_e} \cdot (10 \dots 30) = R_l.$$

VT1-tranzistorini ishonchli yopilishini ta'minlash uchun, ishga tushiruvchi impuls parametrlari manfiy bo'lib, moduli jihatidan 2—2,5 marotaba tranzistorni yopuvchi kuchlanishdan katta, kengligi esa shakllanuvchidan kichik, ya'ni:

$$- U_{yopuv} \cong -(1,5 \dots 2)V;$$

$$- t_{yopuv} < t_{formimp}.$$

Ishga tushiruvchi impuls kelishidan so‘ng, generatorda regenerativ jarayon boshlanib, old fronti shakllanadi impuls tomi va orqa fronti avvalgi qurilgan ossillogramma kabi. Bundan so‘ng, sxema kutish rejimiga o‘tadi. Tormozlangan bloking-generatorni ishga tushirishni ikki xil usuli mavjud (10.5, a, b-rasmga qarang): a) ketma-ket; b) parallel.

Ishga tushirishni ketma-ket uslubida, ishga tushiruvchi impuls tranzistor bazasiga ketma-ket ulanadi. Bunda ishga tushiruvchi impuls manbai kichik ichki qarshilikka ega bo‘lishi lozim. Shuning uchun sxema VT1 tranzistorli emitter qaytargich bilan to‘ldirilgan. Bunda u kichik chiqish qarshiligiga ega va VT2 tranzistorining baza zanjiriga ulangan. Agarda ishga tushiruvchi impuls yuqori ichki qarshilikka ega bo‘lsa, parallel ishga tushiruvchi sxema qo‘llaniladi.

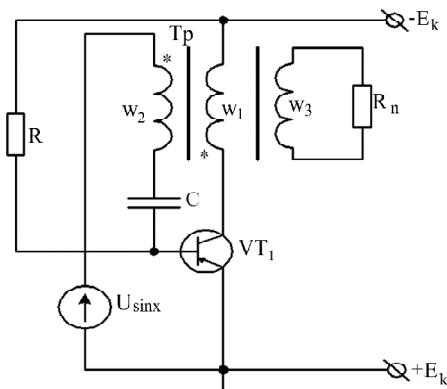
Ishga tushiruvchi impuls tranzistorini ochishi va uni qirqishdan aktiv sohaga o‘tkazishi lozim, shuning uchun, kollektordagi kuchlanish $1\div 2$ V atrofida musbat kuchlanish ortishiga ega bo‘ladi. Ishga tushirish kuchlanishini $U_{ishga\ tush} \approx 2V$ bo‘lishi tavsiya etiladi.

10.4. Bloking-generatorni sinxronizatsiyasi

Bloking-generator rejimini sinxronizatsiyalashda, tashqi yuqori stabil generatordan beriladigan chiqish impulsini sinxronizatsiya chastotasi bilan generatsiyalash. Buning VT1 tranzistorining bazasiga davriy sinxroimpuls talab etilgan amplitudada beriladi. Ushbu impuls ketma-ketligi turli (formada) ko‘rinishda bo‘lishi mumkin. Lekin optimal deb, uchli impuls hisoblanadi. Tashqi generatorning sinxronizatsiya chastotasi bloking-generatorning chastotasidan katta bo‘lishi lozim:

$$f_{sin\ x} > f_{bl.g}.$$

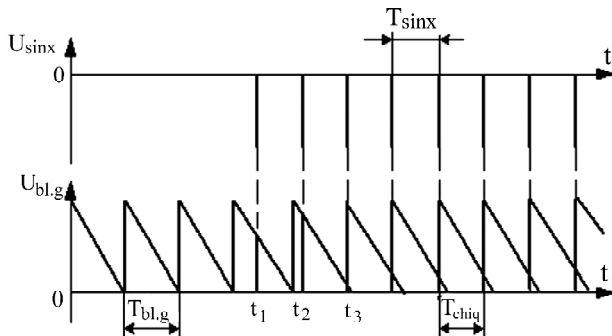
Bloking-generator tranzistori bazasiga sinxronizatsiya rejimida (10.6-rasmga qarang) U_{sinx} sinxronizatsiya impulsi ta‘sir etmoqda, uning davri $f_{sin\ x} < f_{bl.g}$, bu yerda $T_{bl.g}$ — bloking-



10.6-rasm. Sinxronlashtirilgan bloking-generator sxemasi.

generatorni xususiy tebranishlar davri (sinxronlovchi impuls yoʻqligida). Sinxronlovchi avtogeneratorni ulangan momentida sinxronlovchi impuls bilan, bloking-generatorning oʻzini impulsi vaqtij joylanishi turlicha boʻlishi mumkin (10.9-rasm). Birinchi sinxronlovchi impuls ($t=t_1$ da) U_b kuchlanishni kamaytiradi VT1 tranzistorining bazasida, C kondensatorining razryadi davrida bloking-generatorni agʻdarmaydi, chunki berilgan amplitudada bazadagi kuchlanish noldan katta $T_{\text{sinx}} < T_{\text{bl.g}}$ boʻlganidan sinxronizatsiya impulslari VT1 tranzistorini ochish momentiga nisbatan siljiydi, toki impulslardan biri (hozirgi holda uchinchi $t=t_3$ da), VT1 ni avvaldan ochilishiga yoʻl qoʻymaydi, demak bloking-generatorni zoʻrakay uzilish jarayoni. Keyingi sinxronizatsiya impulslari bloking generatorni har safar avvalroq kondensator C qarshilik R orqali vaqt belgilovchi razryad boʻlishi bilan uziladi. Sxemada statsionar holat belgilanib, statsionar rejimda T_{chiq} impuls takrorlanish davri bloking-generatorni sinxronizatsiya rejimida sinxronlovchi impuls takrorlanish davriga teng.

Impulslarning sinxronlashtirish chastotasi $f_{\text{sinx}} = n \cdot f_{\text{bl.g}}$, boʻlsa, bu yerda n — berilgan butun son, chastota boʻlinish



10.7-rasm. Sinxronlashtirilgan bloking-generatorning ishlash ossillogrammasi.

koeffitsiyenti deb atalib, bloking-generator bo'lishi rejimida tashqi sinxronlashtirilgan kuchlanishni tutish rejimi. Masalan: $n=3$, bloking-generatorni ko'tarib-tashlashi har bir uchinchi sinxronlashtiruvchi impulsda amalga oshadi. 10.7-rasmdan ko'rinadiki chastotani karrali bo'linishi U_m sinxronlashtiruvchi impuls amplitudasiga bog'liq. T_{sinx} , $T_{bl.g}$, U_m larni turli qiy-matlarini berib, har qanday bo'lish rejimini olish mumkin.

XI. CHIZIQLI-O'ZGARUVCHAN KUCHLANISH GENERATORI (CHUKG-GLIN)

11.1. CHUKG-GLIN tuzilishi prinsiplari va umumiy tasnifi

Chiziqli o'zgaruvchan kuchlanishli deb, qandaydir vaqt oralig'ida kuchlanish chiziqli qonuniyat bilan o'zgarib, so'ng tezlik bilan boshlang'ich darajaga qaytishiga aytiladi. Kichik darajadan, kuchlanish katta darajaga o'zgarsa, chiziqli ortuvchi, katta darajadan kichikka o'zgarsa — chiziqli kamayuvchi deyiladi. Bunday kuchlanishlar arrasimon kuchlanishlar ham deyiladi. 11.1-rasmda chiziqli o'zgaruvchan kuchlanish grafigi keltirilgan bo'lib, bu yerda:

$t_{to'g'}$ — to'g'ri yoki ishchi yo'li kengligi;

t_{tes} — teskari yo'li kengligi;

t_n — sokinlik kengligi;

T — tebranishlar davri;

U_m - kuchlanish amplitudasi.

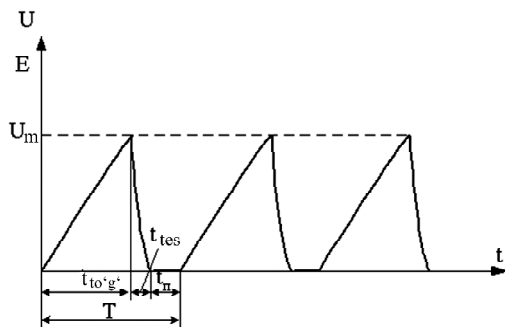
Arrasimon kuchlanish ham chastota bilan xarakterlanadi:

$$f = \frac{1}{T},$$

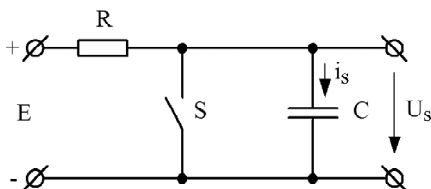
bu yerda $T = t_{to'g'} + t_{tes} + t_n$.

Chiziqli o'zgaruvchan (CHUK-LIN) kuchlanishni yaratishning ikkita prinsipi mavjud:

1. RC-zanjiridan foydalanib (11.2-rasmga qarang). Prinsipining g'oyasi $U_s(t)$ boshlang'ich chiziqli qismini, kondensator C EYuK E manbadan qarshilik R orqali zaryadlanishiga asoslangan. Kondensator C ni tezda razryadlanishi uchun S — kalit qo'llaniladi.



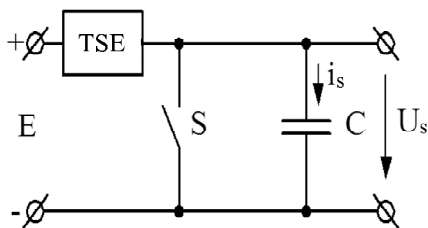
11.1-rasm. Chiziqli o'zgaruvchan kuchlanish.



11.2-rasm.

Kalit S ning uziq holatida CHUK-LIN to'g'ri yo'li shakllanadi, uloq holida esa teskari yo'li. Boshlang'ich uchastkasining nochiziqli darajasiga qarab, eksponenta amplitudasi U_m $0,3 \div 0,6$ E ga nisbatan erishishi mumkin. Demak, sxemaning asosiy kamchiligi kuchlanish E ni ishlatilish koeffitsiyentining pastligidir.

2. Kondensator C ni tok stabillovchi element (TSE) orqali zaryadlanishi (11.3-rasmga qarang).



11.3-rasm.

Kondensator C dagi kuchlanish quyidagi ifoda bilan aniqlanganligidan:

$$U_C = \frac{1}{C} \int_0^t i(t) dt.$$

Kondensatorning zaryad tokini stabillashdagi $i = \text{const}$, hosil qilamiz:

$$U_C = \frac{i}{C} \cdot t.$$

Demak, C — kondensatordagi kuchlanish vaqt birligida chiziqli qonuniyat bilan o'zgaradi. Tokni stabillash uchun TSE sifatida ko'pincha bipolar tranzistorni umumiy bazali ulanish sxemasi qo'llaniladi.

CHUKG-GLIN ning asosiy parametrlari quyidagilar:

1. Nochiziqli koeffitsiyenti:

$$\varepsilon = \frac{|U'(t)|_{t=0} - |U'(t)|_{t=tp}}{|U'(t)|_{t=0}},$$

bu yerda $U'(t)$ chiqish kuchlanishining (U_C) vaqt birligidagi mos holdagi urinmaning $U_C(t)$ tangens burchagi bilan xarakterlanadi. Tangens burchagi bilan farqi xatolikni aniqlaydi (11.4-rasmga qarang).

$$\xi = \frac{U_m}{E}.$$

2. Kuchlanish foydalanish koeffitsiyenti ξ , arrasimon kuchlanishning berilayotgan kuchlanishga nisbati bilan xarakterlanadi.

ξ qanchalik katta bo'lsa, CHUKG-GLIN xatoligi shunchalik katta, chunki RC zanjiri uchun eksponentaning katta qismidan foydalaniladi. Demak ξ - kattalashtirib, katta nochiqlik - ε koeffitsiyentini olamiz.

Birinchi sxema uchun:

$$U_C = E \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right).$$

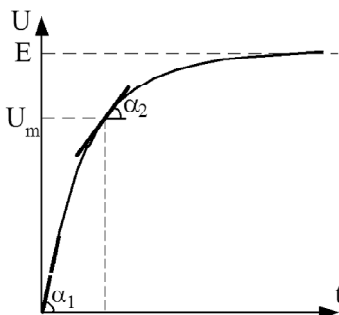
$t = t_{to'g'}$ bo'lganida:

$$U_C = U_m = E \cdot \left(1 - e^{-\frac{t_{to'g'}}{RC}}\right).$$

Unda

$$\xi = \frac{U_m}{E} = 1 - e^{-\frac{t_{to'g'}}{RC}}.$$

Kuchlanish foydalanish koeffitsiyenti $\xi=(0,5....0,7)$ qiymatida nochiziqlik xatoligi ξ quyidagicha 10—20 % bo'ladi.



11.4-rasm.

Kichik ε - qiymatlarini olish uchun katta nochiziqlik ξ larda TSE li sxemadan foydalanish tavsiya etiladi.

CHUKG-GLIN quyidagi rejimlarda ishlashi mumkin:

1. Avtotebranish;
2. Kutish;
3. Sinxronizatsiya rejimida.

Shuningdek tashqi boshqaruv rejimini ham ta'kidlanadi, kutish rejimining turlaridan. Ushbu rejimda ishchi yo'li kengligi boshqaruvchi impulsning kengligi bilan aniqlanadi.

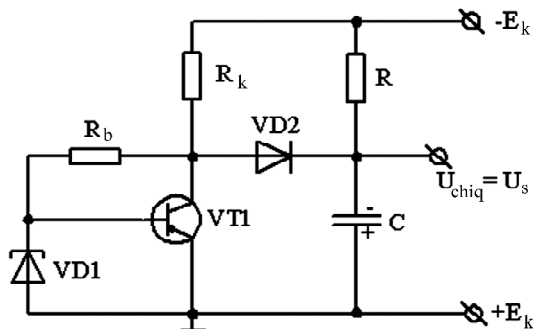
Kutish rejimida to'g'ri yo'l boshlanishini, kichik boshqaruvchi impuls aniqlaydi, to'g'ri yo'lni esa CHUKG-GLIN ning vaqt belgilovchi kuchlanishi aniqlaydi.

Sinxronizatsiya rejimida — CHUKG-GLIN chastotasi tashqi sinxronlovchi impulsar chastotasiga karrali bo‘ladi.

Avtotebranishli sxema tashqi boshqaruvchi impulsarsiz ishlaydi.

11.2. Tranzistorli avtotebratgichli CHUKG-GLIN

11.5-rasmda tranzistorli avtotebratgichli chiziqli o‘zgaruvchi kuchlanish generatori sxemasi keltirilgan.



11.5-rasm. Tranzistorli avtotebratgichli CHUKG- GLIN.

Sxema RC-zanjirli shakllantirgichdan, VD2 chegaralovchi diod, VT1 tranzistorda yig‘ilgan tranzistorli kalitlardan iborat.

Generatorni ishchi yo‘lini shakllantirish vaqtida VD2 diod yopiq va sxema RC zanjirdan uzilgan. Kondensator — C (U_C) dagi kuchlanish eksponensial qonuniyat bilan o‘zgaradi:

$$U_C = \frac{1}{C} \int_0^t i(t) dt.$$

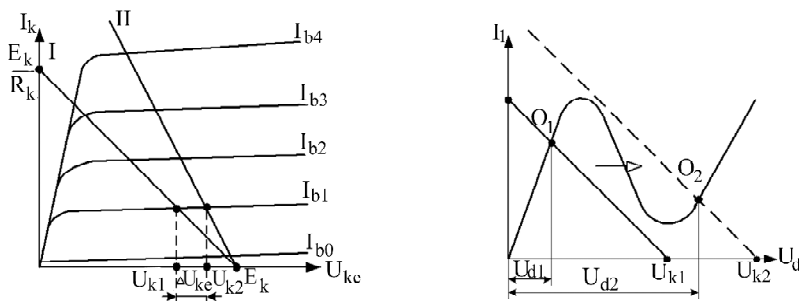
Eksponentaning boshlang‘ich qismida U_C — kuchlanish chiziqli qonuniyat bilan o‘zgaradi. Nochiziqlik koeffitsiyentini $\varepsilon \approx 10\%$ ta‘minlash uchun kuchlanish qo‘llanilishi koeffitsiyentini quyidagicha tanlanadi:

$$\xi = \frac{U_m}{E_n} \approx 0,5.$$

Bunda kondensatordagi C maksimal kuchlanish quyidagini tashkil etadi:

$$U_{C_{\max}} \cong 0,5 \cdot E_K.$$

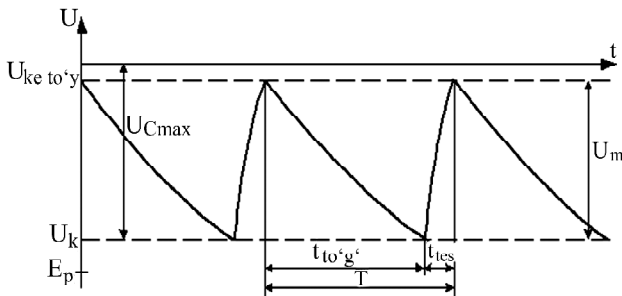
Kalit uchun o'zgaras tok rejimini shunday tanlanadiki, kollektordagi kuchlanish $U_{C_{\max}}$ dan diodni yopuvchi ($U_{dto'g'}$) kuchlanish qiymatiga kichik bo'lishi lozim. Kondensator zaryadlangani sari, U_C manfiylashgani sari U_K ga nisbatan, VD2 diod ochiladi va kondensatorni VD2 diodi va tranzistorli kalit orqali tojsimon razryadi boshlanadi. Bunda VD2 ochiq diodning kichik qarshiligiga parallel qarshilik ulangan, shuning uchun yuklama chizig'iga katta tangens burchagi ta'minlanadi (11.6-rasmga qarang).



