

**ЭЛЕКТРОН ҚУРИЛМАЛАРИ,
АНАЛОГЛИ ВА РАҚАМЛИ
СХЕМОТЕХНИКА**

Ўзбекистон Республикаси Олий
ва ўрта махсус таълим вазирлиги
томонидан тасдиқланган дарслик,
«Телкоммуникация» ва «Радиотехника»
йўналишида тахсил олаётган
талабаларга мўлжалланган

Холиқов А.А.

Электрон қурилмалари, аналогли ва рақамли схемотехника:
Олий ўқув юрғлари учун дарслик. "Темирийўлчи" 2002 - 160 бет.

Дарсликда электрон асбобларни ишлаш принципи, характеристикалари келтирилган ва уларни функционал имкониятлари, оптимал иш ҳолатлари ҳамда электрон қурилмаларининг схемалари, аналогли ва рақамли схемотехникалари баён этилган.

Олий ўқув юрғларининг "Телекоммуникация" ва "Радиотехника" йўналишида ўқиётган талабаларга мўлжалланган.

Такризчилар:

Тошкент Темир Йўл Муҳандислари Институтининг «Электр таъминоти» кафедрасининг мудирини т.ф.д. профессор Усмонхўжаев Н.М., Тошкент Электротехника Алоқа Институтининг профессори Х.Қ. Орипов ва Тошкент Давлат Техника Университетининг «Радиотехника ва Радиотизимлари» кафедрасининг доценти т.ф.н. Умаров Ф.Ф.

Х $\frac{2302030000}{707(10) - 02}$ 02

I. ЯРИМ ЎТКАЗГИЧЛАРДА ЭЛЕКТР ТОКИ

1.1. Ярим ўтказгичлар

Атрофимиздаги жисмларнинг кўпчилиги ярим ўтказгичлардир. Улар қаторига кўп минераллар, оксидлар, металлларнинг олтингугурт, селен ва теллур билан бирикмалари (сульфидлар, селенидлар ва теллуридлар), шунингдек, кўп органик бирикмалар киради. Ярим ўтказгичларга Д.И.Менделеев даврий системасидаги IV, V ва VI гуруҳларнинг кўпчилик элементлари ҳам киради. 1.1-расмда ярим ўтказгичлар хоссасига эга бўлган элементларнинг Д. И. Менделеев жадвалида тўтган ўринлари кўрсатилган.

Гуруҳ Давр	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	J	
VI			Pb	Bi	Po	At	

1.1-расм. Ярим ўтказгич элементларнинг Менделеев даврий системасида тўтган ўринлари.

Уларнинг чап ва пастки томонларида типик металллар, ўнг ва юқори томонларида эса типик диэлектриклар жойлашган.

Элементлар ичида асл ярим ўтказгичлар кремний билан германий бўлиб, улар ярим ўтказгичли асбобларда кенг қўлланилади. Кўпчилик ярим ўтказгичлар қаттиқ кристалл моддалардир; бироқ баъзи суюқ ва шишасимон моддаларнинг ҳам ярим ўтказгичлик хоссалари бор.

Ярим ўтказгичлардан ток ўтаётганда ҳеч қандай кимёвий ўзгариш юз бермайди; демак, ярим ўтказгичларда ток тапшувчилар ионлар эмас, балки электронлар экан.

Электр ўтказувчанлиги (уй температурасида) жиҳатидан ярим ўтказгичлар металллар билан диэлектриклар ўртасида туради. Металлларнинг солиштирма қаршилиги 10^{-6} дан 10^{-4} ом·см гача, ярим ўтказгичларники 10^{-4} дан 10^{11} ом·см гача, диэлектрикларники эса 10^{11} дан 10^{18} ом·см гача бўлади.

Барча ярим ўтказгичларнинг характерли умумий хоссаси турли ташқи омиллар, масалан, температура, ёруғлик, босим, кучли электр майдони ва

ҳоказолар таъсирида электр ўтказувчанлигининг кескин ўзгаришидир. Ундан ташқари, ярим ўтказгичларга арзимаган даражада аралашма қўшилганда уларнинг электр ўтказувчанлиги бир неча миллион марта ўзгариши мумкин.

Буларнинг ҳаммасига ярим ўтказгичларда электронларнинг концентрацияси кам эканлиги (металлардагига нисбатан) ва унинг ташқи омилларга боғлиқлиги сабаб бўлади. Металларда эркин электронларнинг концентрацияси $n=10^{22}-10^{23} \text{ см}^{-3}$ тартибда бўлгани ҳолда баъзи ярим ўтказгичларда уй температурасида $n=10^{10} \text{ см}^{-3}$ га, 700°C да эса $n=10^{18} \text{ см}^{-3}$ га тенгдир.

Ярим ўтказгичнинг металдан асосий фарқи шундаки, металлда абсолют нолдаёқ электронларнинг концентрацияси шундайки, температура кўтарилиши билан бу концентрация деярли ўзгармайди, ярим ўтказгичларда эса электронларни эркин ҳолатга ўтказиш учун W энергия сарфлаш (қизитиш ёки ёритиш йўли билан) керак бўлади. W энергиянинг қиймати қанча катта бўлса, ярим ўтказгичнинг электр ўтказувчанлиги температура ва бошқа ташқи таъсирларга шунча камроқ боғлиқ бўлади. Ўтказгич бўлмаганлар учун W энергиянинг қийматлари жуда катта бўлиши характерлидир. Масалан, соф германий учун $W=0,75 \text{ эВ}$, NaCl учун эса $W=10 \text{ эВ}$.

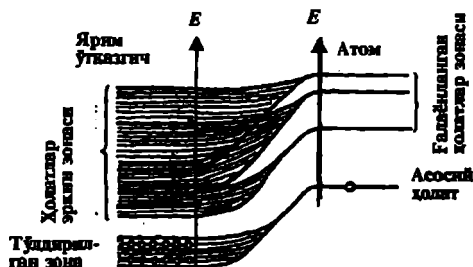
1.2. Электр ўтказувчанликнинг зоналар назарияси ҳақида тушунча

Каттиқ жисмининг электр ўтказувчанлигига сабабчи бўладиган электронлар ўтказувчанлик зонаси электронлари деб аталади, бунда «зона» деганда зич жойлашган энергетик сатҳлар тўплами тушунилади. Квант қонуларини баён этишда биз электронларнинг мумкин бўлган энергетик сатҳлар бўйлаб тақсимланишини белгиловчи жуда муҳим ва умумий бўлган Паули принципини тушунтириб ўтамиз. Ҳозирча фақат бу принципга биноан бир системага тегишли барча электронлар турли квант ҳолатида бўлишини қайд қилиб ўтамиз.

Мувоzanат ҳолатда системанинг энергияси энг кичик бўлади. Бирок Паули принципи ишни мураккаблаштиради. Паули принципига мувофиқ, электронларнинг айний, бир-биридан фарқ қилмайдиган квант ҳолатларда бўлиши мумкин эмас. Шунинг учун электронлар сони етарли бўлганда квант қонуларига биноан минимал энергияли энергетик ҳолатлар (хўйи энергетик «сатҳлар») гуё тўлиб туради. Кичик энергияли бу ҳолатларни баъзи электронлар «эгаллаб» тургани учун, электронларнинг айний ҳолатларда туришини «таъқиқловчи» Паули принципига биноан, қолган электронларга каттароқ энергияли ҳали бўш сатҳларни эгаллашга тўғри келади.

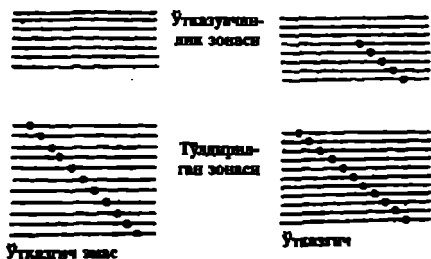
Агар N дона бир хил атом битта кристалл бўлиб бириккан бўлса, у ҳолда электронларнинг энергетик ҳолатига атомларнинг ўзаро таъсирлари таъсир кўрсата бошлайди. Бундай ўзаро таъсир натижасида электроннинг исталган бир энергетик ҳолати N та ўзаро яқин ҳолатларга ажралади, бу ҳолатларнинг ҳар бирида фақат биттадан электрон тура олади. Шундай

қилиб, атомдаги алоҳида энергетик сатҳлар ўрнига кристаллда кенг энергетик минтақалар (одатда булар зоналар деб аталади) ҳосил бўлади ва бу зоналардаги сатҳлар сони кристаллдаги атомлар сонига тенг бўлади (1.2-расм).



1.2-расм. Электронларнинг энергетик ҳолатлари.
Ўнгда – изоляцияланган атомда, чапда – ярим ўтказгичда

Исталган қаттиқ jisмда: диэлектрикда ҳам, ўтказгичда ҳам энг қуйи энергетик сатҳларда турадиган ва барча бу сатҳларни «тўлдириб» турувчи электронлар бор. Бундай электронлар тўлдирилган зона электронлари деб аталади. Улар электр ўтказувчанликда ҳам, иссиқлик ўтказувчанликда ҳам иштирок этмайди. Агар мумкин бўлса квант сатҳлар тўплами электронлар билан бутунлай тўлган (Паули принципи маъносига электронларга тўйинган) бўлса, у ҳолда электронларнинг бундай системаси гўё боғлаб қўйилгандек, электр токи ҳодисасида иштирок этиш қобилиятидан маҳрумдек бўлади. Электр майдони электронга таъсир этиб, ўнга қўшимча тезлик бериши ва шу билан уни яқин турган юқори сатҳга «қўтариши» зарур эди. Бироқ барча мумкин бўлган энергетик сатҳларнинг ҳаммаси «эгалланган» бўлса, у ҳолда юқорида айтилган ҳодиса юз бермайди.



1.3-расм. Ўтказгич бўлмаган ва ўтказгичнинг энергетик схемалари.