11.6-rasm.

Yuklama chizig'ini VD2 (I), ochilishiga holati, ochilgandan so'ng o'zgarib II holatga erishadi. Kollektordagi kuchlanish moduli U_{K1} dan U_{K2} gacha ortadi, natijada I_b baza tokini oshishi va tunnel diodidan oqadigan tokni ham oshishiga olib keladi. Tunnelli diodning ishchi tasnifi nuqtasi O_1 holatni egallagan edi (VD2 ochilguncha) U_{K2} kuchlanishning ortishi hisobiga O_2 holatga o'tadi. Bu esa tunnel diodidagi — U_{d1} kuchlanishni 4-6 barobar ortishiga olib keladi (U_{d2} gacha), natijada VT1 tranzistorini ishonarli to'yinishini ta'minlaydi (11.6-rasmga qarang). Kondensator C dagi razryad VT1 to'yingan tranzistor orqali va

zanjirdagi tok $+ U_C$ dan VT1 (E-K), VD2 — U_C orqali bo‘ladi. kuchlanishi tezlik bilan $U_{KEto'y}$ kuchlanishiga kamayadi. Natijada VD2 yopiladi va sxema RC-zanjirdan uziladi. Bundan so‘ng to‘g‘ri yo‘l shakllanishi qaytadan boshlanadi. 11.7-rasmda ko‘rib o‘tilgan sxemaning chiqish kuchlanishi ossilloqrammalari keltirilgan.



11.7-rasm. Tranzistorli avtotebratgichli CHUKG chiqish kuchlanishi ossilloqrammasi.

CHUKG-GLIN to‘g‘ri va teskari yo‘lining kengligini quyidagi formulalar orqali hisoblanadi:

$$t_{to'g'} = RC \cdot \ln \frac{E_K - U_{CO}}{E_K - U_{Cm}};$$

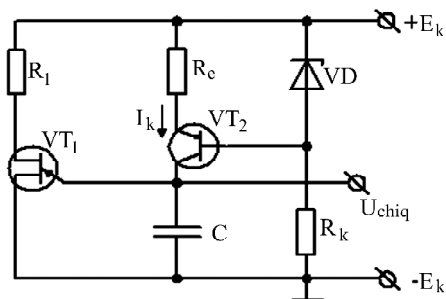
$$t_{tes} = (R_{KEto'g'} + R_{to'g'VT1})C \cdot \ln \frac{E_K - U_{CO}}{E_K - U_{Cm}}.$$

Bunday generator sxemalari keng chastota diapazonida ishlaydi, chunki chastotaga asosan RC-zanjir parametri ta'sir

ko'rsatadi. Nisbat $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ larga bo'linadi.

Kondensatorni tok stabillovchi element orqali zaryadlash prinsipini qo'llovchi ChUKG-GLIN sxemasi.

Bunday sxemalar yuqori chiziqlik sifatini $\varepsilon \approx 0,01$ ta'minlaydi, kuchlanish koeffitsiyenti $\xi \approx 0,8$ da. Ushbu sxemada kalit



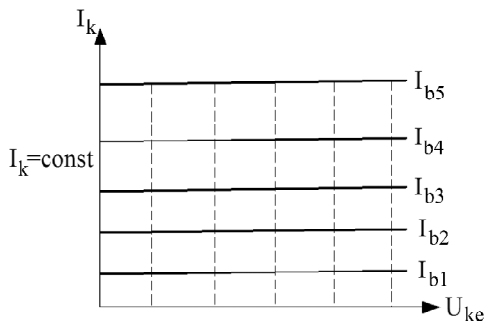
11.8-rasm. Tok stabillovchi elementda va bir o‘tuvchanli maydon tranzistorida tuzilgan CHUKG-GLIN.

rejimida ishlaydigan bir o‘tuvchanli maydon tranzistori qo‘l-laniladi (11.8-rasmga qarang).

Kondensator zaryadini tok stabillovchi element orqali foydalanilsa quyidagini hosil qilamiz.

$$U_C = \frac{1}{C} \int_0^t i(t) dt, \quad i_C = I = \text{const}, \text{ bo‘lganida } U_C = \frac{I}{C} \cdot t = k \cdot t.$$

VT2-tranzistor tok manba rejimida ishlaydi, kondensator C zaryadini o‘zgarmas I_k tok bilan ta‘minlaydi. Tranzistorni o‘zgarmas tok rejimida ishlashini I_b = const, U_{ke} ning keng oraliqda o‘zgarmas I_k ta‘minlaydi (11.9-rasmga qarang). I_b stabilizatsiyasi U_{be} kuchlanish stabilizatsiyasi hisobiga ta‘minla-



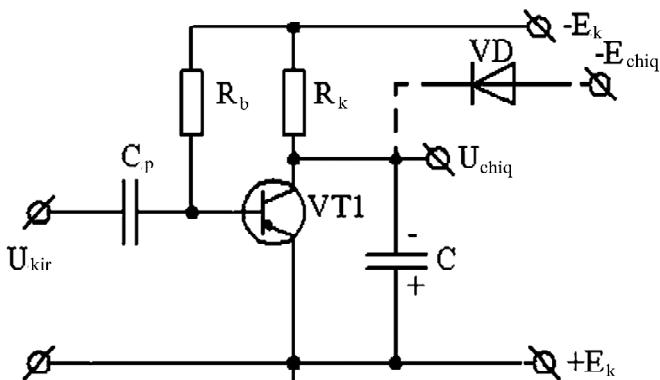
11.9-rasm. VT2 tranzistorining o‘zgarmas tok rejimida ishlashi.

nadi, parametrik stabilizator yordamida, VD stabilitron va R2 balans qarshilikda yig'ilgan.

Sxemani tok manbayiga ulanganidan so'ng, E_k kuchlanishdan kondensator C + E_k , R_c , EK VT2, C — E_k gacha zaryadlanadi. Kondensator C zaryadlanishi I_k stabil tok orqali amalga oshiriladi. Kuchlanish $U_C = 0,8 \cdot E_k$ bo'lganida, VT1 maydon bir o'tuvchi tranzistorining ulanish kuchlanishi bilan aniqlanadi va u ulanadi (to'yinish rejimiga o'tadi) va C kondensatorni tezda razryadlanishini o'zi orqali ta'minlaydi. Kondeksator C ni razryadlashda kuchlanish va tok unda kamayadi va qandaydir vaqt birligida zatvordagi kuchlanish VT1 tranzistorini yopishga yetarli bo'ladi. VT1 tranzistorini yopiq holida kondensator C ni yangi sikli shakllanishi boshlanadi.

11.3. Tranzistorli kutuvchi CHUKG-GLIN

11.10-rasmda tashqi boshqaruv rejimida ishlovchi kutuvchi CHUKG-GLIN sxemasi keltirilgan. Generator arrasimon kuchlanishining to'g'ri yo'li kengligi boshqaruvchi impuls kengligi bilan aniqlanadi.



11.10-rasm. Tashqi boshqaruvli rejimidagi kutuvchi CHUKG-GLIN.

VT1 tranzistori, tranzistorli kalit bo‘lib, to‘yingan holatni I_b baza toki ta‘minlaydi.

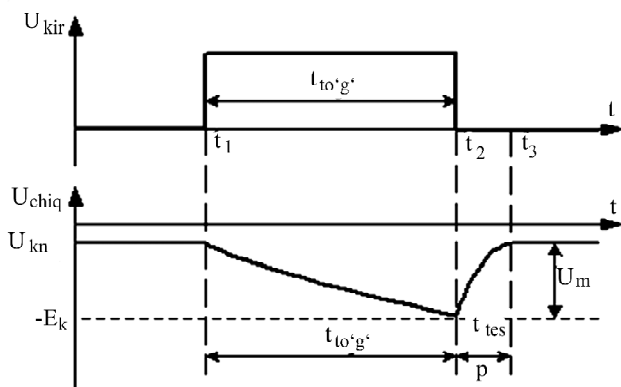
$$I_b = \frac{E_k - U_{ben}}{R_b} \geq I_{bn},$$

$$I_{bnas} = \frac{I_{kn}}{\beta} \approx \frac{E_k}{R_k \cdot \beta},$$

bu yerda $\beta = h_{21e}$, bundan $R_b \leq R_k \cdot \beta$.

Kirish signali U_{kir} bo‘lmaganida VT1 tranzistori to‘yingan va $U_{ke} = U_{keto'y}$, odatda 1V dan ortiq bo‘lmaydi. Demak, kirish impulsi bo‘lmaganida chiqish kuchlanishi nolga yaqin. ($U_{chiq} = U_{keto'y}$).

11.11-rasmda sxemaning ishlash ossillogrammalari keltirilgan.



11.11-rasm. Tashqi boshqaruvli rejimidagi kutuvchi
CHUKG-GLIN.

Boshqaruv impulsi t_1 vaqtda kelib, VT1 tranzistorini yopadi ($U_{kir}=0,3-0,5V$). Boshqaruv impulsining chegaraviy qiymati shunday bo‘lishi lozimki U_C E_k dan ortmasin. Bunda kondensator C R_k orqali E_k kuchlanishdan zaryadlanadi va

arrasimon to'g'ri yo'lni shakllantiradi. Talab etilgan ε qanchalik kichik bo'lsa, shunchalik $U_{C_{\max}}$ kichik bo'ladi.

t_2 vaqtdan so'ng tranzistor VT1 yana to'yinishda va kondensator C ni VT1 to'yingan tranzistor orqali razryadlanishini ta'minlaydi. Kollektordagi kuchlanish $U_{KE\ to'y}$ (t_3 vaqtda) erishganida navbatdagi yopuvchi impulsni berishi mumkin bo'lsa.

Chiziqligini oshirish uchun foydalanish koeffitsiyenti $\xi = 0,25-0,4$, bo'lishi shuning uchun E_k U_m dan 3-4 barobar katta bo'lishi lozim, bu esa yuqori kuchlanishni tranzistorlarni qo'llanilishini talab etadi. Sxemada past kuchlanishli tranzistorlar qo'llanilganida VD zanjiri va E_{bus} qo'llaniladi. E_{bus} manbayi quyidagi shartdan tanlanadi:

$$E_{bus} > U_m \text{ zanjiri bilan } |U_m| < |E_{nop}| < |E_k|.$$

Agarda $|U_k|$ ortsa $|E_{bus}|$ dan diod ochiladi U_k E_{bus} dan oshmaydi. Bu esa past kuchlanishni tranzistorlarni qo'llash imkoniyatini katta kuchlanishli manbada ham ruxsat etadi. Natijada to'g'ri yo'l nochiziqlik koeffitsiyenti ε qiymatini nisbatan kichikroq'ini olish mumkin.

11.11-rasmda teskari aloqali kutuvchi CHUKG-GLIN sxemasi keltirilgan. U manfiy teskari aloqa hisobiga chiziqli o'zgaruvchan qo'llanish sifatini yaxshilash imkoniyatini yarata-di (nochiziqlik koeffitsiyenti ε ni kamaytiradi).

Boshlang'ich holda VT1 tranzistori yopiq E_{sm} . «+» man-bayidan VT1 bazasiga VD diod orqali, E_{sm} quyidagi shartdan $U_{be} > 0$ (VT tranzistorini yopish uchun kuchlanish $0,25-0,3V$ bo'lishi lozim). Bundan,

$$U_{sm} > \frac{E_k \cdot R_{sm}}{R_b + R_{sm}} + I_{kb0} \cdot R_{sm}.$$

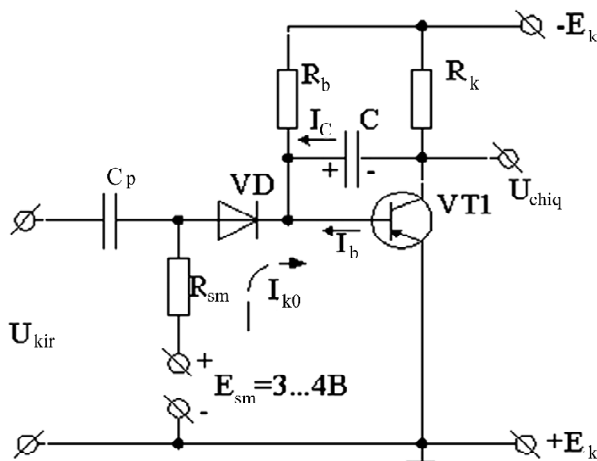
Bunday rejimda VD diod ochiq, VT tranzistori yopiq va C kondensator quyidagi $+E_k$, $+E_{sm}$ zanjir orqali zaryadlanadi, R_{sm} , VD, S, R_k orqali $-E_k$ ga.

Bundan,

$$U_C = E_k + E_{sm} - I_{kb0} \cdot (R_{sm} + R_k) \approx E_k + E_{sm}.$$

VD diodiga kelib uni yopuvchi manfiy impuls, kirishdan ishga tushiruvchi impuls kelishi bilan uni yopadi, R_b esa VT1 tranzistorini to'yinishini ta'minlaydi. Bunda kondensator +C zanjiridan R_b , orqali manba E_k U_C ga mos ulangan, to'yingan VT1_{NAS}, tranzistorining emitter-kollektor — EK ochiq, C sig'imiga.

11.12-rasmda teskari aloqali kutuvchi ChUKG-GLIN ishlash prinsipi ossillogrammalari keltirilgan. t_I vaqtda manfiy ishga tushuruvchi impuls keladi. U VD diodni yopadi va E_{sm} ni VT tranzistorining bazasidan uzadi. Manfiy qutbli ishga tushiruvchi impuls amplitudasini $U_{zap} = 1,0 - 1,5V$ ta'minlashi lozim. Bunda VT tranzistorining o'zgarmas tok bo'yicha rejimi o'zgaradi. VT



11.12-rasm. Teskari aloqa kutuvchi
CHUKG-GLIN sxemasi.

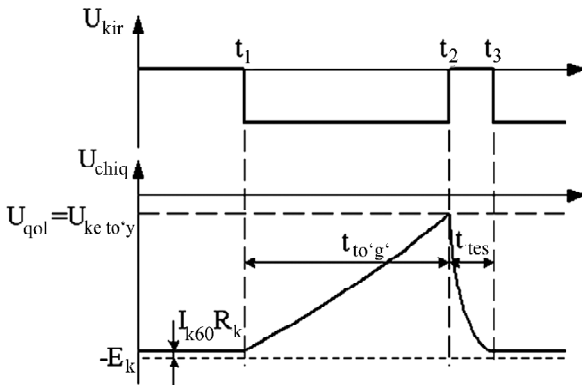
tranzistor to'yinadi, natijada kondensator C razryadlanishi boshlanadi. Kondensator C dagi kuchlanish razryadgacha $U_C \approx E_k$ bo'ladi. Kondensatori asosiy razryad zanjiri $R_b, +E_k$ orqali, U_C ga mos ulangan, VT1 to'yingan tranzistorning emitter-kollektori — EK, — C. Qo'shimcha R_b va R_k zanjiri unchalik ahamiyatga ega emas. Kondensator C razryadlanishida kirish impulsi kengligiga mos keluvchi chiziqli o'zgaruvchan kuchlanish $t_{to'g'}$ kengligi bilan shakllanadi.