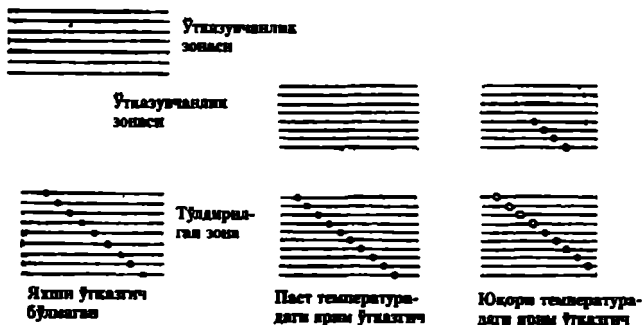
Электр токи ҳодисасида фақат юқори энергетик сатҳлардаги, шу билан бирга электронлар билан тўлган сатҳлар устида электронлар билан тўлмаган сатҳлар ётган зонадаги электронларгина иштирок этиши мумкин. Албатта, юқорида ётган ва ҳали электронлар билан тўлмаган энергетик сатҳлар доим топилади, "бирок улардаги энергия тўлган сатҳлар зонасидагидан кўп фарқ қилиши мумкин. Бундай ҳолда, яъни тўлмаган сатҳлар зонаси тўлган сатҳлар зонасидан катта энергия фарқи билан ажралган бўлса, у ҳолда электронга фақат кичкинагина қўшимча энергия беришга қодир бўлган электр майдони электронни ўзи турган сатҳдан бошқа бирор сатҳга ўткази олмайдиган ва демак, жисм электр ўтказувчанликка эга бўлмайди.

Айтилганлардан равшанки, ўтказгичлар ва ўтказгич бўлмаган моддалардаги электронларнинг ҳолатини 1.3-расмда тасвирланган кўпол схема билан тасвирлаш мумкин. Агар биз жуда кўп электронлар билан бирга жуда кўп энергетик сатҳларни тасаввур қилганимизда ҳақиқатта бир оз яқинлашган бўлар эдик. Бунда энергетик сатҳларнинг тақсимоли текис эмас ва турли табиатли жисмлар учун турлича эканлигини ҳисобга олиш керак. 1.3-расм электр ўтказувчилар билан электр ўтказмайдиган моддалар орасидаги асосий фарқнигина кўрсатади.

Тўлмаган зонада, яъни ўтказувчанлик зонасида электронлар мавжуд бўлса, жисм электр ўтказувчан бўлади. Металларда, ҳатто абсолют нол температурада ҳам бундай электронлар жуда кўп бўлади. Диэлектрикларда бундай электронлар йўқ. Ярим ўтказгичларда эса уларнинг сони чегараланган.

Модда старли даражада қиздирилганда электронлар тўла зонадан ўтказувчанлик зонасига ўтади. Юқори сифатли ўтказгич бўлмаганларда тўла зонанинг энг юқори сатҳлари билан тўла эмас зонанинг энг қуйи сатҳлари орасидаги энергия фарқи жуда катта бўлади. Шунинг учун уларда жуда юқори температурадагина сезиларли электрон ўтказувчанлик юз беради. Ярим ўтказгичларда аксинча, мазкур зоналар яқин жойлашган (1.4-расм). Шунинг учун паст температураларда улар электр тоқини ҳеч ўтказмаса ҳам, температурани бир оз кўтарганда ярим ўтказгичдаги кўп электронлар тўла бўлмаган зонага сакраб ўтади ва ярим ўтказгич электр ўтказувчанликка эга бўлиб қолади.

Электр тоқи ҳодисасида тўла зона (бу зона ундан юқоридаги зонага баъзи электронлар сакраб ўтиб кетганини туфайли қисман, масалан 1.4-расмдагидек, бўшаб қолганида) электронлари иштирок этиши туфайли намоён бўлувчи электр ўтказувчанликнинг алоҳида тури жуда ажойибдир. Баъзи сатҳларда ҳосил бўлган «бўш жойлар»ни пастроқ сатҳлардаги электронлар электр майдони таъсирида тўлдиради. Янги ҳосил бўлган бўш жойларни ҳам камроқ энергияга эга бўлган ва электр майдонида қўшимча энергия олган электронлар тўлдиради. Шундай қилиб, «бўш жой» (бошқача айтганда «тешик») электронлар кўчаётган йўналишга тескари томонга қараб кўчади. Тешик худди мусбат заряддек кўчади. Бирок тешикнинг бундай ҳаракати аслида қатор электронларнинг майдон таъсирида кўчишининг намоён бўлишидан иборатдир.



1.4-расм. Яхши ўтказгич бўлмаган билан ярим ўтказгичнинг энергетик схемаларини тақдослаш.

Шунга ўхшаган ҳодисани олдинги қаторлардаги жойлар бўш қолган маъруза хонасида кузатиш мумкин. Бўш жойлардан кейин ўтирган тингловчилар маърузачига яқинроқ жойга ўтадилар, уларнинг жойларига эса яна ҳам узоқроқ ўтирган тингловчилар ўтади. Шу йўсинда бўш жойлар маърузачидан нарига қараб ҳаракатланади, бу эса тингловчиларнинг маърузачига томон яқинлашаётганлигини кўрсатади.

Ярим ўтказгичларнинг электр ўтказувчанлиги электронли ва тешикли ўтказувчанликлардан ташкил топади.



1.5-расм. Донорнинг ярим ўтказгичда электронлар сатҳларининг энергетик схемасига таъсири.

Ярим ўтказгичларнинг электр хоссалари ёт аралашмаларга кўп боғлиқдир. Ёт аралашма қўшилганда ярим ўтказгичнинг ўтказувчанлиги кўпроқ электронли ёки кўпроқ тешикли бўлиб қолиши мумкин. Ёт

аралашмалар кўшимча атом ва электронлар билан бир қаторда тўла зона билан ўтказувчанлик зонаси орасига оралиқ энергетик сатҳлар киритади. 1.5-расмда асосан электронли ўтказувчанлик хоссасини берадиган атомлар аралашмасига (бундай ёт аралашмалар донорлар деб аталади) эга бўлган ярим ўтказгичнинг энергетик схемаси тасвирланган. Бу ҳолда аралашмалар ҳосил қилган ва электронлар билан тўлган оралиқ сатҳлар ўтказувчанлик зонасига яқин жойлашган бўлади. Температура кўтарилганда электронлар ёт аралашмалар ҳосил қилган оралиқ сатҳлардан ўтказувчанлик зонасига тўла зонадаги электронларга қараганда осонроқ сакраб ўтиши мумкин. Электронли ўтказувчанлик ҳосил бўлишига қарамадан асосий тўла зонада «бўш жойлар» бўлмаслиги ҳам мумкин; тешикли ўтказувчанлиги бўлмаслиги ҳам мумкин.

Бошқа атомларнинг аралашмалари ярим ўтказгичда кўпроқ тешикли ўтказувчанлик юзага келтириши мумкин (бундай аралашмалар акцепторлар деб аталади). Бундай атомлар ортиқча бўлса, электронлар эгалламаган ва тўла зонага яқин жойлашган оралиқ сатҳлар юзага келади (1.6-расм). Температура кўтарилганда электронлар тўла зонадан ўша оралиқ сатҳларга сакраб ўтади ва тўла зонада жуда кўп миқдорда тешиқлар ҳосил бўлади, бу эса ўтказувчанлик зонасида электронлар йўқлигига қарамадан электр ўтказувчанликнинг бўлишига олиб келади.



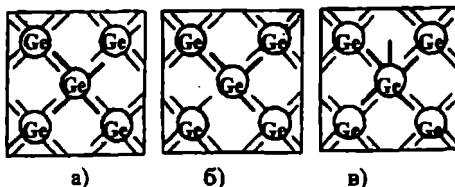
1.6-расм. Акцепторнинг ярим ўтказгичдаги электролар сатҳларининг энергетик схемасига таъсири.

Ёт аралашма юзага келтирадиган ўтказувчанликнинг табиатини яхшироқ тушуниб олиш учун типик ярим ўтказгич—германийнинг кристалл панжарасида аралашма атоми қандай таъсир кўрсатишини муфассалроқ таҳлил қилайлик. Германий Меяделеев даврий системасидаги тўртинчи гуруҳнинг тўрт валентли элементидир. Германийнинг кристалл панжарасида ҳар бир атом энг яқин тўртта қўшни атом билан бир-бирига таъсир қилади; бу ўзаро таъсирда саккизта электрон қатнашади: тўртта электрон шу атомнинг ташқи қобиғиники бўлса, қолган тўрттаси қўшни атомларнинг ташқи қобиғиники бўлади (1.7-расм).

Германий атомларидан бирортасининг ўрнига валентлиги бошқача бўлган ёт атом кириб қолсин, деб фараз қилайлик. У ҳолда ёт аралашма атомининг яқинида валентлик боғланишлар системаси бузилади. Бунда икки ҳолдан бири юз бериши мумкин:

1) агар ёт атом бешинчи гуруҳнинг вакили, яъни беш валентли (масалан, P ёки As атоми) бўлса, у ҳолда ёт атомнинг бешинчи валентлик электроли ортиқча бўлиб қолиб, ундан енгилгина ажралиб кетади ва кристаллда кезиб юради; ташқаридан электр майдони кўйилган бўлса, бу электрон ўтказувчанлик электронига айланади, яъни бундай ёт аралашма донор бўлиб хизмат қилади (1.5-расм);

2) агар германий панжарасидаги аралашма атоми учинчи гуруҳнинг вакили (бор, алюминий ёки индий), яъни уч валентли бўлса, у ҳолда бундай атом кўшни германий атомадан битта электронни ўзига бириктириб олиш қобилиятига эга бўлади; бунинг бўлиши учун иссиқлик ҳаракати ёки фотон воситаси билан электронга бирор энергия бериш керак. Бунда германий панжарасида вакант электрон ўрни («тешик») ҳосил бўлади. Бу вакант ўрин бирор тугунда доимий қолиб кетмайди, балки бу жойга электронлар ўтиб турганлиги туфайли кристалл бўйлаб хаотик кезиб юради. Электр майдонида тешик маълум йўналишда ҳаракат қилади: электронлар ўтиш вақтида асосан майдонга тескари йўналишда кўчади, тешикнинг ўзи эса худди мусбат зарядли заррача каби майдон бўйлаб ҳаракатланади (электронларнинг эстафетаси тешикнинг ҳаракатидан иборат бўлиб қолади).