Agarda razryad toki o'zgarmas bo'lsa ($i_p = const$), kondensatordagi — C kuchlanish chiziqli qonuniyat bilan o'zgaradi. Manfiy teskari aloqa hisobiga C kondensator VT1 tranzistorining baza va kollektoriga ulangan, $U_C(t)$ ning o'zgarishi amalda chiziqli qonuniyat bilan o'zgaradi.

Fizik jihatdan bu tranzistorni tokli mexanizmi bilan ta'minlanadi, tranzistorning baza-emitteri BE kichik qarshilikka egaligidan.

Bu holda:

$$I_{Rb} = I_C + I_b = \frac{E_k}{R_b} \cong const.$$



11.12-rasm. Manfiy teskari aloqali kutuvchi CHUKG-GLIN ning ishlash prinsipining ossillogrammasi.

Kondensator C razryadlanishi bilan I_C tok kamaya boshlaydi, lekin umumiy tokda R_b ($I_{R_b} = \text{const}$) orqali baza (I_b) tokini oshishiga keladi. Ushbu baza I_b toki oshishi bilan, kollektor ($I_k = I_b \cdot h_{21e}$) toki ham ortadi. Ushbu tok R_k orqali oqib, tranzistor kollektori va kondensator —C orasida bo‘linib I_C tokini kamayishini kompensatsiyalaydi. Manfiy teskari aloqa hisobiga kondensator razryadi U_C chiziqli o‘zgarishini ta’minlab I_C taxminan o‘zgarmas bo‘lib qoladi.

t_2 vaqtda ishga tushiruvchi impuls tugaydi, VD diod E_{sm} kuchlanish bilan ochiladi tranzistor VT yopiladi, kondensator C zaryadi jarayoni yana boshlanadi. Zaryad vaqt doimiysi, razryad vaqt ($\tau_{zar} \ll \tau_{razr}$) doimiysiga nisbatan kichik.

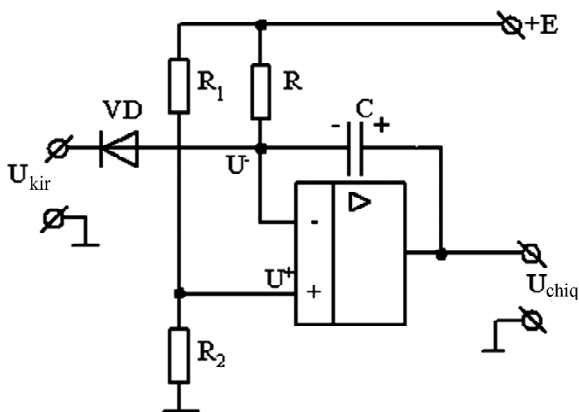
Chunki:

$$(R_{sm} + r_{\partial_{to'g'}}) \ll R_k, \text{ bunda } \tau_{zar} = R_k \cdot C.$$

Sxemani qayta tiklanish vaqti quyidagicha aniqlanadi:

$$t_{tikl} \cong (3 \div 5)\tau_{zar}.$$

11.13-rasmda sxemaning ishlash prinsipini tasvirlovchi ossillogrammalar keltirilgan.



11.13-rasm. Arrasimon kuchlanish generatorining sxemasi.

Sxemaning asosiy parametrlari:

$$U_m = \frac{E_k \cdot t_{np}}{C \cdot R_b};$$

$$\xi = \frac{U_m}{E_k} \approx 0,8 - 0,9;$$

$$\varepsilon = \xi \cdot \frac{R_b}{h_{21E} R_k}.$$

Nochiziqlik ε koeffitsiyentini kamaytirish uchun R_k va h_{21E} larni oshirishni tavsiya etish mumkin.

11.4. O'zgarmas tok operatsion kuchaytirgichida (O'TOK-OUPT) CHUKG-GLIN

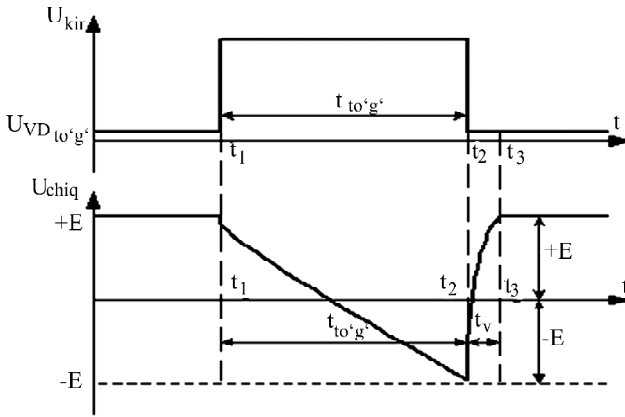
O'zgarmas tok operatsion kuchaytirgichida integratorlarni qo'llanilishi chiqish kuchlanishini, kirish kuchlanishi integralligi proporsionalligini ta'minlaydi. Shuning uchun, integratorning kirish qismiga U_{kir} o'zgarmas kuchlanishni berib, uning chiqish qismida chiziqli o'zgaruvchi kuchlanishni hosil qilamiz. 11.13-rasmda kondensator-C li arrasimon kuchlanishli generator sxemasi manfiy teskari aloqali zanjiriga o'zgarmas tok operatsion kuchaytirgichi ulangan. 11.14-rasmda generatorning kirish va chiqish kuchlanishlari vaqt diagrammalari tasvirlangan.

Sxema musbat qutbli impulsi bilan boshqariladi, qaysiki kuchaytirgichning invertirlovchi kirish qismiga VD diod orqali beriladi, sxemani umumiy shinadan kirish impulsi kengligi vaqtida uzadi. Kirish impulsi davrida kirish U^- kuchlanishni integrallash jarayoni bo'lib, $U^- > 0$ bo'ladi (11.13-rasm).

Boshqaruvchi impuls berilgunicha ($0 - t_1$ vaqt oralig'i 11.14-rasm) VD diod ochiq va invertirlovchi kirishda U^- kuchlanish musbat va nolinch sathni biroz oshiradi $U^- \approx (0,3 \div 0,4)V$. Noinvertirlovchi kirishda U^+ kuchlanish R1, R2 kuchlanish bo'luvchi orqali aniqlanadi:

$$U^+ = \frac{E \cdot R_2}{R_1 + R_2} \gg 0.$$

Bo'lish koeffitsiyenti R_1 va R_2 qarshiliklari nisbatini tanlash hisobiga, shunday beriladiki, U^+ sath O'TOK-OUPT ni holatini chegaralash rejimini ta'minlab, $U_{\text{chiq}} = E$ bo'lishi lozim. Integrator kondensatori C manba kuchlanishi E gacha zaryadlangan.



11.14-rasm. O'TOK-OUPT da CHUKG-GLIN kirish va chiqish kuchlanishlarining vaqt diagrammalari.

t_1 vaqtida generator kirish qismiga musbat impuls ta'sir etib VD diodni yopadi, kuchlanish kuchaytirgichni aktiv rejimga o'tishini ta'minlaydi, bunda chiqish qismidagi kuchlanish sakrab katta bo'lmagan qiymatga kamayadi. So'ngra kondensator C qarshilik R va chiqish qarshiligi R_{chiq} orqali razryadlanadi. Razryad vaqtida tok kamayadi. Kondensator — C ni teskari aloqa zanjiriga ulanishini avvalgi sxemadan ma'lum edi. Ayniqsa O'TOK-OUPT kuchaytirish koeffitsiyentlarida razryad tokini stabillashtirishni ta'minlab, chiqish kuchlanishi chiziq-liligini oshiradi. Agarda, kondensatorni razryad vaqti va ishchi yo'li kengligi quyidagi tenglikni qoniqtirsa:

$$\tau = RC \approx 0.5 \cdot t_{0'g'}$$

Bu holda impuls kengligi vaqtida kondensator — E kuchlanishgacha to'liq qayta zaryadlanishga ulguradi.

Boshqarish impulsining t_2 vaqt momentiga VD diod ochiladi, kuchlanish U^- sakrab avvalgi xoliga kamayadi, kuchaytirgich to'yinadi, uning chiqish kuchlanishi +E qiymatga erishadi, kondensator C esa tezda VD ochiq diod orqali razryadlanadi. Sxema avvalgi boshlang'ich xoliga qaytadi. Generator sxemasining qayta tiklanish vaqti:

$$t_B = 5 \cdot C \cdot (r_{0'g'} + R_{chiq\ kuch}).$$

Arrasimon kuchlanishning nochiziqlik koeffitsiyenti:

$$\varepsilon = \frac{1}{K_U}.$$

XII. POTENSIAL MANTIQUIY ELEMENT

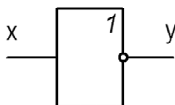
12.1. Potensial mantiqiy elementlar (PME), ularning tasniflari va parametrlari

Hozirgi vaqtda integral sxemalarni (IS) ishlab chiqishdagi mantiqiy elementlar ko'p tarqalgan:

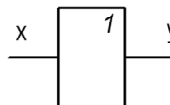
- Tranzistor-tranzistorli mantiq (TTM);
- emitterli-bog'langan mantiq (EBM);
- integral-injektorli mantiq (I2L);
- diod-tranzistorli mantiq (DTM);
- bir turli maydon tranzistorli mantiq (n-MOP va p-MOP);
- komplimentar maydon tranzistorli mantiq.

Hozirgi kunda IS keng tarqalgani TTM va uning turlari ushbu turdagi integral sxemalar o'rtacha tezlikka ega va o'rtacha quvvat sarfiga ega.

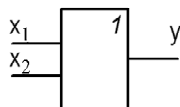
12.1-12.7-rasmlarda potensial mantiq elementlarining belgilanishi va bajarish funksiyalari keltirilgan.



12.1-rasm. Invertor $y = \bar{x}$.

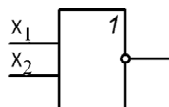


12.2-rasm. Takrorlagich $y = x$.



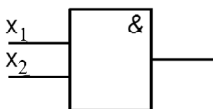
12.3- rasm.

$$y = x_1 + x_2 = (x_1 \vee x_2)$$



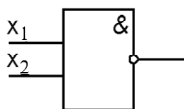
12.4-rasm.

$$y = xy = \overline{x_1 \cdot x_2} = (x_1 \wedge x_2)$$



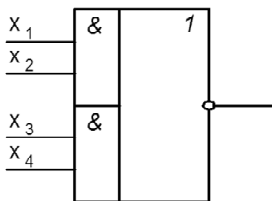
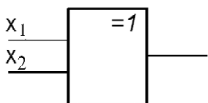
12.5-rasm.

$$y = x_1 \cdot x_2 = (x_1 \wedge x_2).$$



12.6-rasm.

$$y = x_1 + x_2 = (x_1 \vee x_2).$$

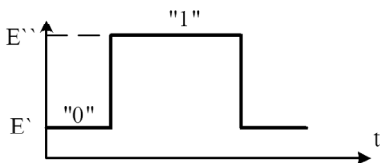


12.7-rasm. mod2 bo'yicha summator $y = x_1 \cdot x_2 \vee x_3 \cdot x_4$.

TTM tipli mantiqiy element

Mantiqiy elementlarni musbat (n-p-n tipli tranzistor) va manfiy (p-n-p tipli tranzistor) turlari bo'ladi. Musbat «1» mantiq nisbatan katta, mantiqiy «0» — kuchlanish yoki tokni kichik qiymati. Manfiy mantiqda esa aksincha — elektr signalining mantiqiy «0» katta qiymati, kichigi esa mantiqiy «1» ga tegishli bo'ladi. Ushbu ta'rif ixtiyoriy qutbdagi kuchlanish yoki tok yo'nalishiga o'rinli bo'ladi. Shuni ta'kidlash lozimki, agarda mantiqiy qurilma musbat mantiqli bo'lib «I» operatsiyasini bajarsa, manfiy mantiqda bu «ILI» operatsiyasini bajaradi va aksincha.

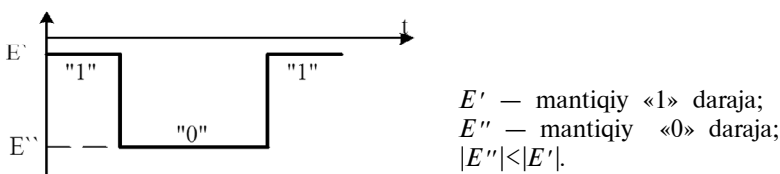
12.8-rasmda musbat mantiqda mantiq «0» va «1» larni potensial uslubda berilishi tasvirlangan:



E' — mantiqiy «0» daraja;
 E'' — mantiqiy «1» daraja;
 $|E''| > |E'|$.

12.8-rasm. Musbat mantiqni ko'rinishi.

12.8-rasmda manfiy mantiqda mantiq «0» va «1» larni potensial uslubda berilishi tasvirlangan.

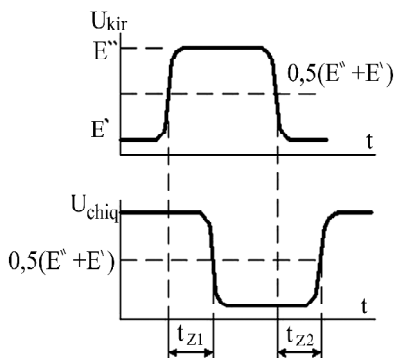


12.9-rasm. Manfiy mantiqni ko'rinishi.

Potensial mantiqiy element (PME)ning dinamik tasnifi 12.10-rasmda tasvirlangan.

PME vaqt tutilishi impulsning t_{z1} old tutilishi t_{z2} orqa tutilishi frontlariga bog'liq bo'lib $t_z = \frac{t_{z1} + t_{z2}}{2}$ tenglamadan aniqlanadi va u $10 \div 100ns$ ga teng.

ME ni yukka chidamligi uning bir nechta manbadan axborot olib, bir vaqtini o'zida boshqa elementlarga axborot manbayi bo'lib xizmat qilishidir. Yukka chidamliligini son ko'rsatkichlarini xarakterlash uchun ME da ikkita koeffitsiyent qo'llaniladi: m-shoxobchalanish va n-birlashish koeffitsiyentlari.



12.10-rasm. PME dinamik tasnifi.

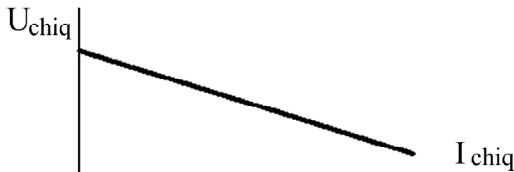
1) m - shoxobchalanish koeffitsiyenti — berilgan seriya elementlari uchun kirish sonlari, qaysiki elementni chiqishiga ulashga ruxsat etilgan $m = (5 \div 10)$. Elementni yukka chidamliligi, uning chiqish qarshiligi (R_{chiq}) ga bog‘liq.

2) n - birlashish koeffitsiyenti — ushbu mantiqiy elementning kirish soni bilan xarakterlanadi (ikki va undan ortiq).

PME ni statik tasnifi bo‘lib unda:

1) $I_{kir} = \psi(U_{kir})$ — elementning kirish tasnifi, mantiqiy element, qarshiligi bilan xarakterlanadi. R_{kir} qarshiligi, past va yuqori signal darajasida turlicha bo‘ladi, odatda katta signal darajasida R_{kir} katta bo‘ladi. Yuklama chiqish tasnifi (12.11-rasmga qarang).

2) $U_{chiq} = \zeta(I_{chiq})$ — uning og‘ish burchagi ME ni chiqish qarshiligi bilan aniqlanadi.



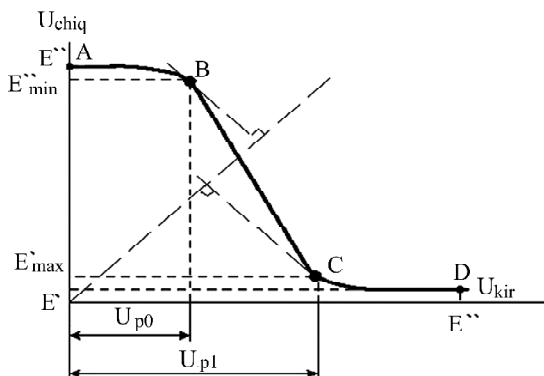
12.11-rasm. ME yuklama tasnifi.

3) $U_{chiq} = \varphi(U_{kir})$ — MENing o‘tkinchi yoki amplitudali uzatish tasnifi. 12.12-rasmda musbat mantiqli TTL tipdagi invertirlovchi PME amplitudali uzatish tasnifi, 12.13-rasmda esa noinvertirlovchi PME uchun keltirilgan.