1.7-расм. Кристалл панжаралардаги электрон боғланишлар.
 а - соф германий; б - германийда бор аралашмаси бўлганда; в - германийда фосфор аралашмаси бўлганда

Электронли ўтказувчанлик хусусияти кучли бўлган ярим ўтказгичлар n (*negative*—манфий) типдаги ярим ўтказгичлар деб, тешикли ўтказувчанлик хусусияти кучли бўлган ярим ўтказгичлар эса p (*positive*—мусбат) типдаги ярим ўтказгичлар деб юритилади.

1.3. Ташқи майдон бўлмаган ҳолатдаги электрон-тешикли ўтказувчанлик

Диффузия жараёнида динамик тенг ҳолат ва электрон-тешикли ўтишдаги дрейф. Кўрилатган p - n структурада тешик концентрацияси тешик

соҳасида электронлар концентрациясидан катта ($P_p > P_n$), ҳамда электрон соҳасидаги электронлар концентрацияси тешик концентрациясидан катта ($n_p > n_n$). Электрон ва тешик соҳада заряд концентрациясини ташувчи градиент бўлиб, тешиклар p -соҳада n -соҳага ва электронлар n -соҳадан p -соҳага диффузия токини содир қилади. Зарядланган заррани диффузия ўтказиш соҳа чегарасидан ярим ўтказгични электр нейтралланишини бузилиши билан кузатилади. p -соҳага манфий компенсацияланмаган заряд тешиклар ўтиши ҳисобига, n -соҳага эса электронларни мусбат зарядга ўтиши кузатилади. натижада тешик соҳа электрон соҳага нисбатан манфий потенциалга эга бўлиб, ўтиш қатламида электр майдонини ҳосил қилади ва дрейф токи содир бўлади.

Ташки майдон бўлмаган ҳолатида ярим ўтказгичда натижавий ток нолга тенг бўлиши керак, бу эса ўтиш қатлами учун динамик жараён тенглиги шартидир. Шунинг учун p - n ўтишдаги диффузия токи, заряд ташувчи концентрация градиентидан содир бўлиб, қарама-қарши дрейф токи билан тенглашиши керак, қайсики ўтишдаги ўзининг электр майдони E кучланганлиги ҳисобига содир бўлади:

$$I_{\Delta\phi} + I_{\Delta p} = 0. \quad (1.1)$$

Шундай қилиб, электрон-тешик ўтишида доимо заряд ташувчи концентрация градиенти мавжуд бўлиб, тешиклар ва электронларни диффузиялайди, унинг хусусий электр майдони $du/dx = -E$ потенциал градиентига у эса қарама-қарши дрейф токини ҳосил қилиб, диффузия токи билан тенглашади:

$$I_{p\Delta\phi} + I_{p\Delta p} = 0, \quad I_{n\Delta\phi} + I_{n\Delta p} = 0 \quad (1.2)$$

Контактли потенциаллар айирмаси. Заряд ташувчи градиент концентрациясига асосланган, p - n ўтишдаги потенциаллар айирмаси, контактли потенциаллар айирмаси дейилади.

Унинг қийматини диффузия ва дрейф тоқларини билган ҳолда:

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

$$I_{n\Delta\phi} = eD_n \frac{dn}{dx}; \quad (1.4)$$

қуйидагича аниқлаймиз:

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

бу ерда D_p - тешиклар диффузия коэффициентини $44 \text{ см}^2/\text{с}$ германий учун, $65 \text{ см}^2/\text{с}$ кремний учун;

$d\rho/dx$ – тешиклар концентрацияси градиенти;

D_n – электронлар диффузия коэффициенти, $93 \text{ см}^2/\text{с}$ германий учун,
 $31 \text{ см}^2/\text{с}$ кремний учун;

$d\rho/dx$ – электронлар концентрацияси градиенти.

Эйнштейннинг

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

формуласига биноан, kT/e микроразрар иссиқлик потенциали дейилади. Бу қийматни φ_T билан ифодаб,

$$du = -\varphi_T \frac{d\rho}{\rho} \quad (1.7)$$

ҳосил қиламиз. Интеграллаб, ушбу ифодадан қуйидагини аниқлаймиз

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

Интеграл доимийси C ни топиш учун, p -соҳа чегаравий шартдан фойдаланамиз: потенциал $u = \varphi_p$ ва тешиклар концентрацияси $P = P_p$. Бундан қуйидагини ҳосил қиламиз:

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

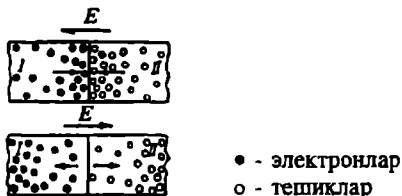
n – соҳа учун чегаравий шартдан фойдаланиб, потенциал $u = \varphi_n$ ва тешик концентрацияси $P = P_n$ эканлигини инобатга олиб, контакт потенциаллар айирмаси ифодасини топамиз

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

II. ЭЛЕКТР ҰЗГАРТИРГИЧЛИ ЯРИМ ҰТКАЗГИЧ ДИОДЛАРНИНГ ТУРЛАРИ ВА ҚҰЛЛАНИЛИШИ

2.1. Ярим ўтказгичли диодлар

Баъзи ярим ўтказгичларнинг бир-бири билан контактида униполяр ўтказувчанлик сезилади: ток бир йўналишда жуда енгил ўтса, тескари йўналишда деярли ҳеч ўтмайди. Бу ҳодиса айниқса ярим ўтказгичлардан бири электронли ўтказувчанликка, иккинчиси эса тешикли ўтказувчанликка эга бўлган ҳолларда бўлади. Майдон йўналиши 2.1-расмнинг юқориги қисмидагидек бўлганда I ярим ўтказгичда электронлар ва II ярим ўтказгичда тешиклар контактнинг сиртига қараб силжийди ва электронлар I дан IIга ўтиб, тешикларни тўлдиради. Майдон йўналиши олдингига тескари бўлганда электронлар билан тешиклар контактнинг сиртидан ўзоқлашади ва электр ўтказувчанлик бузилади.



2.1-расм. Иккита ярим ўтказгич контактининг бир томонлама ўтказувчанлигини тушунтирувчи схема.

Ярим ўтказгичли диод деб ярим ўтказгичли кристалда n - p ўтишни ҳосил қилган икки соҳа чегараларига ток ўтказувчи симлардан тайёрланган чиккичлар эритиб ёки кавшарланиб уланган асбобга айтилади. Бир жисмли бўлмаган ярим ўтказгични кўрайлик. Бунда 2.2-расмда тасвирланганидек ярим ўтказгичнинг бир қисми эса тешик ўтказувчанликка « P » эга бўлади. Бунда турли ўтказувчанликка эга бўлган иккита оддий контакт эмас, балки бир бутун монокристал ҳақида гап кетаяпти. Унинг бир соҳаси акцепторли қўшимча билан, бошқа соҳаси эса донорли қўшимча билан

шик соҳалари оралигида доимо юпқа ўтказувчанлик ҳида хусусиятга эга. Бу юпқа қатлам электрон - p - n ўтказувчанлик дейилади.

қили ўтказувчанлик кўпчилиги ярим ўтказгичли қура элементи бўлиб, унинг хусусиятлари орқали ионал имкониятлари аниқланади. Шунинг учун p - n й қонуниятлар ва физик жараёнлар,

характеристикалари ҳамда ўтказувчанлик параметрлари билан танишиб чиқиш лозим. Диодларнинг ҳамма тури шунга, металл, сопол ёки махсус прессланган смоладан тайёрланган корпусга жойлаштирилади. *n-p* ўтишнинг тузилинига қараб ярим ўтказгичли диодлар нуктавий контактли ва ясси диодларга бўлинади.

Ярим ўтказгичли диодларнинг шартли белгилари 2.2-расмда кўрсатишган.



2.2-расм. Ярим ўтказгичли диоднинг структура схемаси.
а) тўғри уланиш; б) тескари уланиш

Диодларни белгилашиши олти элементдан иборат бўлади.

Биринчи элемент Г ёки 1 - германий

К ёки 2 - кремний

А ёки 3 - галий арсенид

Иккинчи элемент диоднинг типини кўрсатади.

Д—диодлар,

И—тунелли,

С—стабилитрон,

В—варикап,

А-ёруклик диодлари ва ҳоказо.

Учинчи сон, диоднинг хусусиятини аниқлайди.

Тўғрилагич диодларда 1 - кам. қувватли $I_{\text{тўр}}=0,3 \text{ A}$,

2 - ўрта қувват $I_{\text{тўр}} \leq 10 \text{ A}$,

4 - универсал иш частота 10^3 МГц .

Тунелли диодларда - 1 кучайтиргичли, 2 - генераторли.

Юқори частотали диодлар - 1 аралаштиргичли, 2 - детекторли, 7 - генераторли.

Стабилитрон - учинчи элемент қувватини билдиради. 4, 5 сон - диодларни ишлаб чиқариш тартибини билдиради (01 -99гача).

6 элемент - диодни турларини аниқлайди А, В, С

2.2. *p - n* ўтишнинг вольт-амперли характеристикаси

2.2-расмда ярим ўтказгичли диоднинг тўғри (а) ва (б) тескари уланиш схемалари тасвирланган. Чизмада штрихланган қисми қўшилган қатламни ташкил этади. Агарда *p*-ўтказувчанликка мусбат потенциал (2.2-расм, а) уланса, қўшилган қатлам тораяди ва аксинча манфий потенциал уланса (2.2-

расм, б) қўшилган қатлам кенгайди. Мусбат потенциал берилганда p - n ўтиш силжиши тўғри йўналишда бўлади, манфий кучланиш уланганда эса, тескари йўналишда бўлади. Тўғри йўналишда, силжиш кучланиши қийматигача, электронлар ва тешиklar учун силжиш потенциал барерни камайтиради, тескари уланганда эса, потенциал барерни кўпайтиради.