Mantiqiy «1» E''_{min} dangacha E'' darajaga mos keladi.

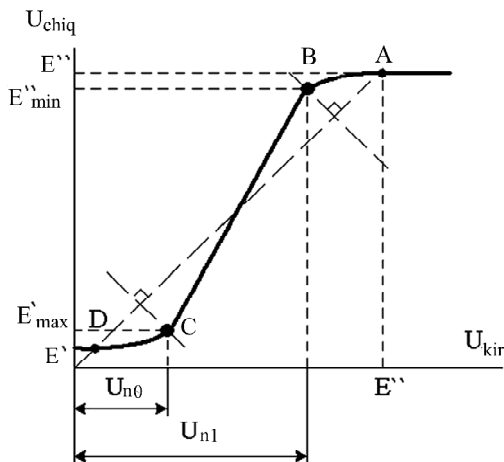
Mantiqiy «0» E'' dan E'_{max} gacha darajaga mos keladi.

AV — qismi kalitni qirqish zonasiga mos keladi, CD qismi esa to‘yinish, VS esa o‘tish sohasiga (aktiv rejimi, $k_i \gg 1$). VS qismi qanchalik tik bo‘lsa, mantiqiy element sifati shuncha yuqori bo‘ladi.



12.12- rasm. PME TTL tipdagi musbat mantiqli amplitudali uzatish tasnifi.

U_{n0} kirishda nol bo'sag'a darajasi signalni maksimal mumkin bo'lgan ($U_{kir} > U_{n0}$), qiymati bilan xarakterlanadi. Bo'sag'a darajasi «1» esa — U_{n1} minimal kirish signali ($U_{kir} > U_{n1}$) qiymati bilan xarakterlanadi.

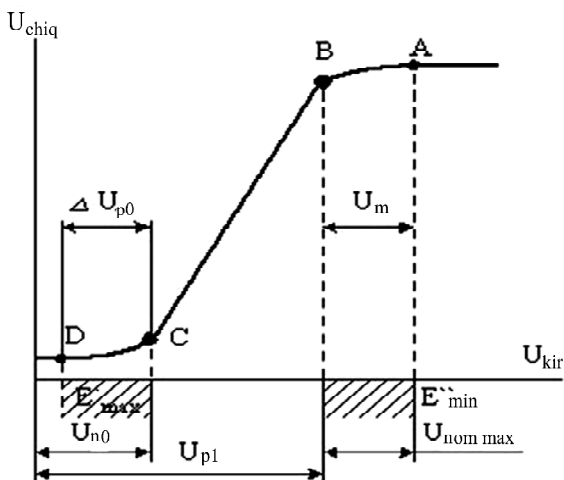


12.13-rasm. TTL tipdagi musbat mantiqli noinvertirlovchi amplitudali uzatish tasnifi.

ME xalaqitga qarshiligi «0» uzatilishida uning kirish qismida ΔU_{n0} eng yomon holatni e'tiborga olib quyidagicha aniqlanadi: $\Delta U_{n0} = U_{n0} - E'_{\max}$, bu yerda $E'_{\max}$ ushbu seriya elementi uchun maksimal «0» daraja.

ME xalaqitga qarshiligi «1» uzatilishida quyidagicha aniqlanadi $\Delta U_{n1} = E''_{\min} - U_{n1}$ (12.14-rasmga qarang).

ME xalaqitga qarshiligi ME ning kirish qismida mumkin bo'lgan maksimal additiv xalaqitni aniqlaydi, bunda u elementni boshqa holatga o'tkazmaydi. Xalaqitga qarshi chidamlilik ΔU_{n0} va ΔU_{n1} turlicha bo'lib, TTL ME lar uchun 1V gacha qiyamatda bo'ladi.



12.14-rasm. ME larning xalaqitga qarshiligi.

Xalaqitga qarshilik zaxirasini oshirish uchun tranzistorning parametri oshiriladi h_{21} tranzistorning $\beta(h_{21})$ parametri katta bo'lgani sari uning tasnifi tikligi ortadi. D — chaproqqa, C — o'ngroqqa joylashadi. Bundan esa xalaqitga qarshi zaxirasi «0», uzatilishda va shuningdek «1» uzatilishda ortadi.

ME lar tezkorligi IS TTL seriyalarida asosan bipolar tranzistorning xususiyati va yuklamasiga bog'liq bo'ladi. Yuklama parametriga bog'liq bo'lgan tezkorligi ME ning konkret sxemasiga va konstruktiv tuzilishiga ham bog'liqdir. ME ning chastota xususiyatiga bog'liq bo'lgan tezkorligi elementning ish rejimini va sxema texnikasini o'zgartirib amalga oshirishi mumkin. Tranzistorli kalitlarning tezkorligi bipolar tranzistorli, kollektor sig'imi va vaqt surilishi qayta zaryadlanishdandir.

Ushbu parametrlari tranzistorning tayyorlanish texnologiyalari va uning kalit rejimida ishlashga bog'liq. Xususan ulab-uzishni vaqtini qisqartirish uchun kollektordagi yuklamani kamaytirish hisobiga erishish mumkin.

PME larda XDM larda ishlab chiqarilganlardan qo'llaniladiganlari:

K155, K154 — bazali element sifatida;

K156 — maydon tranzistorlari;

Misol uchun: K155LB1

K155 — ME seriyasi;

M — mantiqiy element turlari;

B — ushbu xili guruh xarakteri;

I — moslashish sxema seriyasi («I»);

N — inkor elementi;

S — & 1, sxema seriyasi («I»);

R — & &-ne, yo'q sxema seriyasi «I», I-NE;

P — boshqa elementlar;

1 — ushbu sinf ishlab chiqarilgan nomeri.

Mantiqiy elementlar uch turga bo'linadi:

1) potensial (galvanik) aloqali elementlarda sig'imsiz;

2) impulsli aloqali kondensator C yoki impulsli transformatorli;

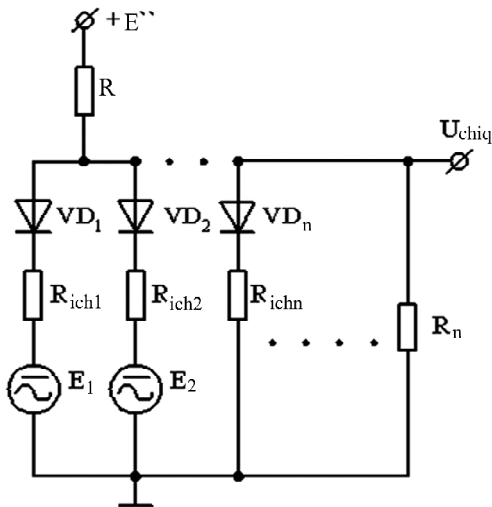
3) potensial-impulsli birinchi va ikkinchi turdagi aloqa bo'lishi mumkin.

12.2. Diodli mantiq. Mantiq «I»

12.15-rasmda oddiy «I» mantiqiy elementning prinsipial sxemasi va haqiqiylik jadvali tasvirlangan agarda aqalli kirish qismida musbat past darajali kuchlanish bo'lsa shartli nol deb olingan bunda diod katodi ushbu kirish bilan bog'liq darajaning anodidagi kuchlanish ochiq. Natijada qurilmaning chiqish qismida nol. Agarda sxemaning hamma kirishida yuqori darajali (birlik) kuchlanish bo'lsa, bunda chiqish signali birga teng.

12.1-jadval

kir ₁	kir ₂	chiq
1	1	1
1	0	0
0	1	0
0	0	0



12.15-rasm. Oddiy «I» mantiqiy elementning prinsipial sxemasi.

«ILI» (YoKI) mantiq

12.16-rasmda elektr kuchlanishi ko‘rinishdagi x_1 va x_2 mantiqiy o‘zgaruvchanli dizunksiya operatsiyasi 12.15-rasm «I» turdagi DM haqqoniylik jadvali bilan bajarilishi tasvirlangan. Birlik darajasi deganda musbat yuqori potensial tushuniladi. Agar biror-bir kirish qismida birlik daraja bo‘lsa, VD1 (VD2) ochiq diod orqali ushbu kuchlanish chiqish qismiga bir birlik kuchlanishni hosil qiladi.

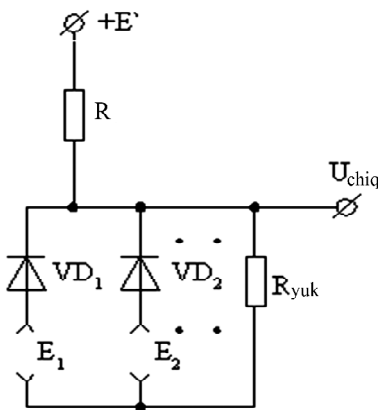
EYuK (R_{ichki}), manbayining ichki qarshiligiga sezgir bo‘lganligidan mantiqiy «0» va «1» darajalar nostabil bo‘ladi.

Ushlanish vaqti $t_{\text{zad}} \cong 10\text{ns}$.

12.2-jadval

Haqqoniylik jadvali

kir ₁	kir ₂	chiq
1	1	1
1	0	0
0	1	1
0	0	0



12.16-rasm. «ILI» (YoKI) turdagi diodli mantiq.

Aytib o‘tilgan kamchiliklarni bartaraf etish uchun DTM (diodli-tranzistorni mantiq) sxemasi ishlab chiqilgan.

12.3. Diodli-tranzistorli mantiq DTM (DTL)

Bunday qurilmaning sxemasi 12.17-rasmda keltirilgan. Ushbu qurilmada diodlar VD_1 va VD_2 (R_1 qarshilik bilan) mantiqiy «I» operatsiyasini bajaradi, tranzistor VT_1 invertor sxemasida ishlaydi va «NE» yo‘q operatsiyasini bajaradi, VD_{sm1} va VD_{smn} diodlar kalitini ochish bo‘lag‘asini oshiradi u VT_1 tranzistorida yig‘ilgan sxemaning afzalliklari:

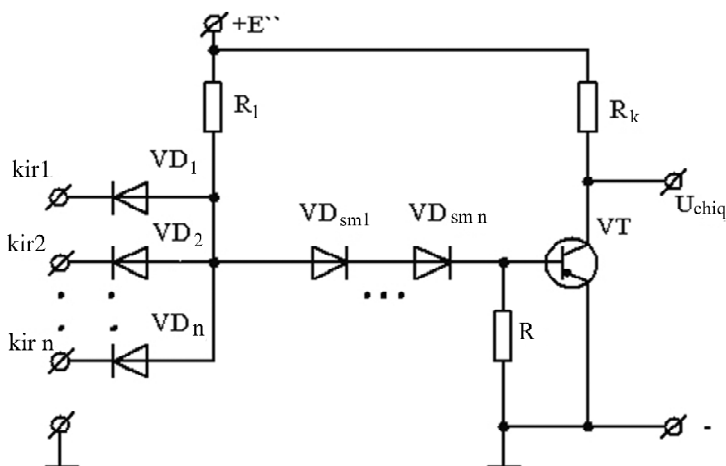
— Sxema mantiqiy «0» va «1»larda yuqori stabillikni xarakterlaydi;

— Sxema ichki R_{ich} qarshilikka ham bog‘liq;

— Ushbu «I-NE» va-yo‘q chiqish qarshiligi mantiqiy «0» da VT tranzistorning $r_{kto'y}$ kichik mantiqiy «1» chiqish qarshiligi R_k .

Ko‘rib chiqilgan «I-NE» elementlari integral yo‘li bilan ham bajarilishi mumkin.

$$U_{man} = 5B; \quad P_{man} = 20 \div 50mVt; \quad t_{zad} = 10ns; \quad U_n = 1 \div 1,5V.$$

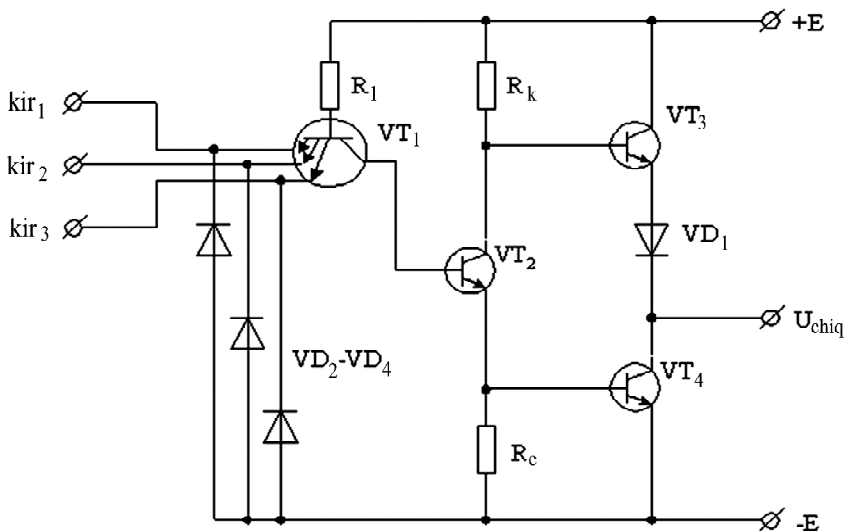


12.17-rasm. DTM elementining prinsipial sxemasi.

12.4. Tranzistor-tranzistorli mantiq (TTM)

12.18-rasmda TTL elementining, bir qator yarim o'tkazgichli raqamli qurilmalar uchun integral mitti sxemaning asosi bo'lishi sxemasi keltirilgan. Ushbu sxemada VT_1 ko'p emitterli tranzistor qo'llanilgan. Agarda hech bo'lmaganda emitter-baza o'tishidan birontasi to'g'ri ulangan holda bo'lsa, VT_1 ko'p emitterli tranzistorning kollektor o'tishi teskari yo'nalishga siljiydi. Kirish o'tkazuvchanligi bo'lmaganligida baza-kollektor o'tkazuvchanligi to'g'ri yo'nalishda ulanadi. 12.18-rasmda vx_1 , vx_2 va vx_3 kirishlarda «1» darajali mantiq (3,5 voltga qarshi signali) mavjud deylik.

Ushbu kirish darajasida baza-kollektor o'tkazuvchanligi R_1 qarshilik orqali to'g'ri yo'llangan va VT_1 tranzistorining kollektori o'tkazuvchanligida tok quyidagi zanjirlar orqali oqadi. Tok manbayi $+E$ qarshilik R_1 , orqali baza-kollektor o'tkazuvchanligi tranzistor VT_1 , VT_2 baza-emitter o'tkazuvchanligi va VT_4 baza-emitter o'tkazuvchanligi. Ushbu zanjirga tegishli to'g'ri



12.18-rasm.

yoʻnalishda ulangan. VT_1 tranzistorning emitter-baza oʻtkazuvchanligi teskari yoʻnalishda siljigan. VT_1 tranzistori rejimi invers rejimida VT_2 va VT_4 toʻyingan rejimda. VT_2 potentsiali boʻlganidan VT_3 yopilishini taʼminlaydi. Demak VT_3 yopiq (qirqish rejimi), VT_4 ochigʻi toʻyingan, demak sxema chiqishida past potentsial taʼminlanadi («0» daraja).

Kirish signallarining boshqacha qiymatlarida masalan birontasi past darajali kuchlanish boʻlsa mantiq «0» daraja (taxminan 0,3 V), bunda emitter-baza oʻtkazuvchanligi kirishiga mos holda toʻgʻri yoʻnalishda siljiydi ushbu oʻtkazuvchanligidagi tok, tok manbayi $+E$, qarshilik R_1 , emitter-baza oʻtkazuvchanligi kirish signali manbayi orqali oqadi. Oʻtkazuvchanlikda kuchlanish toʻgʻri yoʻnalishda siljib 0,6 V ga yaqin boʻladi. VT_1 tranzistor bazasidagi kuchlanish korpusga nisbatan 0,9 V ($U'_b = U_{kir} + U_{be} = 0,3 + 0,6 = 0,9$ V).

Koʻp emmitterli tranzistorning kollektoridagi kuchlanish U'_b dan kichik yaʼni kollektor oʻtkazuvchanligi U_{kb} , kuchlanishi taxminan 0,4 V ga va u 0,5 V boʻladi. Ushbu qirqish kuchlanishi e_{ob2} va e_{ob4} kuchlanishlar summasidan kichik. Oʻchirilgan VT_2 tranzistorning kirish qarshiligi VT_1 , koʻp emmitterli tranzistorning kollektor yuklamasi juda katta. VT_2 yopiq tranzistorning kirish toki I_{ko2} kichik tok boʻladi. Ushbu tok VT_1 tranzistorning kollektor toki boʻladi. Demak VT_1 tranzistori sezilarli baza tokiga ega boʻlib baza-emitter ochiq oʻtkazuvchanlikdan oqib, I_{ko2} . Kichik kollektor toki baza va kollektor toklari bunday VT_1 tranzistorlar tokida toʻyingan boʻladi. Uning kollektor oʻtishi teskari yoʻnalishga siljigan. Ochiq kirish oʻtishidan oqayotgan emitter-bazali tok baza toki $I'_b = (E - U'_b)/R_1$ va kollektor I_{ko2} . Toklaridan tashkil topadi. Emitter tok qiymati kirish qismida mantiqiy «0» kuchlanish darajasi boʻlganiga mos keladi. VT_1 tranzistorining qolgan emmitterlari invers rejimida ishlaydi va toki kichik boʻladi.

Shunday qilib mantiqi «0» darajali kuchlanishga mos keladigan hech bo'lmaganda VT_2 kirish qismi yopiq. VT_2 kollektor potentsiali $+E$ ga yaqin bo'lib VT_3 ni ochadi va to'yintiradi. Bunda VT_4 yopiq, chunki baza potentsiali nolga yaqin. Sxema chiqish kuchlanishidagi kuchlanish $3,5V$ atrofida (mantiqiy «1» daraja), chunki $+E$ VT_3 to'yingan tranzistor orqali va VD_1 diodi to'g'ri ulangan. Diodlar VD_2 - VD_4 mikrosxemada balki kirish impulslardan himoyalash funksiyasini bajaradi. Signalni o'zgartirish «I-NE», mantiqiy operatsiyaga mos kelib VT_1 ko'p emitterli tranzistor kaskadida bajarilgan «I» operatsiya esa inverter bo'lib, VT_2 , VT_3 va VT_4 («NE» operatsiyasi) tranzistorlarda yig'ilgan.

«I-NE» sxemalar parametrlari K155 seriya uchun:
 $U^0 \approx 0,2 \div 0,3V$;

$$U^1 \approx 3,5 \div 4V; \quad I_{chiq}^0 = 0,3mA; \quad I_{chiq}^1 = mA;$$

$$P_{nom} = 70mVt; \quad t_{ekish} = 20ns.$$

12.5. MOP va KMOP-strukturali mantiqiy elementlar

Himoyalangan va zatvorli maydon tranzistorlari paydo bo'lishi va keng qo'llanilishi natijasida kelgusi porloq mantiqiy elementlar oilasiga asos solindi.

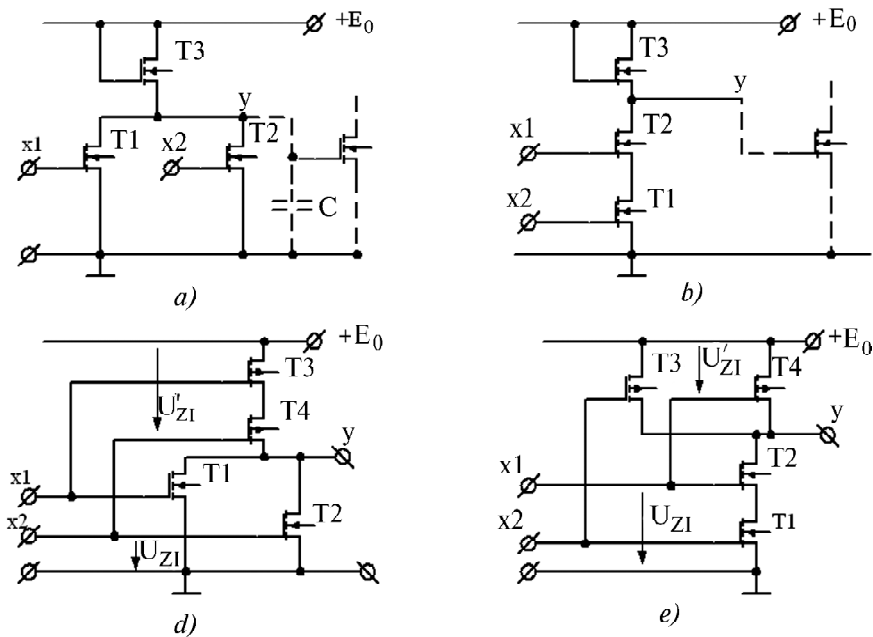
MDP-mantiq asosida, MOP-mantiq (MOPTL), MOP-tranzistorlarda sxemalar yaratiladi. Ularda mantiq nol ochiq tranzistor kuchlanishi $0,05$ - $0,15V$ bipolar to'yingan tranzistorlar kabi maydon tranzistorlarida kichik mantiqiy bir birlik kuchlanish sifatida stok-istok yopiq tranzistorning sxema tok manbayiga yaqin kuchlanishi qabul qilinadi. Shunday qilib mantiqiy kuchlanish farqi tok manbai kuchlanishiga yaqin.

Nol va bir zanjirlar orasidagi farq bipolar mantiq elementida xalaqitga qarshi bardoshligi sezilarli ortiq bo'lib, DTL, TTL va aytiqsa ESTL, NSTL va I2L lar uchun MOP mantiqiy yana bir afzalligi, uning kirish (zatvorli) zanjiri amal-

da tok sarflamaydi. Kirish zanjirining keyingi zanjirga (yuklama) elementini. Ushbu yacheykani kirish sig'imini orttirishga olib keladi. Lekin aynan ushbu afzalligi — kirish zanjirining katta qarshilikka egaligi parazit sig'implarni zaryad va razryadlashni uzoqroq bo'lishi MOP-mantiqining ESTL, TTL ga nisbatan tezkorligi kamligining sababidir.

12.19 a, b-raslarda ILI-NE va I-NE, yacheykalarni MOP-tranzistorlarda indusirlangan n-kanali tasvirlangan. Bu yerda T3 tranzistorli dinamik yuklama vazifasini bajaradi. 12.19-rasmda T1 va T2 tranzistorlar parallel ulangan shuning uchun ularning har biridan mantiqiy birini yoyish mantiqiy nolga kirishni kamaytiradi, ya'ni sxema ILI-NE operatsiyasini bajaradi.

12.19, b-rasmdagi mantiqiy sxemada zanjirdagi tok va chiqish kuchlanishi kichik darajasi tranzistorni faqatgina



12.19-rasm.

tranzistorlarni (ushbu holda har ikkalasini) hammasini yopib bo'lganidagina bo'ladi. Ushbu holat mantiqiy bir birlikka mos keluvchi yuqori darajadagi kuchlanishni bir vaqtning o'zida hamma kirishlarga beriladi. Bundan ma'lum bo'ladiki ushbu sxema I-NE funksiyasini bajaradi.

Sezilarli energiya sarfi bo'lganidan dinamik yuklamaning MOP-mantiq ko'p qo'llaniladi kaplimentar tranzistorli (KMOPTL) MOP-tranzistorli mantiqning asosiy afzalligi uning chiqish kuchlanishi o'zgarishi tok o'zgarishiga bog'liq bo'lmaydi va nolga yaqin bo'ladi. 12.19, d, e-rasm o'n ikki xil tipik mantiqiy element sxemasi tasvirlangan bo'lib ulardan KMOPTL strukturasida bir turli tranzistorlar parallel ulanganligi boshqa tipdagisi bilan ketma-ket ulangan: Mantiqiy funksiyani boshqaruvchi T1 va T2 «ostki qavat» tranzistorlarini ulanishi bilan aniqlanadi. Ko'rilayotgan sxemada n-kanalli tranzistorlardan iborat. Agarda tok manbayini qutibini o'zgartirsak «ostki qavatda» tranzistorlar p-kanalli bo'ladi.

12.19, d-rasmda har ikkala mantiqiy kirishga $x_1=x_2=U_z-i=0$ kuchlanish berilgan bo'lsin. Bunda n-kanalli T1 va T2 tranzistorlarda ular yopiq holatda bo'lganligidan kanal hosil bo'lmaydi. p-kanalli T3 va T4 tranzistorlarda esa aksiga $U_z-i \approx E_0$ bo'sag'a kuchlanishidan (ortiq moduli) bo'yicha bo'lib kanal hosil bo'ladi. Kanallar orqali T1 va T2 tranzistorlardan kichik toklar oqqanidan kanaldagi kuchlanish pasayishi ham juda kichik bo'ladi. Shuning uchun chiqish kuchlanishi tok manbai kuchlanishiga teng bo'ladi, bu esa ($y=1$) bir birlikni tashkil etadi.

x_1 va x_2 kirish qismlariga $U_z-i=E_0$ potensial berilsa T1 (T2) tranzistorda kanal hosil bo'ladi T3(T4) tranzistorida esa kanal yo'qolib, tranzistor yopiq bo'ladi. T3 (T4) tranzistordagi kichik qoldik tok T1 (T2) kanal orqali oqadi va unda nol ($y=0$) darajali kuchlanish pasayishi hosil bo'ladi.

KMOPTL ning MOPTL ga nisbatan yuqori iqtisodiyotligiga nisbatan afzalligi kichik kuchlanishiga egaligi va nisbatan tez-korligi bilan farqlanadi. 12.19, e-rasmdagi sxema yuqorida aytilgan xususiyatlari bilan xarakterlanadi.

XIII. RAQAMLI QURILMALAR

13.1. Mantiqiy elementlardan tashkil topgan triggerlar

Trigger deb, shunday qurilmaga aytiladiki, ikkita turg'un holatdan birida tura olib, bir holatidan ikkinchisiga kirish signali ta'sirida o'tadi. Trigger holati kirish signali orqali aniqlanadi. Trigger ketma-ketlik raqamli qurilmaning baza elementi hisoblanadi. Unda 0 yoki 1 saqlanishi mumkin.

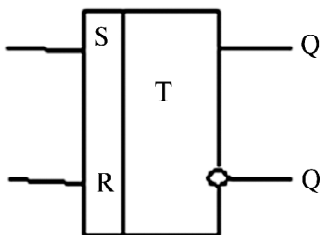
Ketma-ketlik raqamli qurilmaning sxemalarida triggerlar ikkita chiqish qismiga ega:

1) to'g'ri Q (1) chiqish; 2) inversli $\bar{Q}$ (chiqish 0).

Triggerlarni 1 holatiga uning chiqish qismidagi Q yuqori sathli signal (1), $\bar{Q}$ chiqish qismida esa past sath (0) bo'ladi. Triggerlarni 0 holatiga Q chiqish qismida kichik sathli (0) signali, chiqish $\bar{Q}$ qismida esa yuqori sathli (1) mos keladi.

Triggerlarning kirish qismlari informatsion (axboriy) va yordamchi (boshqaruvchi) larga bo'linadi. Informatsion (axboriy) kirish qismiga kelayotgan signallar triggerlarni holatini boshqaradi. Yordamchi (boshqaruvchi) kirish qismiga kelayotgan signallar esa, triggerlarni avvaldan kerak bo'lgani holatiga o'tkazish va sinxronlashtirish uchun xizmat qiladi. Yordamchi kirish qismlari axboriy sifatida qo'llanilishi mumkin.

Triggerlarni kirish qismlari uning strukturasiga va vazifasiga bog'liq bo'ladi. Triggerlarning axboriy kirish qismlari S, R, J, K, D, T boshqaruvchi kirish qismlari esa, C, V harflari bilan belgilanadi. Triggerlar uchun standart belgilanish (13.1-rasm) ma'lum. Bu yerda S va R axboriy kirish bo'lib, Q va $\bar{Q}$ -



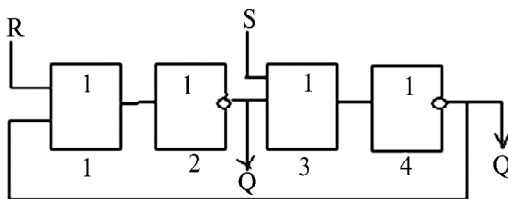
13.1-rasm.

chiqishlari, T trigger belgisidir. Inversli chiqish qismi $\bar{Q}$ doira shakli bilan belgilangan.

Trigger mantiqiy elementlarni ulanishi, ya'ni chiqishdan kirish qismiga teskari aloqa sxemasi (13.2-rasm) da tasvirlanganidek qurilishi mumkin. Trigger 0 ($Q=0$, $\bar{Q}=1$) holatda bo'lsa, R va S kirish qismida 0 signallar beriladi. Trigger holati o'zgarmaydi. Haqiqatan ham, birlik chiqish signal sxemadagi ILI (YoKI) sxemasining 1- nomerli kirishiga keladi. Shu sxemaning chiqish qismida $R=0$ ekanligini inobatga olinsa, birlik chiqish signali hosil bo'ladi. Bu signal 2-nomerli NE ($YO'Q$) sxemasini kirish qismiga keladi. Natijada ushbu sxemaning chiqish qismida, ya'ni Q-chiqishida avvalgidek signal 0 bo'ladi. Sxema 2-chiqish qismidan 0 signali 3-nomerli ILI (YoKI) sxemasini biron kirish qismiga keladi.

Ushbu sxemaning ikkinchi kirish S qismiga ham 0 signali beriladi. Natijada 3-sxemaning chiqish qismida nol signali bo'ladi. Bu signal 4-nomerli NE ($YO'Q$) sxemaning kirish qismiga keladi va chiqish qismida birlik signal, ya'ni triggerni nol holatini ($\bar{Q}=1$, $Q=0$) tasdiqlanadi. Shuningdek, agarda trigger 1 holatda bo'lsa, va R va S kirish qismlarida nol signali bo'lsa, bunday holat saqlangan bo'lur edi.

Endi, faraz qilaylik triggerning kirish qismiga nol holatda ($Q=0$, $\bar{Q}=1$) bo'lganida, axboriy signallar $S=1$, $R=0$ keladi. S signal ta'sirida ILI (YoKI) 3- nomerli sxemaning chiqish qis-



13.2-rasm.

mida birlik signal bo'ladi. Bu holda NE (YO'Q) 4- nomerli sxemasining chiqish qismida signal 0 bo'ladi. Demak, trigger birlik ($Q=1$, $\bar{Q}=0$) holatiga o'tadi.

Haqiqatan ham, chiqish signali $\bar{Q}=0$ 4-nomerli NE (YO'Q) sxemaning chiqishidan 1-nomerli ILI (YoKI) sxemaning kirish qismiga keladi. Ushbu sxemaning chiqish qismidan nol signali 2-nomerli NE (YO'Q) sxemasining kirish qismiga keladi. Natijada ushbu sxemaning va Q ning chiqishida birlik signali hosil bo'ladi, qaysiki 3-nomerli ILI (YoKI) sxemasining kirish qismiga keladi. Agar S ni kirish qismidagi birlik signalini olib tashlansa, trigger birlik holatida qolaveradi.

Triggerni nol holatiga o'tkazish uchun R -kirish qismiga birlik signali berilishi hamda S kirish qismiga esa nol signali berilishi lozim. Triggerni birlik holatidan nol holatiga o'tkazish yuqorida bayon etilganidek amalga oshiriladi.

Triggerni teskari aloqali sxemadan tashkil etilishi, uni asosiy qurilishini tashkil etadi. Bu uslubdan foydalanib turlicha trigger sxemalarini tashkil etish mumkin.

13.1.1. To'g'ri kirishli asinxron RS-triggerlar

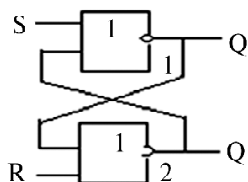
Ushbu triggerlar ikkita informatsion (axboriy) S va R kirishga ega bo'lib, 1 va 0 larni mos ravishda belgilaydi: to'g'ri Q va inversli $\bar{Q}$. RS-trigger ikkita mantiqiy element ILI-NE (YoKI-YUQ) lardan tuzilgan (13.3, a-rasm).

13.1-jadval

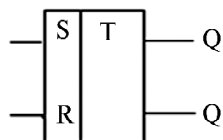
S^t	R^t	Q^t	Q^{t+1}
0	0	0	0
0	0	1	1
0	1	0	0
0	1	1	0
1	0	0	1
1	0	1	1
1	1	0	—
1	1	1	—

13.2-jadval

S^t	R^t	Q^t	Q^{t+1}	holati
0	0	Q^t	Q^t	saqlash
1	0	Q^t	1	oʻrnatish 1
0	1	Q^t	0	oʻrnatish 0
1	1	Q^t	—	man etilgan



a)



b)

13.3-rasm.