Агарда, қуйидаги $L_0 \ll L_D$, шарт ўринли бўлса, p - n ўтказувчанлик юққа дейлади; бу ерда L_0 – қўшилган қатламнинг кенглиги; L_D – диффузия силжишининг кенглиги, яъни тешик ёки электронни рекомбинацияга ча бўлган ўртача эркин ўтиш узунлиги.

Юққа p - n ўтиш учун токни қуйидаги ифодаси ўринли:

$$i = I_s (e^{qU_T} - 1), \quad (2.1)$$

бу ерда I_s – тўйиниш тескари токи;

u – ўтишдаги кучланиш;

q – коэффициент, германий учун 1, кремний учун эса 1+2;

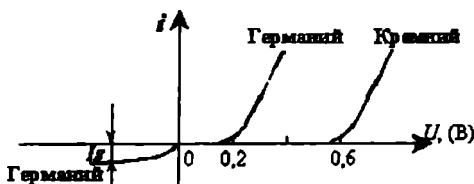
U_T – температура потенциали:

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

(q – электрон заряди; k – Болцман доимийси; T – абсалот температура). Уй температурасида ($T = 290^\circ K$) $U_T = 0,025 V$.

2.3-расмда германийли ва кремнийли ясси диоднинг волт-ампер характеристикаси тасвирланган. Ордината ўқдаги масштаб манфий ток қиймати учун бир неча баробар катталашиб кўрсатилган мусбат ток қийматига нисбатан.

Чизмадан кўринадикки, нисбатан кичик ток қийматида тескари ток I_s тўйиниш токига эга. Ушбу ток асосий бўлмаган ташувчилар ҳисобига содир бўлади: p -соҳада электронлар ва n -соҳада тешиklar бир соҳадан иккинчисига соҳа чегараси яқинида потенциал барер ҳосил қилишга сабаб бўлади. Тескари кучланишни оширилса, ток ошмайди, чунки вақт бирлигида асосий бўлмаган ташувчилар фақат температурага боғлиқ бўлиб, ташқаридан берилган кучланишга (агарда у катта бўлмаса) боғлиқ бўлмайди.



2.3-расм. Германийли ва кремнийли ясси диоднинг волт-ампер характеристикаси.

Чизмада катта масштабда тескари ток келтирилганлигига қарамай, кремний учун одатда 2-3 баробар германийнинг тескари токидан кичик бўлади, (чизмада келтирилмаган).

Диоднинг вольт-ампер характеристикаси нолдан ўтиб, германийли диодларда $0,1+0,2$ В, кремнийлида эса, $0,5+0,6$ В да сезиларли ток қийматиغا эга бўлади.

Тўғри токни ҳисоблашда формуладаги бир сонини эътиборга олмасам ҳам бўлади, яъни

$$i = I_s e^{u/U_T} \quad (2.3)$$

Дифференциал қаршилиги. Токни кучланиш u бўйича дифференциалласак, ҳамда U_T ни юқорида келтирилган формуласига қўйсак. Диодни дифференциал қаршилигини $0,1$ ларда, ўзгармас I токи учун миллиамперларда бўлса, қуйидагича бўлади:

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

бу ерда γ - коэффициент, одатда $=1+2$ бўлади; $U_T = 0,025$ мВ.

Ушбу формула, ярим ўтказгич материалнинг $0,1$ лик қаршилиги жуда кичик бўлганилиги учун ўринли бўлади. Масалан, кичик қувватли диодлар учун унинг дифференциал қаршилиги $1+2$ Ом бўлгунича ўринлидир. Диодларни катта тоқларида қаршиликларини аниқлашда, ўтказувчанлигига қўшимча $0,1$ лик қаршилик уланади. Дифференциал қаршиликни ўзгарувчан ток учун динамик қаршилик ҳам дейилади.

Диодни ўзгармас ток бўйича қаршилиги $R=ui$. Ўзгарувчан ток бўйича қаршилиги ўзгармас ток бўйича қаршилигига нисбатан бир неча баробар кичик бўлади.

Ясси диодлар билан бир қаторда радиоэлектроникада нуктавий ярим ўтказгичли диодлар кенг қўлланилади. Нуктавий диоднинг хусусиятидан бири майдон ўтишини периметрига нисбатининг кичиклиги ва ушбу майдоннинг чекланганлигидир.

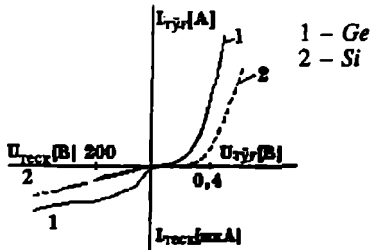
Нуктавий диодларда тескари ток, кучланиш ортиши билан деярли чизикли ўзгаради. Улар гўё ўтказувчанлик қаршилигига эга бўлиб, ўтишига параллел улангандек бўлади.

2.3. Паст частотали тўғрилагич диодлари

Улар турли тўғрилагич схемаларда ишлатилади. Бунинг учун қотишма ёки диффузион йўли билан олинган $n-p$ ўтишли германийли ва кремнийли диодлардан фойдаланилади. 2.4-расмда Ge ли Si ли диодларнинг вольт - ампер характеристикаси келтирилган.

Қуйидаги 2.5-расмда ясси тўғрилагичли диодларнинг вольт - ампер характеристикаси келтирилган.

Бундай диодларнинг асосий параметрларига қуйидагилар киради.



2.4-расм. Диоднинг волт-амперли характеристикаси.

Рухсат этилган максимал тескари кучланиш:

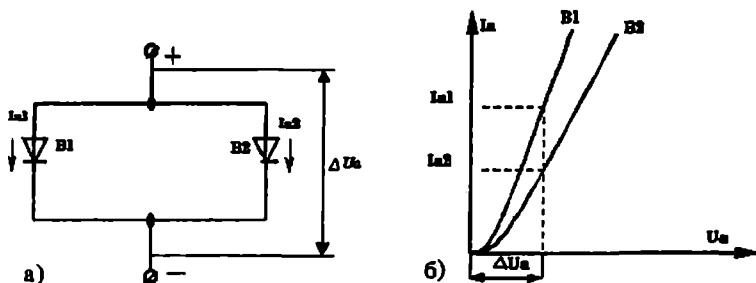
Ge: $U_{р.} = 100-400 \text{ В}$;

Si: $U_{р.} = 1000-1500 \text{ В}$.

Куйидаги ҳароратда ишлаши мумкин:

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

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



2.5-расм. Диодларни параллел улавиш схемаси ва уларнинг волт-амперли характеристикалари.

Параметрлари:

Давр ичидаги ўртача тўғри ток - $I_{ур.тўғр} \text{ [A]}$

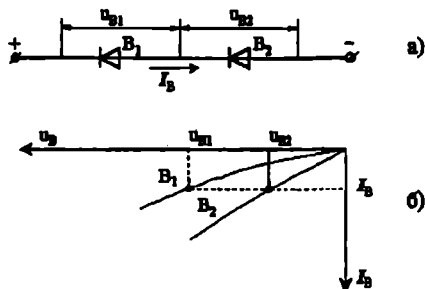
Ўртача тўғри кучланиш - $U_{ур.тўғр} \text{ [В]}$

Рухсат этилган максимал тескари кучланиш - $U_{теск} \text{ [В]}$

Ўзгармас тескари ток - $I_{теск} \text{ [мкА]}$

Рухсат берилган максимал тўғрилиниш ток - $I_{мак} \text{ [A]}$

Диодларни кувватлироқ ўзгартиргичларда ишлатиш учун бир нечта диодни улашимиз мумкин. Масалан, $I_{ур.тўғр}$ параметри бўйича ошириш учун диодлар параллел (2.5-расм) уланади. 2.5, а-расмда параллел улавиш схемаси ва 2.5, б-расмда вольт - ампер характеристикаси кўрсатилган.



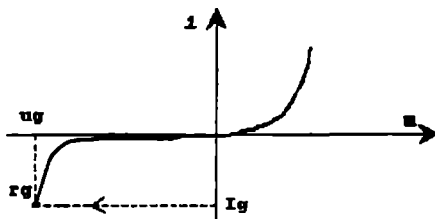
2.6-расм. Диодларни рухсат этилган максимал тескари кучланиш бўйича ошириш учун кетма-кет уланиш схемаси ва уларнинг вольт-амперли характеристикалари.

Рухсат этилган максимал тескари кучланиш $U_{\text{теск-рух.б.}}$ бўйича ошириш учун диодлар қуйидагича уланади. 2.6, а-расмда кетма-кет уланиш схемаси ва 2.6, в-вольт - ампер характеристикаси кўрсатилган.

Диод орқали ўтаётган тоқларни тенг тақсимлаш учун $R_{\text{қўш}}$ уланади ҳамда бу қўшимча қаршилик [Ом] да ўлчанади ва диодларни қаршилигини тенглайди.

2.4. Кремнийли стабилитрон

Стабилитрон. Кучланишни бир неча вольтдан бир неча ўн вольтли ва юзлаб вольтли кучланишларни стабиллаш учун тахминан 3+400В махсус кремнийли ясси диодлар стабилитрон деб аталмиш асбоб ёки таянч диоди ҳам деб аталади. Кучланишни стабиллаш учун диод характеристикасини тескари шохобчасидан фойдаланилади.



2.7-расм. Ярим ўтказгичли стабилитроннинг вольт-амперли характеристикаси.

Ярим ўтказгичли диодларда уч хилдаги тоқ ўтказиш бўлади: иссиқлик, тоқли ва зенерлик

Иссиқлик токи, тескари ток оқиш жараёнида иссиқлик ажралиб чиқиш ҳисобига содир бўладиган ток ўтказишдир. Кремнийли диодларда тескари ток кичик бўлганлигидан, камроқ иссиқлик ажралиб чиқади, шунинг учун тожли ва зерерли ток ўтказишга нисбатан каттароқ тоқларда иссиқликдан ток ўтказиш содир бўлади.

Тожли ток ўтказиш тезланиши токни, тезлик ва электронларни ташувчиси етарли микдорда энергияга эга бўлганида, улар атомлар билан урилганида ўтиш соҳасида валентли боғлиқлигини узиши, натижада эса, тожли янги электрон-тешиқли жуфтликни ортиши ҳамда тескари токни ортишига олиб келади.

Зерерли ток ўтказиш юқори майдон кучланиши 10^5 В/см бўлганида, валентли боғланган электронларни ажратиб олишга қодир ҳолатда бўлади.

Ярим ўтказувчан стабилитронларда зерерли ва тожли ток ўтказиш қўлланилиб, уларни чет эл адабиётларида кўпинча зерерли диодлар деб аташади.

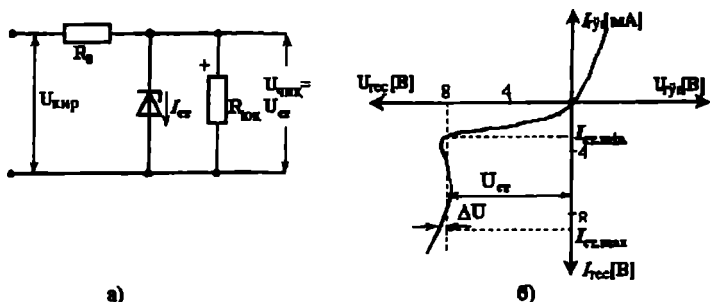
Температурани ўзгариши характеристикани чап ва ўнг томонига буришга олиб келади, яъни манфий кучланишни катта ёки кичик қийматига. Стабилизация кучланишининг коэффициенти абсолют ёки нисбий кучланиш ўзгариши температурани бир градусга ўзгаришида характерланади.

Тожли ток ўтказиш стабилитронларида кучланиш температура коэффициенти мусбат, зерерли ток ўтказиш стабилитронида эса – манфий.

Стабилитрон ёрдамида кучланишни стабиллаштириш схемасидан кўринадики, стабилловчи диод-стабилитрон тескари силжиш кучланишида ишлатилади.

Ўзгармас кучланишни стабиллаш ва чеклаш учун мўлжалланган ярим ўтказгичли диод стабилитрон дейилади. Уларни тайёрлашда $n - p$ ўтишларни қотиштириш ва диффузион усуллар билан олиш кенг қўлланилади. Стабилитрон $n-p$ тўсик зонада электрик ўпирилишига асосланиб ишлайдиган асбоб ҳисобланади.

2.8, а-расида уланиш схемаси ва 2.8, б-расида вольт-ампер характеристикаси кўрсатилган.



2.8-расм. Кремнийли стабилитроннинг уланиш схемаси (а) ва вольт-ампер характеристикаси (б).

Кремний германийга нисбатан юқори ҳароратта чидамли. Ток ўзгарганда кучланишни пасайиши ўзгармасдан қолади. Бу хусусият ўзгармас кучланишини стабиллаш учун ишлатилади.

Қуйидаги параметрларга эга:

$U_{ст}$ - стабилизация кучланиши;

$I_{стmax}, I_{стmin}$ - максимал ва минимал стабилизация токи;

P_{max} - максимал сочилиш қуввати.

Динамик қаршилик $Rg = \Delta U_{ст} / \Delta I_{ст}$.

Стабилизация кучланишининг ҳарорат коэффициенти

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

2.5. Юқори частотали диодлар

Юқори частотали диодларга: детекторли диодлар, модуланган сигналларни детекторлаш учун унинг таркибидан паст частотани ажратиб олиш учун мўлжалланган силжиш диоди, модуланган тебранишларни элтувчи частотага ажратиш учун мўлжалланган; модуляторли диодлар, юксак частота тебранишларини модуллаш учун мўлжалланган.

Ушбу ҳамма диодлар учун умумийси юксак частотада ишлашидир.

Агарда паст частотада диод занжиридаги ток электрон-тешик қаршилиги (R_n), ҳамда ярим ўтказгичнинг p ва n соҳаси (r_g) қаршиликлари билангина аниқланса, юксак частотада ишловчи диодларда барер ва диффузия сизимлари ҳам катта рол ўйнайди. Натижада, актив r_g қаршилиги ва сизимни таъсирида юксак частота диодида частота ортиши билан унинг тўғрилагичли эффекти деярли йўқолади. Юксак частота диодларини бир неча ўн гегогерца ҳам қўлланилади. Рухсат этилган тескари кучланиши бундай диодлар учун $3+5$ В дан ошмайди. Қуввати ҳам жуда кичик.

Волт-ампер характеристикасида, тескари шохобчасида, горизонтал қисми бўлмайди. Ток ўтказувчанлик режимига осойишта ўтади, чунки бу диодда структура бир жинсли эмас.

Юқори частотали диодлар - жуда кўп схемаларда ишлатилади: тўғрилагичларда, детекторларда ва ўзгартиргичларда ишчи частотаси 600 МГц гача бўлган сигналларни ишлашда ишлатилади. Юқори частотали диодлар германий ёки кремнийдан тайёрланган бўлиб, жуда кичик юзаларда $p-n$ ўтиш ҳосил қилинади. Шунинг учун ясси диодларга нисбатан тўғрилагичларда камроқ ишлатилади, чунки қуввати камроқдир. Бу диодлар радиожиҳозларнинг юқори частотали схемаларида ишлатилади.

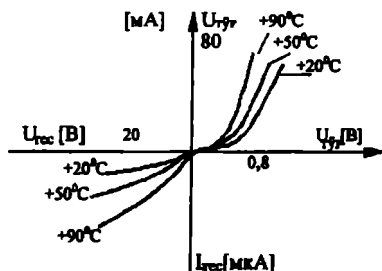
Юқори частотали диодларни ҳароратига боғлиқлигини кўрсатувчи вольт-ампер характеристикаси 2.9-расмда кўрсатилган.

Юқори частотали диодлар қуйидаги параметрларга эгалар:

- Тўғри ток - $I_{тўғри}$;

- Тўғри кучланиши пасайиши - $U_{тўғри}$;

- Тескари ток – $I_{\text{тескари}}$;
- Тескари максимал кучланиш – $U_{\text{тескари, макс}}$;
- Ўтиш сифатия – C_g ;
- Юқори ишчи частота – $f_{\text{мах}}$.



2.9-расм. Юқори частотали диодларни ҳароратига боғлиқлигини кўрсатувчи вольт-ампер ҳарактеристикаси.

2.6. Импульсли диодлар

Ярим ўтказгичли диодлар кенг кўламда қалит сифатида, яъни икки ҳолатда: «очик», асбобни қаршилиги жуда кичик ва «ёпиқ», қаршилиги жуда юқори ҳолатларда ишлатилади. Диодни бир ҳолатидан иккинчи ҳолатига ўтиши иложи борича кичик бўлиши лозим, чунки шу билан жиҳозларни тезкорлиги характерланади. Ушбу мақсад учун мўлжалланган диодларни импульсли ёки қалитли диодлар деб аталади.

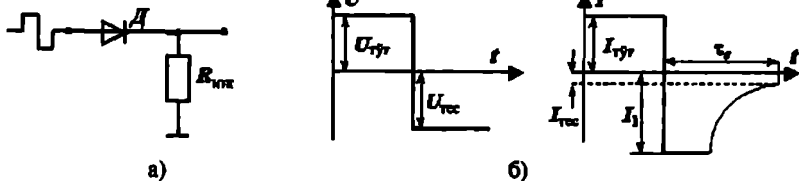
Бир ҳолатдан иккинчи ҳолатга ўтиш заряди. Бир ҳолатдан иккинчи ҳолатга ўтиш режимида заряд қиймати ҳам маълум аҳамиятга эга бўлади. Бу заряд базадан диодни ёпиқ ҳолатига ўтказиш учун хизмат қилиб, уни улаб-узиш заряди ҳам дейилади. Улаб-узиш заряди Q_n , йиғилган заряддан Q_n донино кичик бўлади, чунки у диоддан чиққунича бир қисм ташувчилар рекомбинацияланиб бўлади. Тескари токни тўғри токка нисбати катта бўлиши билан улаб-узиш зарядининг нисбати шунчалик катта Q_n/Q_n бўлади.

Импульсли диодлар тезкор импульсли схемаларда ишлатилади. Уланиш вақти 1мкс ёки бундан ҳам кам.

Импульсли диоднинг уланиш схемаси 2.10, а-расмда қуйидагича кўрсатилган.

Агарда диоддан тўғри ток оқайтганда тескари кучланиш берилса уни ёпиш учун, диод бирданига ёпилмайди.

Чунки, бирданига тескари ток I_1 катталikka ошади сўнгра секин аста камаяди ва турғун ҳолатга $I_{\text{теск}}$ ҳолатга қайтади.



2.10-расм. Импульси диоднинг улаиш схемаси.

Асосий параметрлари қуйдагилар:

$U_{\text{инт.тўғ}}$ - импульси тўғри кучланиш;

τ_m - тикланиш вақти;

Cg — диодни чиқишдаги сифимв;

$I_{\text{тўғр}}$ - тўғри ток;

$U_{\text{тўғр}}$ - тўғри кучланиш;

$I_{\text{теск}}$ - тескари ток;

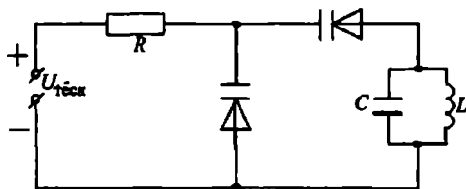
$U_{\text{теск}}$ - тескари кучланиш.

2.7. Варикап

Варикапда ўтказувчанлик сифими тескари кучланишга боғлиқ бўлади. Унинг улаиш схемаси 2.11-расмда тасвирланган. Варикапга тескари кучланиш юқори Ом ли ажратувчи R қаршилик орқали берилади. Тескари кучланиш $E_{\text{теск}}$ миқдорини ўзгартириб варикапни сифимини ўзгартириш мумкин. Одатда варикапга параллел қилиб LC – тебраниш контури уланади, унинг созланиши варикап орқали бажарилади.

Тебраниш контурини ўзгарувчан кучланишини варикапга таъсирини камайтириш учун варикап сифимига қарама-қарши кетма-кет бир хилдаги варикап уланади (2.11-расм)

Варикапга ўзгарувчан кучланиш тескари фазада келади, шунинг учун ушбу кучланиш ёрдамида варикап сифимини ΔC ўзгартириб, ΔC ўзаро компенсацияланади, натижада варикапнинг натижавий сифими ўзгармай қолади.