RS-triggerni grafik belgilanishi 13.3, b-rasmda keltirilgan bo'lib, faoliyat qonuniyati 13.4-jadvalda keltirilgan.

Jadvaldan ko'rinadiki, $S^t = 1$, $R^t = 0$ signallar kombinatsiyasida trigger 1 ($Q^{t+1} = 1$) holatiga, avvalgi holatidan Q^t qat'iy nazar o'tadi.

$S^t = 0$, $R^t = 1$ signallarni terilganda trigger 0 ($Q^{t+1} = 0$) holatiga o'tadi. Signallar $S^t = 0$, $R^t = 0$ kombinatsiyasida trigger holati o'zgarmaydi, ya'ni $t+1$ holda trigger holati $Q^{t+1} = Q^t$ bo'ladi. Signallar $S^t = 1$, $R^t = 1$ yig'indisi man etilgan bo'ladi, chunki u trigger ish rejimini buzadi va noaniq holatga olib keladi.

RS-triggerlarda, to'g'ri boshqarish kirish bilan birlik signal sathiga ega. Elementni bir holatdan ikkinchi holatga o'tkazuvchi signallar aktiv deb ataladi. RS-triggerlarni qurish uchun, aktiv signal 1 darajali bo'ladi.

Triggerni $t+1$ holati (jadval) Karno kartasi ko'rinishida berilishi mumkin. Karno kartasidan foydalanib, minimal nol funksiyasini RS-trigger ishlashini qurish mumkin:

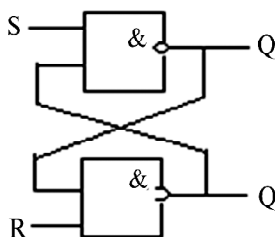
$$Q^{t+1} = S^t \vee \overline{R}^t Q^t.$$

Keltirilgan ifodadan ko'rinadiki, RS-trigger 1 holatda, kirish qismiga $S^t = 1$ yoki 1, agarda $R^t = 0$ va trigger $Q^t = 1$ holatida bo'lsa o'rinli bo'ladi.

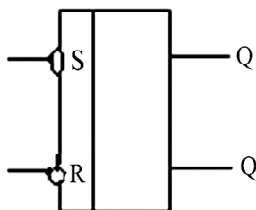
13.1.2. Inversli kirishga ega bo'lgan RS asinxron trigger

Ushbu turdagi triggerlar I-NE (VA-YO'Q) mantiqiy elementlarda quriladi. Bunda 0 (nol) sath signalni aktiv kirishi, 1 sath esa, passiv. Axboriy kirishlari va mos ravishda bunday triggerlarni signallarini inversli ($\bar{S}$, $\bar{R}$) ko'rinishda belgilash qabul qilingan. Bunday holda inversli kirishga ega bo'lgan trigger, to'g'ri kirishli triggerdagidek.

RS-triggerning inversli kirishga ega bo'lgan sxemasi 13.7-rasmda, shartli belgilanishi esa, 13.8-rasmda tasvirlangan.



13.4-rasm.



13.5-rasm.

RS-triggerni, I-NE (VA-YO‘Q) mantiqiy elementlarda ishlashi 13.6-jadvalda keltirilgan bo‘lib, bundan ko‘rinadiki kombinatsiyasi man etilgan, yig‘indi neytraldir. Bunda, agarda ILI-NE (YoKI-YO‘Q) elementli triggerning har ikkala kirish qismidagi signallar nolli bo‘lib neytral kombinatsiyani tashkil etsa, I-NE (VA-YO‘Q) elementli trigger uchun u man etiladi.

Asinxron RS-triggerni tezkorligini qurilmaning holatini kechikishi t_t , har bir elementda kechikish t_e , yig‘indisi bilan aniqlanadi.

Hozirgi holat uchun

$$t_t = 2t_e.$$

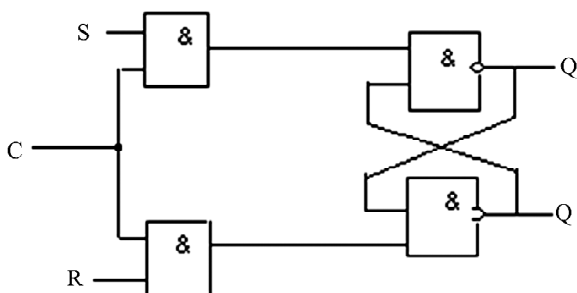
13.3-jadval

$\overline{S}^t$	$\overline{R}^t$	Q^t	Q^{t+1}
0	0	0	—
0	0	1	—

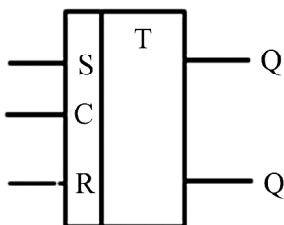
0	0	1	—
0	1	0	1
0	1	1	1
1	0	0	0
1	0	1	0
1	1	0	0
1	1	1	1

13.1.3. Statik boshqaruvli RS-trigger

Sinxron RS-trigger asinxronlidan C-kirish qismi mavjudligi bilan farqlanib, unga sinxronlashtiruvchi (taktli) signallar beriladi. Sinxron trigger asinxron RS-triggerdan va kombinatsion raqamli qurilmadan tuzilgan (13.6-rasm).



13.6-rasm.



13.7-rasm.

13.6-rasmdan ko‘rinib turibdiki sinxron trigger I-NE (VA-YO‘Q) elementlaridan qurilgan. Sxema 1 uchta S, C, R kirish qismlariga va ikkita chiqish qismiga ega bo‘lgan kombinatsion raqamli qurilmani tashkil etadi (KSU-KRQ). Sxema 1 ikkita I-NE (VA-YO‘Q) elementlardan tuzilgan asinxron RS-triggerni tashkil etadi. Kombinatsion raqamli qurilmaning (KSU-KRQ) kirish mantiqiy elementlari $C=0$ bo‘lganda blokirovkalanagan (yopiq) bo‘ladi. Ularning chiqish qismlaridagi qiymat 1 birlikka ega va kirish S va R signallariga bog‘liq bo‘lmaydi.

I-NE (VA-YO‘Q) elementli asinxron RS-trigger uchun, birlikdan tashkil topgan signallar yig‘indisi neytral bo‘ladi. Trigger o‘z holatini saqlaydi. $C=1$ bo‘lganda, RS-asinxron triggerning kirish qismiga axboriy R va S signallarni uzatish uchun, kombinatsion raqamli qurilmaning (KSU-KRQ) kirish mantiqiy elementlari sxemalari ochiq bo‘ladi. Demak, ruxsat etilgan signal mavjudligida, sinxron trigger asinxron trigger qoidasi bilan ishlaydi.

I-NE (VA-YO‘Q) elementli asinxron RS-triggerni ishlash qonuniyatini 4.7-jadvaldan ko‘rish mumkin.

13.6-jadvalda sinxron RS-triggerni ishlash prinsipini ko‘rsatuvchi Karno kartasi tasvirlangan. Karno kartasidan foydalanib, sinxron RS-triggerni ishlash prinsipini tushunish uchun, minimal bul funksiyasini olish mumkin:

$$Q^{t+1} = \bar{R}^t Q^t \vee \bar{C}^t Q^t \vee C^t S^t Q^t (\bar{R}^t \vee \bar{C}^t) \vee C^t R^t.$$

Agar kirish qismlari C va R larga 1 birlik berilayotgan bo‘lib, yoki 1 birlik ushbu kirish qismlarida bo‘lmasa, Q^s bir birlik holatini sinxron RS-trigger saqlaydi. 13.10-rasmda sinxron RS-triggerni grafik belgilanishi I-NE (VA-YO‘Q), I-ILI-NE (VA-YoKI-YO‘Q) mantiqiy elementlarda hamda ularning kombinatsiyalarida ham ko‘riladi.

Triggerni umumiy turg‘un holatiga o‘tish vaqti t_t uchta mantiqiy elementlarning vaqt ushlanishi t_c yig‘indisiga teng:

$$t_t = 3t_e.$$

Bunda signalning vaqt kengligi t_s , s-kirishda:

$$t_s \geq t_t = 3t_e.$$

13.5-jadval

0	0	0	0	0
0	0	0	1	
0	0	1	0	0
0	0	1	1	1
0	1	0	0	0
0	1	0	1	1
0	1	1	0	0
0	1	1	1	1
1	0	0	0	0
1	0	0	1	1
1	0	1	0	0
1	0	1	1	0
1	1	0	0	1
1	1	0	1	1
1	1	1	0	—
1	1	1	1	—

Ikki signal orasidagi pauza vaqti t_p , s-kirishda kirish elementini (KSU-KRQ) ulab-uzish uchun yetarli bo'lish lozim (sxema 1, 13.6-rasm):

$$t_p \geq t_e.$$

Demak, s-kirishdagi sinxronlovchi signallarni minimal takrorlanish davri $4t_e$, eng katta chastotasi

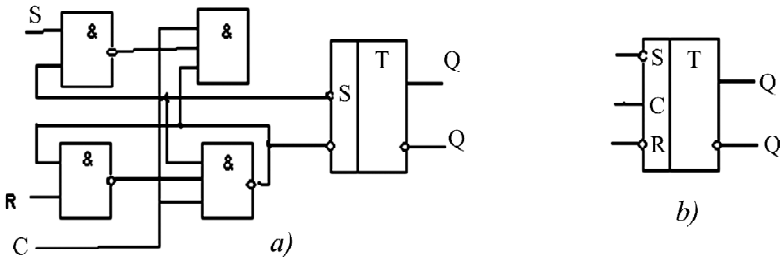
$$F=1/(4t_e).$$

	00	01	11	10
00	0	0	1	0
01	1	1	1	1
11	1	1	-	0
10	0	0	-	0

13.1.4. Dinamik boshqaruvli sinxron trigger

C-kirishda, 0-darajadan 1-darajaga yoki aksincha bo'lishi uchun dinamik boshqaruvli sinxron triggerda, axborotni o'zgarish holatini qabul qiladi. Dinamik boshqaruvli RS-triggerni 13.8-rasmdagidek qurilishi mumkin.

Agarda $C=0$ bo'lganda, kirish qismiga R va S qandaydir axboriy daraja berilsa, C kirish qismida darajani 0 dan 1 ga

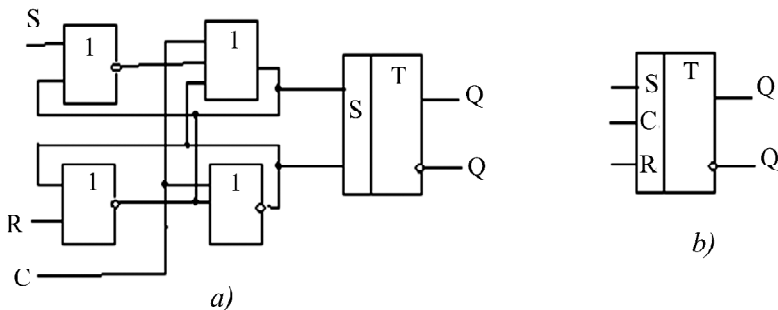


13.8-rasm.

almashtirilsa, 1-element chiqishida 0 hosil bo‘ladi, u 3-element kirish qismiga ulanadi va uning chiqish qismida 1-darajani S kirishdagi qiymatdan qat’iy nazar ta’minlaydi.

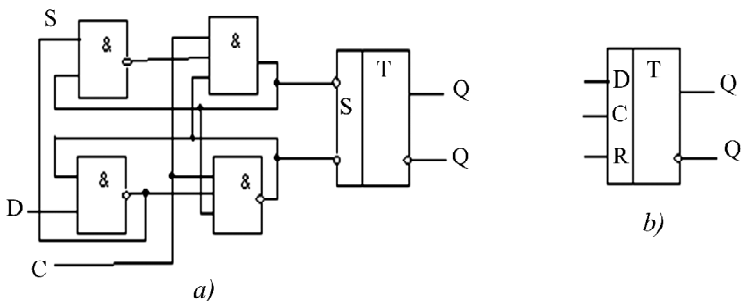
Mantiqiy S uziladi va hech qanday o‘zgarishni R va S trigger kirishida qabul qilmaydi. Bu jarayon C kirishda 0 daraja 1 darajaga o‘tgunicha bo‘ladi.

Shuningdek dinamik kirishli RS-triggerni mantiqiy ILI-NE (YoKI-YO‘Q) elementlarda ko‘rish mumkin (13.18-rasm).

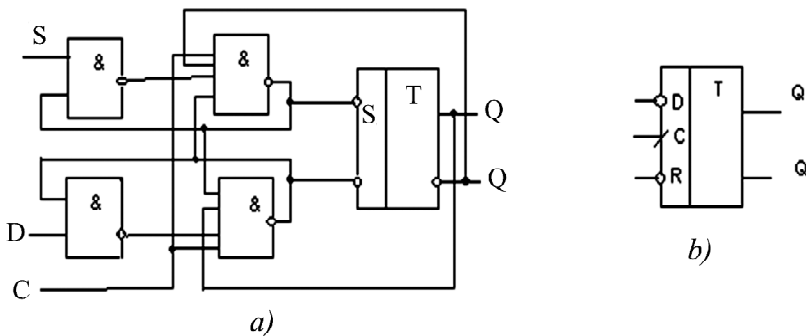


13.9-rasm.

Bu yerda axborot triggerni R va S kirishda C=1 darajani C=0 darajaga almashinuvida qabul qilinadi. Bunday triggerning shartli belgilanishi 13.9, b-rasmda tasvirlangan. 13.10, a-rasmda esa dinamik kirishga ega bo‘lgan D-triggerning sxemasi keltirilgan, uning shartli belgilanishi esa 13.10, b-rasmda tasvirlangan.



13.10-rasm.



13.11-rasm.

D-kirishda triggerda axborot qabul qilish, C kirishdagi 0-darajani 1-darajaga almashinishida sodir bo‘ladi. Dinamik kirishga ega bo‘lgan JK-triggerning sxemasi 13.11, a-rasmda, uning shartli belgilanishi esa 13.11, b-rasmda tasvirlangan. Triggerni $Q'=1$ holatidan $Q'^{+1}=0$ holatiga o‘tishi $K=1$ va $Q'=1$ hamda $KQ'=1$ bo‘lganida sodir bo‘ladi. Boshqa holda avvalgi belgilangan $Q'^{+1}=Q'$ holat saqlanadi.

RS-triggerdan JK-triggerni hosil qilish uchun va asinxron RS-triggerni kirish qismida $S=JQ'$ va $R=KQ'$ sathni ta'minlash lozim. Kirish belgisi S ni J ga, R ni K ga almashtirib, RS-trigger chiqish qismini 1 va 2 element kirishiga teskari aloqa kiritib, JK dinamik kirishli trigger sxemasini hosil qilamiz.

13.2. Registrlar

n-razryadli ikkilik mantiqiy o‘zgartirishni va saqlashni qo‘llovchi ketma-ketlikdagi raqamli qurilmaga registr deb ataladi. So‘zdagi razryad soniga mos keluvchi tartibli ketma-ket trigger registrni tashkil etadi. Har bir registr bilan qandaydir kombinatsion raqamli qurilma odatda bog‘liq, uning yordamida mantiqiy operatsiya yoki n-razryadli so‘zlar bajarilishini ta'minlaydi.

Registrda quyidagi mikrooperatsiyalar bajarilishi mumkin: boshqa ketma-ketlik raqamli qurilmadan soʻz qabul qilish, registrdan boshqa ketma-ketlik raqamli qurilmaga soʻz uzatish, razryadlarara mantiqiy operatsiya, soʻzni chapga yoki oʻngga berilgan razryad soniga surish, ketma-ketlik soʻz kodini parallelga va aksincha oʻzgartirish, registrni boshlangʻich holatiga qoʻyish. Mikrooperatsiyalarni bajarish sxemasi kombinatsion raqamli qurilma (KSU-KRQ) yordamida amalga oshiriladi.

Ikkilamchi n -razryadli soʻzni saqlash uchun registr sxemasi 13.12, a-rasmda keltirilgan.

Registr S n -triggerdan iborat. Registr holati triggerlarni holati bilan aniqlanadi. Unda parafazli $\bar{S}_n, S_n, \dots, \bar{S}_1, S_1$ kodlarda, chiqish signali terilmasi bilan tasvirlanadi. Registr S ga ikkilamchi n -razryadli $X = x_n, x_{n-1}, \dots, x_1$ soʻzlar parafaz kodlarda $\bar{X}_n, X_n, \dots, \bar{X}_1, X_1$ kirish signallari majmuasi yordamida saqlash uchun berilishi mumkin.