2.11-расм. Варикапнинг улаиш схемаси.

Варикапнинг сифати қуйидагилар орқали аниқланади:

– сизим ва тесқари кучланиш орқали бошқарилаётган мумкин бўлган сизим чегараси;

– сахийлиги ва частота оралиги;

– температурадан сизим стабиллиги ва сахийлиги.

Варикап сизими. Варикап сизимини қуйидаги формуладан аниқланади:

$$C = C_0 \left(1 + \frac{U_{\text{теск}}}{\varphi_x} \right)^{-\gamma} + C_s, \quad (2.5)$$

бу ерда C_s – варикап электродлари ва учлари орасидаги, берилган кучланишга боғлиқ бўлмаган, сизими.

Бошланғич сизими C_0 қуйидаги формуладан аниқланади:

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

Бошланғич сизими варикап ўтиш майдони Π га ва диод базасининг қўшимчаси концентрациясига N_d боғлиқ бўлиб, бир пикофарададан ўндан бир микрофарадагача бўлди.

Варикап характеристикасининг ўзгариши 2,5% дан камроқ бўлади.

Варикапнинг волт-фарада характеристикасининг тиклиги қуйидаги формуладан аниқланади,

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

Бу қиймат, $U_{\text{теск}}=0$ бўлганда максимал бўлади ва тесқари кучланиш ортиши билан, тиклик камаяди.

Варикапнинг сахийлиги. Варикапнинг эквивалент схемаси қуйидагича бўлади.

Варикапнинг сахийлиги Q деб реактив $P_{\text{реакт}}$ қувватини сарфланган $P_{\text{э.с}}$ қувватига нисбатига айтилади

$$Q = P_{\text{реакт}} / P_{\text{э.с}} \quad (2.6)$$

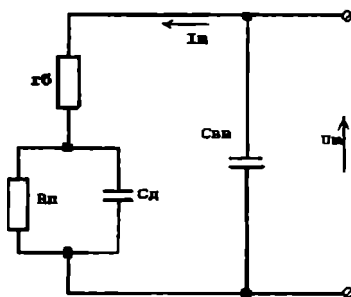
бу ерда $P_{\text{реакт}} = 1/2 \cdot \omega C_d U_m^2$.

Сарфланган қувват иккита ташкил этувчидан иборат бўлади: ток ўтказувчи элементлардаги энергия сарфи

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

p -л ўтишдаги энергия сарфи

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



2.12-расм. Варикапнинг эквивалент схемаси.

Бундан варикапнинг сахийлиги

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

Ушбу ифодадан кўринадики, варикапнинг сахийлиги унинг частотасига боғлиқ экан.

Паст частоталарда ифоданинг бир қисмини ҳисобга олмаса ҳам бўлади, натижада $Q_{пч} = \omega C_d R_p$ ҳосил қиламиз.

Юксак частоталарда эса қуйидагича бўлади:

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

Максимал сахийлик $\partial Q / \partial \omega = 0$ бўлганидаги частотага тўғри келади.

Дифференциаллаб, қуйидагини ҳосил қиламиз:

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

Амалда варикапнинг сахийлиги 100 дан кам бўлмайди.

Варикапнинг минимал ишчи частотаси қуйидагича бўлади

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

максимал ишчи частотаси эса, қуйидагича аниқланади

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

Варикап параметрларининг стабиллигининг температурага боғлиқлиги. Варикап сигўмига температуранинг таъсири, контактли потенциаллар айирмасига боғлиқ бўлади:

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

Умуман, бу унчалик катта эмас, температурани таъсири кўпроқ сахийликка таъсир этади. Температура ортиши билан, тескари ток экспоненциал ортади. Варикашнинг чегаравий ишчи температурася, германийлик учун $50+60^\circ \text{C}$, арсенид-галлийлик учун эса 150°C гача бўлади.

Варикашнинг қўлланилиши. Кучланиш ўзгариши билан варикап сизими ўзгаришидан фойдаланиб, юксақ частота тебраниш контурини сошлаш, гармоник тебраниш генераторларини частотасини бошқариш учун қўлланилади. Саноатда ушбу мақсадда қўллаш учун катта ассортиментдаги варикаплар ишлаб чиқарилади.

Тебранишларни параметрик кучайтириш ва элитувчи частотани ўзгартириш учун махсус турдаги варикаплар ишлаб чиқарилган. Бундай асбобни вариктор ёки параметрик диодлар ҳам дейилади.

2.8. Параметрик диодлар

Бу типдаги диодлар юқори частотали кучайтиргичларда ва генераторларда ишлатилади. Диодларни тайёрлаш учун солиштирма қаршилиги кам бўлган кристаллардан фойдаланилади. Бу ерда асосий бўлмаган заряд ташувчилар тезликда рекомбинациялашади ва p - n ўтказувчанликдаги сизим эса жуда кам бўлади.

Асосий параметрлари куйидагилар:

C_d - p - n ўтказувчанлик сизими;

R_n - ҳосил бўлаётган қаршилиқ;

τ - ўзгармас вақт;

$U_{\text{уп}}$ - ўпирилиш кучланиши;

$I_{\text{теск}}$ - тескари ток;

C_k - диодни корпусдаги сизим;

L_k - диодни индуктивлиги;

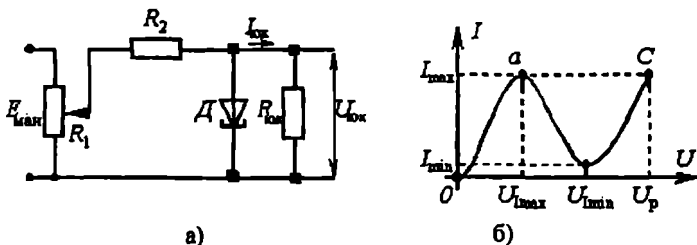
Рухсат берилган зўриқиш қуввати (P_{max}).

2.9. Тунелли диод

1958 йилда Япон олимпиа Есаки, p - n структурада жуда катта кўшимча концентрациясига эга бўлганда ($10^{19}+10^{20} \text{ см}^{-3}$), 2.13-расмда тасвирланганидек аномал характеристикага эга бўлишини аниқлади. Оддий диоддан фарқли, тунелли диодда нафақат тўғри токни, тескари токни ҳам яхши ўтказиб, тўғри шохобчасида камаювчи қисмга эга. Кўп миқдорда легирланган p - n структура, аномал характеристикага эга бўлиб, тунел эффектига эга бўлганлиги учун бундай диодларни тунелли диод дейилади.

Потенциал барер торайиши билан ва унинг баландлиги кичиклаши билан туннел ўтиш эҳтимоли ортади. Туннел ўтишда электрон энергияси сарфланмай амалга оширилади.

Оддий диодларда нисбатан кам легирланган қўшимча концентрацияси 10^{17} см^{-3} дан юқори бўлмаганда электрон-тешикли ўтиш қалинлиги нисбатан катта ва электронларни потенциал барердан туннел ўтиш эҳтимоли кам бўлади. Туннелли диодларда эса, қўшимча концентрацияси юқорилигидан ўтиш қалинлиги 0,01 мкм, яъни барер жуда ҳам тор бўлади.



2.13-расм. Туннелли диоднинг а) улаиш схемаси, б) ҳарактеристикаси.

Туннелли диодда манфий ўтказувчанлик қисми бўлганлиги учун бу асбобни генераторларда, тебраниш кучайтиргичларида, сигналларни ўзгартириш ва улаб узилда ишлатилади.

Туннелли диодни асосий хусусиятларидан: кам қувват сарфлаши, радиация турланишига турғунлиги, массаси ва ўлчамлари кичиклиги киради.

Туннелли диода p - n тўсик зонада тунел ходисаси содир бўлишига асосланиб ишлайдиган асбобга айтилади (2.13, а-расм). Диоднинг ҳарактеристикасида иш жараёнида манфий қаршилиқ пайдо бўлади. (а, в) (2.13, б расм).

Қолган диодлардан афзаллиги шундан иборатки, ишчи частотаси жуда юқори (10^{11} Гц). Диодни бир ҳолатдан иккинчи ҳолатга ўтиши оний тезликда бўлади $10^{-9} - 10^{-8} \text{ с}$.

Параметри:

I_{max} - максимал тўғри ток;

I_{min} - минимал ток;

U_{imax} - максимал токдаги кучланиш;

U_{imin} - минимал токдаги кучланиш;

C_g - диодни сифими.

Ишни турига қараб диодлар: кучайтиргичли, генераторли ва калит улаб-узгич сифатида ишлатиладиган диодларга бўлинади.

III. БИПОЛЯР ТРАНЗИСТОРЛАР

3.1. Транзисторнинг ишлаш принципи

Транзисторлар иккита электрон - қавак ўтказувчанликка эга бўлган электр ўзгартирувчи ярим ўтказгичли асбоб бўлиб, электрон схемаларда электр сигналларини кучайтириш учун, ҳар хил частотали электр сигналларини ҳосил қилиш учун ва электр сигналларини бир шаклдан иккинчи шаклга айлантириш учун ишлатилади.

Ҳозирги вақтда транзисторларнинг ҳар хил турлари мавжуд, улар қувватига қараб, ишчи частотасига қараб, тайёрланиш технологиясига қараб ва ишлаш принципига қараб ажралиб турадилар.

Қувват бўйича улар уч гуруҳга бўлинадилар:

Кам қувватли транзисторлар - 0,3 Вт гача;

Ўрта қувватли транзисторлар - 0,3 дан то 1,5 Вт гача;

Қувватли транзисторлар - 1,5 Вт дан юқори.

Ишчи частотаси бўйича:

Паст частотада ишловчи транзисторлар - (3 МГц гача);

Ўрта частотада ишловчи транзисторлар - (3 МГц дан то 30 МГц гача);

Юқори частотада ишловчи транзисторларга (300 МГц дан юқори)

бўлинадилар.

Транзисторлар электрон - қавак ўтказувчанликка қараб бир, икки, уч ва кўп ўтказувчанликка эга бўлган транзисторларга бўлинадилар.