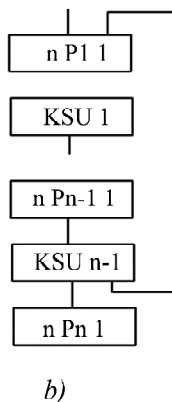
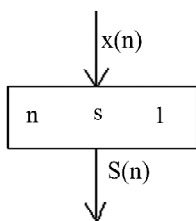
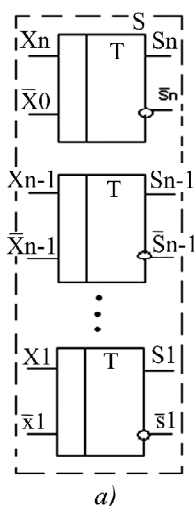
Agar kirish qismiga X_i signallar 0 yoki 1 birlikda kelayotgan boʻlsa, S registr triggerlaridan X_i oʻzgaruchi qiymatlarga mos qiymatlar sodir boʻladi. Registrning triggerlarida $S = X$ qiymat yangi kirish signali kelguniga qadar saqlanadi. Registrda $S(n)$ har bir i - razryadi boʻladi.

Registrdagi razryadlar soni uning uzunligini aniqlaydi.

Registr uchun shartli belgilanish 13.12, b-rasmda tasvirlangan: registr turi (S), katta (n) va kichik (t) razryadlari koʻrsatilgan.

Registrni kirish zanjiri kirish shinasi $X(n)$, chiqish esa — chiqish shinasi $S(n)$ deb ataladi. Registrni n -razryadli holatini n -razryadli ikkilamchi soʻz bilan belgilanadi. n -razryadli S -triggerlarni holati soni 2^n boʻladi. Agarda registr, raqamni saqlash uchun qoʻllanilsa, registrni har bir holatiga mos keluvchi biror butun sonni $0 \dots (2^n - 1)$ oraligʻda olish mumkin.

Registrlar holati butun raqamlarda ikkilik hisoblash tizimida keltiriladi. Registrlar holatini yozishni qisqartirish uchun sakkizlik va o'n oltilik ko'rinishdagi ikkilik soni ko'rinishida foydalanish mumkin. Registrlar holatini nafaqat ikkilik alfavitida, ixtiyoriy boshqa alfavitda ham ko'rsatish mumkin. Xususan, keng qo'llaniladigan simvollaridan biri sakkizta ikkilik razryadi yig'indisi sifatidagi bayt deb ataluvchi nomli bo'lishi mumkin. Bu holda registrlar 8 razryadli registrlar ostiga bo'linadi. Ikkilik alfaviti o'rniga, 0 va 1 ikki simvoldan iborat bo'lgan, 256 simvolli alfavitdan foydalanish mumkin, unga kiril va lotin alfaviti, raqamlari, turli simvollar kirishi mumkin.



13.12-rasm.

Murakkab raqamli qurilmalarni tuzishda registrlar asosiy rolni o'ynaydi. Haqiqatan ham, har qanday raqamli qurilmani, o'zaro KSU sxemasi bilan ulangan registrlar majmuasi ko'rinishida tasavvur qilish mumkin (13.12-rasm). Registrlar sxemalarini analizidan ma'lumki, uning xususiyati bir jinsli strukturaga egaligi.

Registr bir tipli elementlardan tashkil topgan bo‘lib (triggerlar), o‘zaro ketma-ketlikda takroriy joylashadi. Elementlarining registrda bir tipliligi va takroriyliigi, uni tayyorlanishini, nazoratini, foydalanilishini nisbatan soddalashtiradi. Registrni bir turli avtomatlar majmuasi kabi bayon etish mumkin. Bir registrni elementini avtomatik tarzda bayon etish va elementlar sonini ko‘rsatish o‘zi kifoya qiladi.

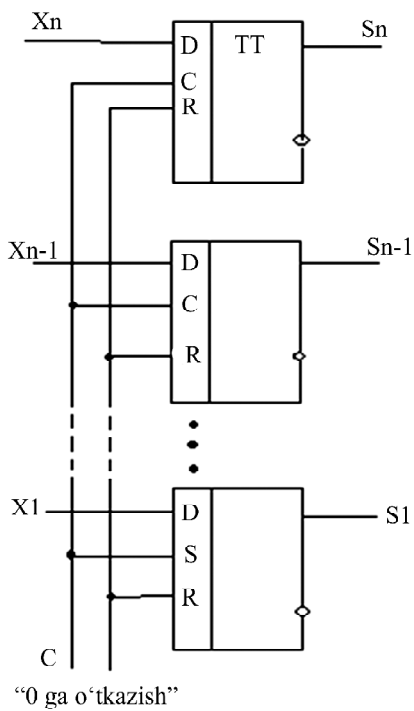
Registr sxemalarini takroriylikidan KSU takroriy sxemalarini ko‘rish va unda mitti operatsiyalarni bir xili ko‘p elementlarda bajarish imkoniyati vujudga keladi. Bu esa nisbatan hamda KSU sxemalarini sintez qilish imkoniyatini tug‘diradi. Bunday uslub KSUni murakkab bayon etilishini bul funksiyasi n -o‘zgaruvchidan oddiy KSUni bayon etishga olib keladi. Bunda KSUni bul funksiyasini n -marotaba yig‘indisidan m -o‘zgaruvchan oxirgi sonidan deb, bu yerda $m \ll n$ bo‘ladi.

Registrlarda bajariladigan mitti operatsiyalar turlariga qarab, registrlar quyidagi turlarga bo‘linadi: parallel qabul qilib, axborot beruvchi, ketma-ket qabul qilib, axborot beruvchi, ketma-ket qabul qilib, parallel axborot beruvchi, parallal qabul qilib va ketma-ket axborot beruvchi.

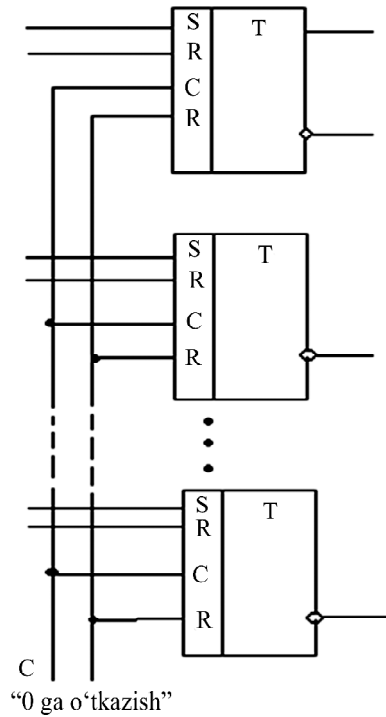
Registrlar kirish va chiqish kanallari soniga qarab, bir fazali (signallar bir kanaldan uzatiladi) va parafazaliga (signallar 2 kanaldan uzatiladi) bo‘linadilar. Parafazali registrlar RS-triggerlarda bajariladi, bir fazalilari esa, D-triggerlarda. Registrlar razryadlar sonlari va tezligi, maksimal takt qabul qilish chastotasi, uzatish va axborot surilishi bilan xarakterlanadi.

13.2.1. Xotira registri

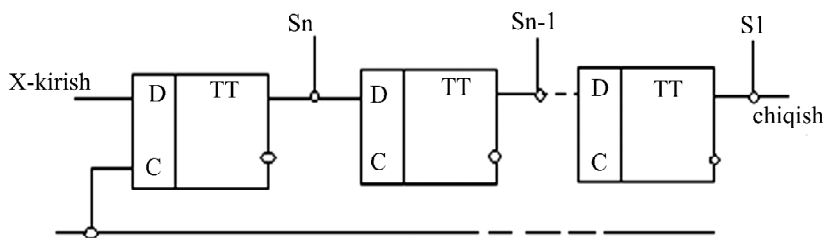
Parallel qabul qiluvchi va axborot uzatuvchi registrga xotira registri deb ataladi. Xotira registri elementi sifatida bir fazali kirish signalli (13.13-rasm) sinxron D-triggerlar yoki parafazali kirish signalli RS-triggerlar qo‘llaniladi.



13.13-rasm.



13.14-rasm.



13.15-rasm.

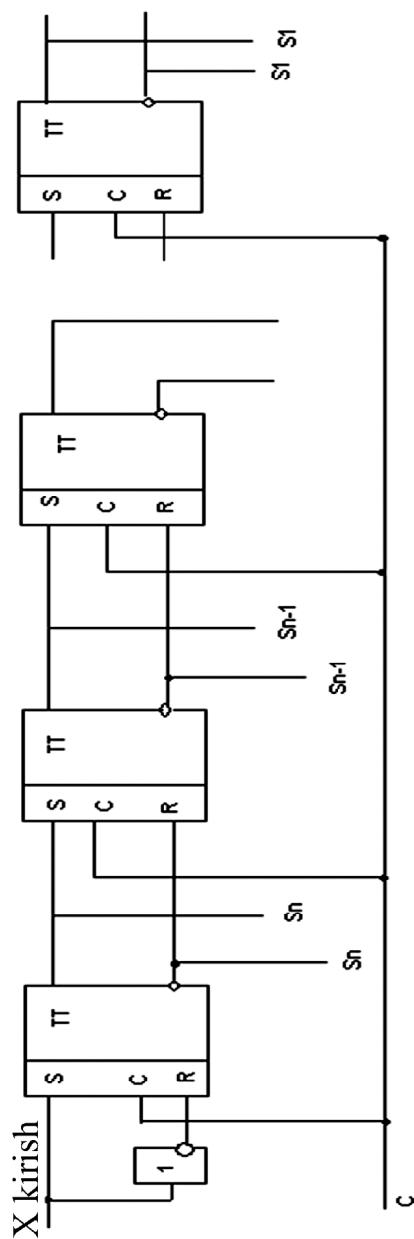
13.2.2. Siljish registrarlari

Ketma-ket qabul qiluvchi yoki axborotni uzatuvchi registrlar siljish registrarlari deb ataladi. O'ngga siljituvchi registrda X_1 birinchi razryad son kiritish bilan, oxirgi chan tomonidagining kirish qismiga berilib, S_n registr razryadli va unga birinchi C-sinxronlashtiruvchi signal kelganida amalga oshiriladi. Keyingi signal kelishi bilan X_1 sinxronizatsiya qiymati S_n chiqish razryadidan S_{n-1} razryadiga kiritiladi, S_n razryadiga esa X_2 uzatiladi. Har bir traktda kelayotgan axborotni bir razryadga o'ngga siljish sodir bo'ladi.

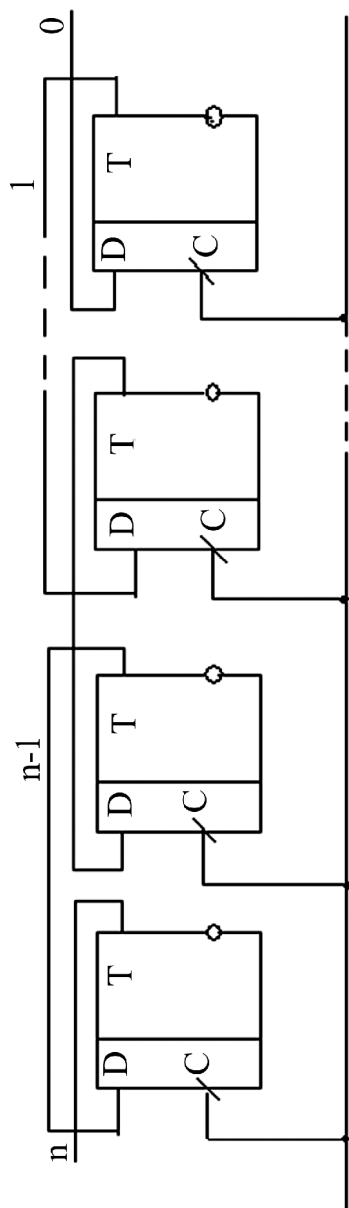
Signallarning n sinxronizatsiyasida hamma registrlar X razryad soni bilan to'radi va birinchi razryad soni X_1 , $\bar{S}_1$ chiqish qismida paydo bo'ladi. Agarda n signallar sinxronizatsiyasi S_n kirish razryadiga $X=0$ uzatilsa, unda registrda X son S_1 chiqishdan chiqadi va oqibati registrning chiqish qismi X sonini saqlab turishdan ozod bo'ladi. Siljish registrarlari D-triggerlarda (13.15-rasm) yoki RS-triggerlarda (13.16-rasm) amalga oshiriladi. Oxirgi sxemada axborotni kiritish uchun birinchi razryadga invertor sxemasi ulanadi.

Registrda axborotni parallel chiqarib olish uchun siljish registrining hamma chiqish razryad qismlari turli qutublarga S_n , S_{n-1} , ..., S_1 ulanadi. Siljish registrini hosil qilishda C kirish qismi bo'yicha dinamik boshqariladigan triggerlardan foydalaniladi. Bunday triggerlarni qo'llanishi siljish registrini me'yorda ishlashini ta'minlaydi. 13.17-rasmda dinamik boqariladigan chapga siljish registri D-triggerli sxemasi tasvirlangan.

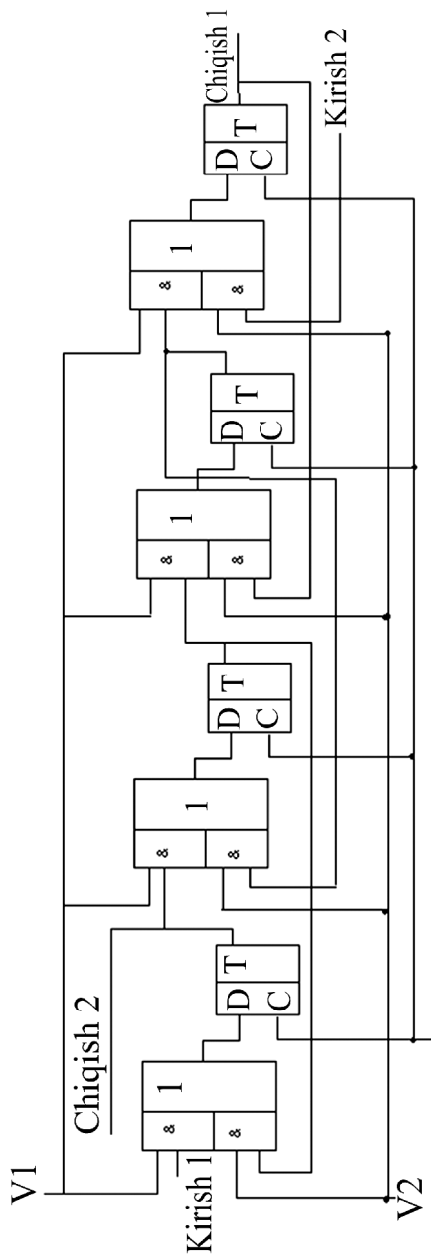
Siljish sxemasi o'nga va chapga kombinatsiyalab va boshqarish signalidan foydalanib, siljish registrini ikkala yo'nalishda ham qurish mumkin. Bunday (13.18-rasm) registr reversiv deb ataladi. Boshqaruvchi kirish V_1 qismiga beruvchi signal berilsa, siljish sxemasi o'ng tomonga ulanadi. Reversiv registr bu holda o'ngga siljish registriga aylanadi. Boshqaruvchi kirish V_2 qismiga



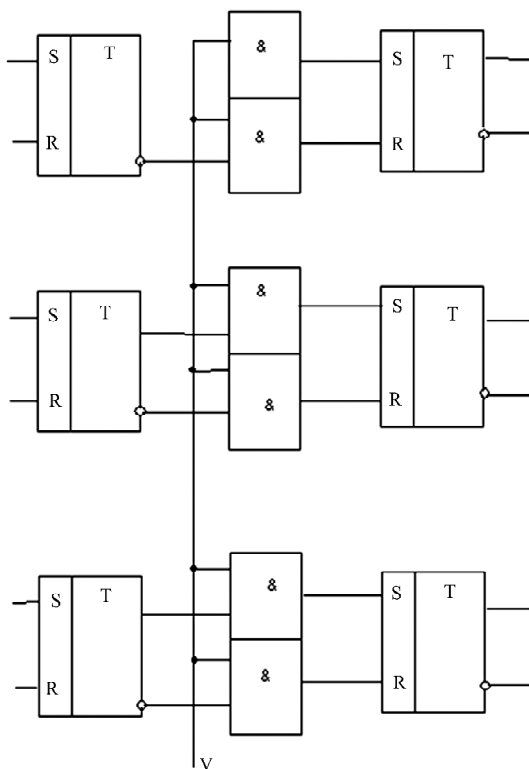
13.16-rasm.