Технологик ишлаб чиқариш жараёни бўйича қуйма транзисторлар, диффузион транзисторлар, кристалларни ўстириб ҳосил қилиш орқали ҳосил қилинадиган транзисторларга бўлинадилар.

Токни ҳосил қилувчи зарядларга қараб улар *p-n-p* типли (асосий заряд ташувчилар - қавақлар) ва *n-p-n* типли (асосий заряд ташувчилар - электронлар) транзисторларга бўлинадилар. қуйдаги 3.1-расмда *p-n-p* типли транзисторларни ишлаш принципи кўрсатилган.

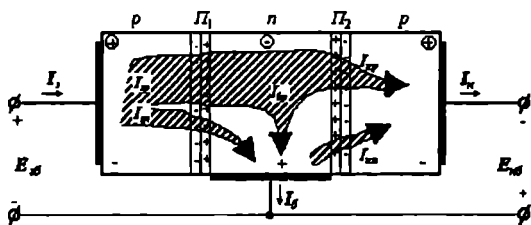
Транзисторнинг коллектор занжирига - $E_{\text{сб}}$ манба тескари уланади. Майдон кучланганлиги коллектор ўтказувчанлигида кучаяди, натижада асосий бўлмаган заряд ташувчиларининг ҳаракати натижасида кичик миқдор тескари ток базадан коллекторга қараб оқади. Бу токни иссиқлик токи дейилади, чунки бу ток иссиқликка боғлиқ бўлади ва $I_{\text{сб}}$ билан белгиланади.

Агарда кириш занжирига, яъни эмиттер ва база ораллигига $+E_{\text{сб}}$ манбани тўғри уланса майдон кучланганлиги эмиттер ўтказувчанлигида пасаяди ва натижада зарядларнинг ҳаракати тезлашади. Қавақлар эмиттер қатламидан база қатламига (асосий заряд ташувчилар), электронлар база қатламидан эмиттер қатламига (асосий бўлмаган заряд ташувчилар) ўтадилар ва қавақлар $I_{\text{ср}}$ токни электронлар $I_{\text{сн}}$ токни ҳосил қиладилар. Натижада эмиттер занжиринида тўғри ток ҳосил бўлади, бу токни эмиттер токи дейилади $I_{\text{с}} = I_{\text{ср}} + I_{\text{сн}}$.

Бунда $I_{sp} \gg I_{sn}$ чулки эмиттердаги асосий заряд ташувчиларнинг консентрацияси базадагиларга нисбатан куюкдир. Эмиттердан базага ўтган зарядлар диффузия натижасида коллектор майдони таъсирида тортиладилар ва коллектор қатламига ўтадилар, натижада коллектор қатламида асосий заряд ташувчиларнинг консентрацияси кўпаяди ва занжирнинг коллекторга ёпишган чегарасига етиб бориб занжирдан келаётган ($-E_{сн}$) электронлар орқали нейтранланади ва коллектор қатламида зарядларнинг қайта тикланиши содир бўлади, натижада электрон мувозанат ҳосил бўлади.

Эмиттер қатлаидан асосий заряд ташувчиларнинг базага ўтиши натижасида эмиттер қатламида каваклар камади бу эса кириш занжирининг манбаи $E_{сн}$ орқали тўлади ва эмиттер қатламида ҳам мувозанат ҳолати тикланади. Кўпчилик транзисторларда ток бўйича узатиш коэффициенти $\alpha = 0,92 \div 0,997$.

$$\begin{aligned} I_e &= I_{sp} + I_{sn} \\ I_x &= I_{sp} + I_{co} \\ I_b &= I_{sn} + I_{sp} + I_{co}. \end{aligned}$$



3.1-расм. *p-n-p* типли транзистор.

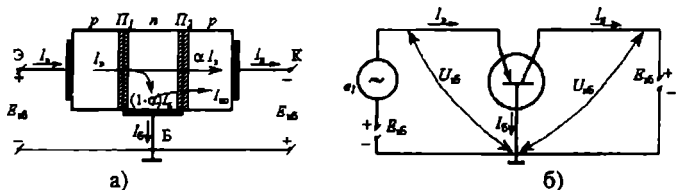
Кириш занжиридаги $E_{сн}$ манба электр майдони орқали электронлар эмиттерга ўтиб I_b токини ҳосил қиладилар, каваклар эса эмиттер токининг I_{sp} кавак ўтказувчанлиги ҳосил қилган қисмини ташкил қилади. Кавакларнинг қолган қисми эса *n-p* ўтказувчанликдан коллекторга ўтиб коллектор токини I_x ни ҳосил қилади. Шундай қилиб эмиттердан базага ва базадан коллекторга ўтган асосий заряд ташувчиларнинг маълум қисми база қатламида қолгани ва база токини ҳосил қилишда иштироқ этгани учун коллектор токи I_x эмиттер токидан бир озгина кичикроқ бўлади.

3.2. Транзисторнинг уч хил уланиш схемаси

Транзистор электродларининг қайси бири бошқалари учун умумий бўлишига қараб туриб учта уланиш схемасига эга:

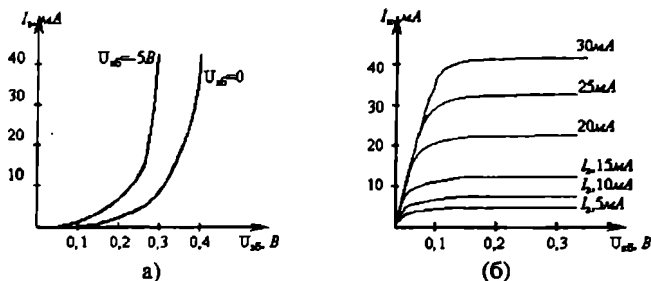
Умумий эмиттер уланиш схемаси (УЭ), умумий коллектор уланиш схемаси (УК) ва умумий база уланиш схемаси (УБ).

3.2-расмда умумий база уланиш схемаси кўрсатилган.



3.2-расм. Транзисторни умумий база уланиш схемаси.

3.3-расмда Транзисторнинг умумий база уланиш схемасидаги статик кириш (а) ва статик чиқиш (в) ҳарактеристикаси берилган.

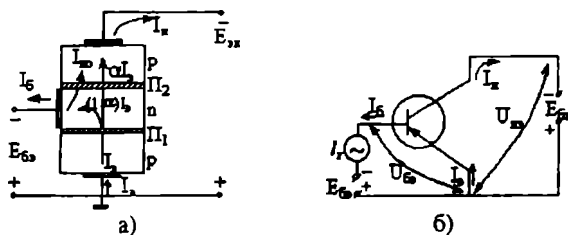


3.3-расм. Транзисторнинг умумий база уланиш схемаси: а) статик кириш ҳарактеристикаси; б) статик чиқиш ҳарактеристикаси.

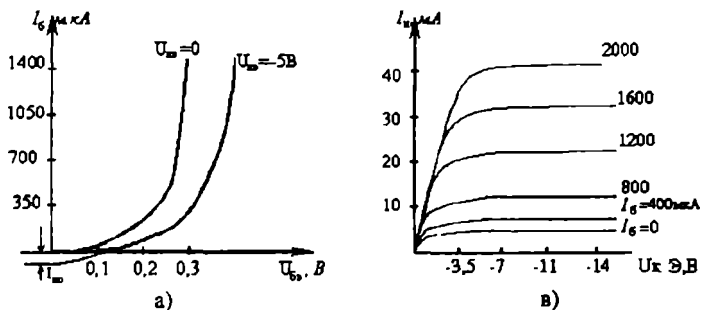
Умумий эмиттер уланиш схемаси 3.4, а ва в-расм энг кўп ишлатиладиган схемадир.

Бу схемада кириш токи $I_б$ токидир, чиқиш токи $I_к$ коллектор токидир. Кириш кучланиши $U_б$, чиқиш кучланиши $U_к$ дир.

3-расмда транзисторнинг умумий эмиттер уланиш схемаси учун статик кириш (а) ва статик чиқиш (б) ҳарактеристикаси берилган.



3.4-расм. Транзисторнинг умумий эмиттер уланиш схемаси.

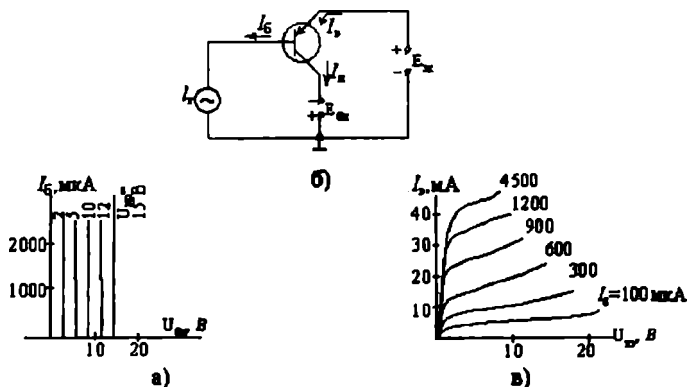


3.5-расм. Транзисторнинг умумий эмиттер уланиш схемаси.
а) статик кириш; б) статик чиқиш

Умумий эмиттер уланиш схемасида ток бўйича узатиш коэффициенти β куйидагича аниқланади.

$$\beta = \Delta I_C / \Delta I_B = \Delta I_C / (\Delta I_C - \Delta I_B) = \Delta I_C / \Delta I_C (1 / \alpha - 1) = 1 / (1 / \alpha - 1) = \alpha / (1 - \alpha) = 49. \quad (3.1)$$

Умумий коллектор уланиш схемасида (3.6-расм) коллектор чиқиш ва кириш занжири учун умумий ҳисобланади.



3.6-расм. Транзисторнинг умумий коллектор уланиш схемаси.
а) статик кириш; б) статик чиқиш.

Бу схемада база токи (I_B) - кириш токи эмиттер токи (I_E) - чиқиш токи ҳисобланади. Бу уланиш схемасида ток бўйича узатиш коэффициенти куйидагича

$$\Delta I_c / \Delta I_b = \Delta I_c / \Delta I_c - \Delta I_c = \beta + 1 \text{ тенг.} \quad (3.2)$$

3.6, а ва в-расмларда умумий коллектор уланиш схемасининг статик кириш (а) ва статик чиқиш (в) ҳарактеристикаси келтирилган.