13.17-rasm.



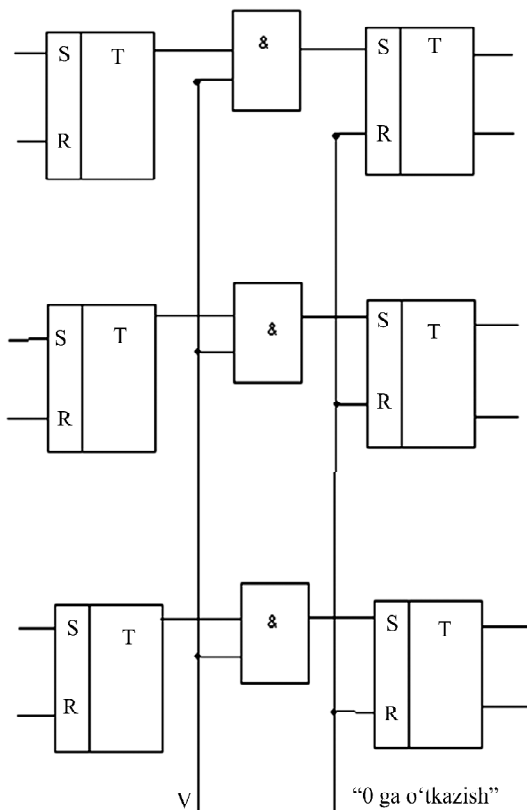
13.18-rasm.



13.19-rasm.

beruvchi signal berilsa, siljish sxemasi chap tomonga ulanadi. Reversiv registr bu holda chapga siljish registriga aylanadi.

Chapga va o'ngga siljish registrlarida ikkilik kodi razryadlari registr razryadi chegarasidan ortadi. Agarda chetki o'ng razryad registrini chekka chap razryad kirish qismi bilan ulansa, bunda (siklik) halqasimon siljish registrini hosil qilinadi. Reversiv registrnlarni «stekli» registrnlarni hosil qilish uchun foydalanish mumkin. Bu holda umumiy kirish va chiqishga ega bo'ladi. Bunday registrlar «birinchisi kirdi oxirgisi chiqdi» prinsipida ishlaydilar. Stekli registrnlarni magazin tipidagi registrlar ham deyiladi.



13.20-rasm.

13.2.3. Registrlarning qo'llanilishi

Registrlar axborotlarini turlicha vaqtli o'zgartirilishlarda qo'llaniladi. Siljish registrlari ko'paytirish va bo'lish sxemalari qo'llaniladi: soni chapga yoki o'ngga bir razryadga siljitish uni ikkiga ko'paytirishga yoki bo'lishga mos keladi. Registrlarni axborot uzatishda «n» traktga ushlab qolish uchun ham qo'llash mumkin. Ko'p sonli registrlarda tashkil topgan

murakkab PSU larda soʻzni bir registrdan boshqasiga uzatish masalasi paydo boʻladi. Buni maxsus soʻz uzatish mikrooperatsiyasi yordamida amalga oshirilishi mumkin. Ikkita registr bir biri bilan KSU yordamida ulanadi, uzatish boshqaruv sxemasini tashkil etadi. Registr S dan registr R gacha soʻzini uzatish uchun uzatish mikrooperatsiyasi koʻrinishida $R:=S$ yozish mumkin.

Soʻzni uzatish parafazali va bir fazali kodlarda amalga oshirilishi mumkin. Parafazali uzatish mikrooperatsiyasida $R:=S$ bajaruvchi V signali boʻyicha beriladi. Ushbu signaldan registr R triggerlari registr S triggerlari holatiga mos keluvchi holatga oʻtkaziladi. Bunda S registri holati oʻzgarmaydi (13.19-rasm). Registrlararo soʻzlarni uzatish bir fazali kod yordamida amalga oshirilishi mumkin. Bunday holda soʻzni uzatish ikki taktda amalga oshiriladi.

Birinchi traktida R-registr nol holatiga oʻtadi, yaʼni «0-ga oʻtkazish» mikrooperatsiyasi bajariladi ($R:=0$) «0-ga oʻtkazish» signali bilan hamma R-registr triggerlari 0 holatiga oʻtadi. Ikkinchi traktida $R:=S$ uzatish mikrooperatsiyasi bajariladi. Ushbu sxemada jihozlar soni tejaladi, lekin axborot uzatish vaqti ortadi.

Koʻpchilik hollarda biror PSU registrlaridan boshqachasiga teskari kodli axborot uzatish talab etiladi. Teskari kodli uzatish mikrooperatsiyasini bajarish uchun $R:=$ koʻrinishda registr triggerining nolinci va birlik chiqish qismlari uzatish sxemasi ulanishida oʻrin almashadi yoki Registr S triggerlarining nolinci chiqish qismlari uzatish sxemasiga (13.20-rasm) ulanadi.

PSU larda, shuningdek invertorlash $R:=\bar{R}$ mikro operatsiyasi ham qoʻllaniladi, qaysiki soʻz kodini registr R da teskarisiga almashtiradi. Ushbu holatda registrdagi har bir triggerda teskari holga oʻzgaradi. Invertorlash mikrooperatsiyasi nisbatan sodda, registr triggerlari hisoblash kirish qismlariga boshqaruvchi signal berilishi bilan amalga oshiriladi.

13.3. Hisoblagichlar

Umumiy ma'lumotlar. Axborot soʻzini saqlashni ta'minlovchi va hisoblash mikrooperatsiyasini bajaruvchi ketma-ketlik raqamli qurilmaga hisoblagich deyiladi. Hisoblash mikrooperatsiyasida C sonini hisoblagichda ± 1 ga oʻzgartiriladi.

Hisoblash mikrooperatsiyasi bajarilishida $C:=C-1$, — esa ayiruvchi deyiladi. Har ikkala mikrooperatsiya bajarilishi mumkin boʻlsa, hisoblagichni reversiv deb ataladi.

Hisoblagichning asosiy parametri K_s hisoblagich moduli, hisoblagich hisoblashi mumkin boʻlgan maksimal birlik sonidir. Hisoblagich n ikkilamchi razryadga ega boʻlib, $0, 1, 2, \dots, 2^n-1$ holatlarida boʻlishi mumkin. Summalovchi hisoblagichning kirish qismiga 2^n birligi kelganida, u 2^n-1 holatidan 0 holatiga oʻtadi. Shunday qilib, n -razryadli ikkilamchi summalovchi hisoblagich hisoblash moduli $K_s=2^n$ boʻladi.

Hisoblagichlar, ruxsat etilgan kirish signallari chastotasi bilan xarakterlanadi. Hisoblagichlar odatda T -triggerlardan tuziladi. Lekin ularni tuzishda nafaqat hisoblagichli kirishga ega boʻlgan triggerlar, D -triggerlar, JK -triggerlar ham qoʻllaniladi. Hisoblagichlarni bir necha xususiyatlari boʻyicha tasniflash (sinflarga boʻlish) mumkin. Hisoblash yoʻnalishiga binoan summalovchi (toʻgʻri hisobli) va ayiruvchi (teskari hisobli) boʻladi. Oʻtkazish sxemasi boʻyicha, hisoblagichlar ketma-ket, parallel va ketma-ket-parallel oʻtkazuvchanlarga boʻlinadi.

Sinxronizatsiyasi mavjudligi boʻyicha sinxron va asinxron hisoblagichlarga boʻlinadi. Hisoblagichni tabhalab (markirovka) belgilashda IE harflari bilan tasvirlanadi. Konstruktiv jihatidan triggerlar integral sxemalar majmuasi koʻrinishida, mos ravishda ulangan boʻlib yoki koʻp razryadli hisoblagichli bitta integral sxemadan tashkil topadi.

ADABIYOTLAR

1. *A.A. Xoliqov.* «Elektron qurilmalari, analogli va raqamli sxematika». «Temiryo‘lchi», Toshkent — 2002.

2. *A.A. Xalukov.* Конспект лекций по дисциплине «Электронные устройства, аналоговая и цифровая схемотика» 2- qism. Toshkent — 2002.

3. *A.A. Xoliqov.* «Elektron qurilmalari, analogli va raqamli sxematika» fanidan ma’ruzalar to‘plami, 2- qism. Toshkent — 2002.

4. *A.A. Xoliqov., F.F. Umarov.* Radiotexnik tizimlar nazariyasi asoslari. Darslik «O‘zbekiston» Toshkent — 2002.

5. *A.A. Xoliqov. F.F. Umarov.* «Теория электрических цепей» Учебное пособия «Bilim» Ташкент — 2004.

6. Интегральные микросхемы. Справочник под редакцией Б.В. Тарабрина. Москва «Радио и связь». 2000.

MUNDARIJA

SO‘ZBOSHI.....	3
-----------------------	----------

I. YARIM O‘TKAZGICHLARDA ELEKTR TOKI

1.1. Yarim o‘tkazgichlar	4
1.2. Elektr o‘tkazuvchanlikning zonalar nazariyasi haqida tushuncha	5
1.3. Tashqi maydon bo‘lmagan holatdagi elektron-teshikli o‘tkazuvchanlik	12

II. YARIM O‘TKAZGICH DIODLAR, ULARNING TURLARI VA QO‘LLANILISHI

2.1. Yarim o‘tkazgichli diodlar	15
2.2. p-n o‘tishning volt-ampferli xarakteristikasi.....	17
2.3. Past chastotali to‘g‘rilagich diodlari.....	19
2.4. Kremniyli stabilitron	21
2.5. Yuqori chastotali diodlar	24
2.6. Impulsli diodlar.....	25
2.7. Varikap.....	26
2.8. Parametrik diodlar.....	30
2.9. Tunnelli diod.....	31

III. BIPOLAR TRANZISTORLAR

3.1. Tranzistorning ishlash prinsipi	33
3.2. Tranzistorning uch xil ulanish sxemasi.....	35

3.3. Tranzistor — aktiv to‘rt qutblik. h-parametrlar.....	39
3.4. Tranzistorning chastotaviy xususiyati	40
3.5. Tranzistorning kuchaytirish xususiyati	41

IV. TO‘RT QATLAMLI YARIM O‘TKAZGICHLI ASBOBLAR

4.1. Tiristor.....	43
4.2. Diod-tiristori.....	44
4.3. Triod-tiristorini xarakteristikasi.....	45

V. MAYDON TRANZISTORLARI VA ULARNING QO‘LLANILISHI

5.1. p -n o‘tishli boshqaruvchi maydon tranzistorlari	48
5.2. MOP — tranzistorlari.....	51

VI. ELEKTRON KUCHAYTIRGICHLAR

6.1. Kuchaytirgichning tasniflari va asosiy texnik ko‘rsatkichlari	53
6.2. Kuchaytirgichning kaskadlarini ish holatlari.....	62
6.3. Bipolar tranzistorlardan tuzilgan kuchaytirgichlar	63
6.4. Kuchaytirgichning umumiy emitter ulanish sxemasi.....	65
6.5. Kuchaytirgichning umumiy baza ulanish sxemasi.....	67
6.6. Maydon tranzistorlari orqali hosil qilingan kuchaytirgichlar	69
6.7. Sig‘im orqali bog‘langan ko‘p kaskadli kuchaytirgichlar	74
6.8. Quvvat kuchaytirgichlari.....	78
6.9. Ikki taktli chiqish kuchaytirgichlari.....	80
6.10. Kuchaytirgichlarda teskari bog‘lanish.....	86
6.11. O‘zgarmas tok kuchaytirgichi.....	90
6.12. Differensial kuchaytirgich.....	96

6.13. Operatsion kuchaytrigich.....	101
6.14. Operatsion kuchaytirgichlarni ulash sxemalari	103

VII. IMPULS TEXNIKASI

7.1. Impulslar, tasnifi, turlari va parametrlari	107
7.2. RC-zanjirdan impuls o'tishi.....	109
7.2.1. RC-zanjirlarda birlik qadamdagi kuchlanish va tok.....	109
7.2.2. Differensiallovchi (toraytiruvchi) va ajratuvchi RC-zanjirlar.....	113
7.2.3. Impuls ta'siridagi real RC-zanjirlar.....	118
7.3. RC-differensiallovchi zanjirlarda daraja belgilash.....	119
7.4. Integrallovchi RC-zanjirlari.....	124

VIII. TO'G'RI BURCHAKLI IMPULS SHAKLLANTIRGICH

8.1. Ketma-ket va parallel tipdagi diod chegaralovchilari	128
8.2. Katta signal rejimida tranzistorning chiziqli modeli	135
8.3. Tranzistorli kalitni hisoblash.....	140
8.4. Tranzistorli chegaralovchi kuchaytirgich.....	147
8.5. Tranzistorli kalitlarning dinamik tasniflari.....	148

IX. MULTIVIBRATORLAR

9.1. Multivibratoralar haqida umumiy ma'lumotlar.....	156
9.2. Tranzistorli multivibrator. Ishlash prinsipi ossillogrammalari	156
9.3. Multivibrator tebranishlari davrini hisoblash.....	160
9.4. Multivibrator chiqish kuchlanishi ko'rinishini yaxshilash va chastotasini sozlash termostabillash.....	163
9.5. Tranzistorli birvibrator, ishlash prinsipi, ossillogrammalari.....	167
9.6. Potensial mantiqiy elementlar asosidagi multivibratorlar.....	171

X. BLOKING-GENERATORLAR

10.1. Bloking-generatorlar haqida umumiy ma'lumotlar.....	175
10.2. Avtotebratgichli bloking-generator	175
10.3. Kutuvchi bloking-generator.....	180
10.4. Bloking-generatorni sinxronizatsiyasi.....	182

XI. CHIZIQLI-O'ZGARUVCHAN KUCHLANISH GENERATORI (CHUKG-GLIN)

11.1. CHUKG- GLIN tuzilishi prinsiplari va umumiy tasnifi...	185
11.2. Tranzistorli avtotebratgichli CHUKG-GLIN	189
11.3. Tranzistorli kutuvchi CHUKG-GLIN.....	193
11.4. O'zgarmas tok operatsion kuchaytirgichida (O'TOK-OUPT) CHUKG-GLIN.....	199

XII. POTENSIAL MANTIQUIY ELEMENT

12.1. Potensial mantiqiy elementlar (PME), ularning tasniflari va parametrlari.....	202
12.3. Diod-tranzistorli mantiq DTM (DTL).....	209
12.4. Tranzistor-tranzistorli mantiq (TTM).....	211
12.5. MOP va KMOP-strukturali mantiqiy elementlar.....	214

XIII. RAQAMLI QURILMALAR

13.1. Mantiqiy elementlardan tashkil topgan triggerlar.....	217
13.1.1. To'g'ri kirishli asinxron RS-triggerlar.....	219
13.1.2. Inversli kirishga ega bo'lgan RS asinxron trigger	221
13.1.3. Statik boshqaruvli RS-trigger.....	223
13.1.4. Dinamik boshqaruvli sinxron trigger.....	226
13.2. Registrlar.....	228

13.2.1. Xotira registri.....	231
13.2.2. Siljish registrari.....	233
13.2.3. Registrlarning qo'llanilishi.....	238
13.3. Hisoblagichlar.....	240
ADABIYOTLAR.....	241

УДК: 621.37(075)
КБК 32.8ya722
X-74

**ABDULHAQ ABDULXAIROVICH XOLIQOV,
ANVAR ABDUSAMATOVICH BUZRUKXONOV**

ELEKTRON USKUNALAR

O'quv qo'llanma

Toshkent — «Noshir» — 2012

***Muharrir O. Qanayev**
Musahhih D. Mamadaliyeva
Badiiy muharrir Sh. Odilov
Texnik muharrir X. Hamidullayev*

Nashriyot litsenziyasi AI № 200, 28.08.2011-y.
Bosishga ruxsat etildi 14.12.2012-y. Bichimi 60×84 ¹/₁₆.
«Times TAD» garniturası. Ofset qog'ozi. Ofset usulida chop etildi.
Hajmi 15,5 b.t. Adadi 88 nusxa. Buyurtma № 117.

«NOSHIR» nashriyoti, Toshkent sh., 100115. Langar ko‘ch., 78.

«VNESHINVESTPROM» MCHJ bosmaxonasida chop etildi,
Toshkent sh., 100115. Langar ko‘ch., 78.