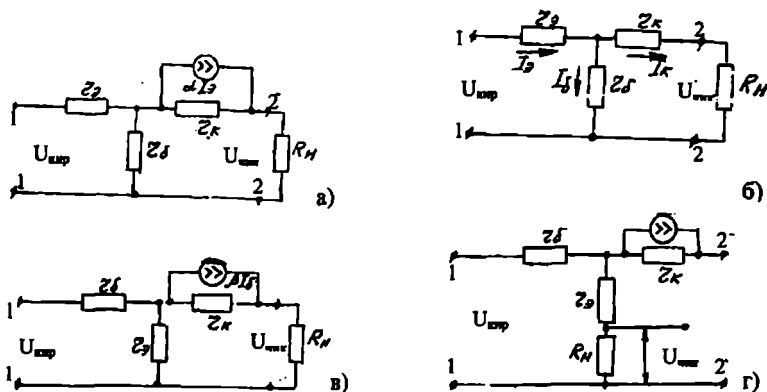
Маълумотномаларда умумий коллектор уланиш схемаси учун статик кириш ва статик чиқиш ҳарактеристикалари берилмаган, чунки бу схема кам қўлланилади.

Умуман транзисторнинг коллекторига ва эмиттерига манба кўтбларни улаишига қараб туриб тўртта ҳолатда ишлатиш мумкин.



3.7-расм. Транзисторни тўрт кўтбlilik ҳолати.

Транзисторларни бошқа схемалар таркибида ва улар билан бўлган алоқаларини аналитик ҳисоб қилиб олинганда транзисторларни эквивалент схемалар билан алмаштирилади.



3.8-расм. Транзисторни эквивалент схемаси.

- а) қўшимча генераторли; б) қўшимча генераторсиз умумий база улаиш; в) умумий эмиттер улаиш; г) умумий коллектор улаишлар.

Бунинг учун транзисторнинг қатламларини мос равишда қаршиликлар орқали белгиланади.

Яъни: $R_1 = 10, 20, \dots$ [Ом]

$R_2 = 100, 200, \dots$ [Ом]

$R_3 = 1000, 2000, \dots$ [Ом]

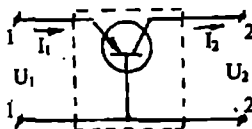
Бу улаиш схемалари кучайтириш ҳолатида ишлаганда қуйидаги кўрсаткичга эга бўладилар.

3.1-жадвал

Схема тури	Кучайтириш			Кириш қаршилиги [Ом]
	K_1	K_u	K_p	
УБ	1	1000	1000	бир нечтадан- ўнларгача
УЭ	10-100	100	10000	Юзлар
УК	10-100	1	100	ўн минггача

3.3. Транзистор - актив тўрткўтблик. h - параметрлари

Кириш ва чиқишида иккитадан қисқичлари бўлган электр сигналларини қувватини оширувчи қурилмага (фаол) актив тўрткўтблик дейилади. (3.9-расм).



3.9-расм. Актив тўрткўтблик.

U_1, U_2, I_1, I_2 бир - бирига боғланган катталиклар.

Статик ҳарактеристикадан бу катталиклардан иккитасини белгилаб қолган иккитасини шулар орқали топиш мумкин.

Масалан: U_2, I_1 ни ўзгарувчан аргумент десак U_2, I_1 қуйидагича ёзилади.

$$U_1 = f(I_1, U_2), \quad I_2 = f(I_1, U_2) \quad (3.3)$$

U_1, I_2 ни I_1 ва U_2 бўйича дифференциалласак қуйидагича тенглама оламыз

$$dU_1 = \partial U_1 / \partial I_1 \cdot \partial I_1 + \partial U_1 / \partial U_2 \cdot dU_2; \quad (3.4)$$

$$dI_2 = \partial I_2 / \partial I_1 \cdot \partial I_1 + \partial I_2 / \partial U_2 \cdot dU_2; \quad (3.5)$$

$$h_{11} = \partial U_1 / \partial I_1; \quad h_{21} = \partial I_2 / \partial I_1; \quad (3.6)$$

$$h_{12} = \partial U_1 / \partial U_2; \quad h_{22} = \partial I_2 / \partial U_2; \quad (3.7)$$

Бу тенгламага кирувчи $h_{11}, h_{21}, h_{12}, h_{22}$ коэффициентлар транзисторни h параметрлари дейилади.

Хусусан:

Кириш қаршилиги - $h_{11}=U_1/I_1$; $U_2=0$ бўлганда;

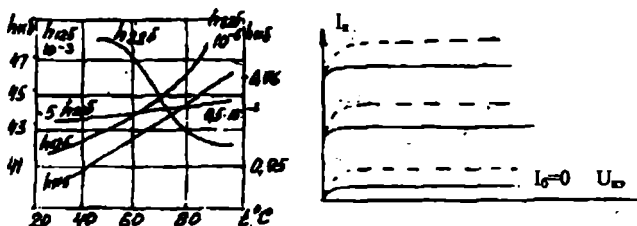
Тесқари боғланиш коэффициенти - $h_{12}=U_1/U_2$; $I_1=0$ бўлганда;

Ток бўйича кучайиш коэффициенти $h_{21}=U_2/U_1$; $U_2=0$ бўлганда;

Чиккиш ўтказувчанлиги $h_{22}=I_1/U_2$; $I_1=0$ бўлганда.

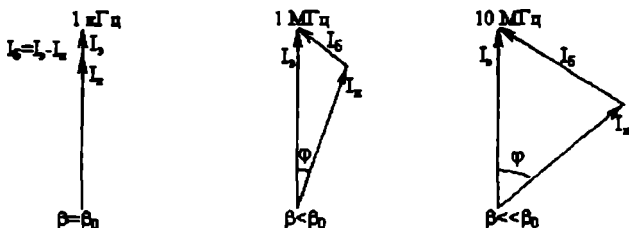
Транзисторнинг ҳароратга ва частотага нисбатан хусусияти.

Транзисторлар устида олиб борилган тажриба билан шуни кўрсатадими, транзисторни 20° то 60°C гача ўзгартирсак, унинг параметрлари қуйидагича ўзгаради.



3.10-расм. h - параметрларга ҳароратнинг таъсири.

3.10-расмда h - параметрларга ҳароратнинг таъсири кўрсатилган. Бунинг натижасида r_c икки мартаба камаяди, $r_e=15+20\%$ пасаяди, $r_s=15+20\%$ ошади. Ҳарорат γ ўзгаришлардан ташқари характеристикаларга таъсирини ўтказаяди, яъни характеристикалар ўз ўрнидан силжиди бу эса нормал ҳолатга бузулишига олиб келади. Шунинг учун ҳарорати баланд бўлган муҳитларда кремнийлик транзисторлар ишлатилади. Кремний карбидида тайёрланган транзисторлар $500^\circ - 600^\circ\text{C}$ ҳароратта ҳам чидайди.



3.11-расм. Вектор диаграммаси.

Частота хусусиятига транзисторнинг p -н ўтказувчанлигидаги сифимнинг таъсири сезиларлидир. Частота ошган сари сифим қаршилиги камаяди ва сифимнинг шунтловни хусусияти ошади.

Транзисторнинг иш ҳолатига асосан C_{α} сизгим зийн етказди, чунки $1/\omega C_{\alpha}$ қаршилик r_{α} қаршиликка нисбатан кам бўлади.

Транзисторнинг иш ҳолатини ёмонлаштирадиган сабаблардан иккинчиси бу коллектор тоқининг эмиттер тоқидан фаза бўйича орқада қолишидир. Бунинг сабаби эмиттердан база орқали коллекторга оқётган зарядларнинг ҳаракатини қаршиликка учраб сустлашишидир. Бу ҳодиса вектор диаграмма орқали кўрсатилган.

$\beta = \beta_0$ коэффициентини энг катта қиймати. Ток бўйича кучайтириш коэффициентини қуйидагича аниқлаш мумкин:

$$\alpha = \alpha_0 / (\sqrt{1 + f/f_{\alpha}})^2; \quad \beta = \beta_0 / (\sqrt{1 + f/f_{\beta}})^2; \quad (3.8)$$

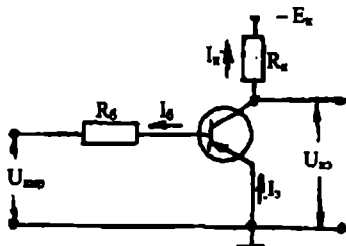
$\alpha_0, \beta_0 f_0$ - частотадаги ток бўйича кучайтириш коэффициенти.

f_{β}, f_{α} - умумий эмиттер ва умумий база схемасидаги транзисторларни частотавий чегараси.

Транзисторларни частотавий ямқониятини ошириш учун асосий бўлмаган заряд ташувчиларнинг базадан ўтиш тезлигини ошириш, база қатламини кенглигани камайтириш ҳамда коллектор сигналени камайтириш керак.

3.4. Транзисторни калит ҳолатида ишлатиш

Ҳозирги замон автоматикасида ва ҳисоблаш техникасининг асосий элементларидан бири реле ҳолатда ишлайдиган қурилмалардир. Уларнинг хусусияти шундан иборатки кириш сигнали берилганда қурилма бир ҳолатдан иккинчи ҳолатга бирдан ўтади. Элементларнинг бу хусусияти электр занжирларини ажратиш ёки улашда ишлатилади. Транзисторни контактсиз улайдиган ёки узадиган элемент сифатида ишлатиш мумкин. Бундай ҳолатда транзисторни ишлатишни калит ҳолатда ишлатиш дейилади. Бу ҳолат шундай ҳолатки транзистор даврий равишда очик ҳолатдан ёпиқ ҳолатга, ёпиқ ҳолатдан очик ҳолатга ўтади. қуйидаги схемада (3.12-расм) $p-n-p$ тишли транзисторнинг калит сифатида ишлатиш мумкинлиги кўрсатилган.



3.12-расм.

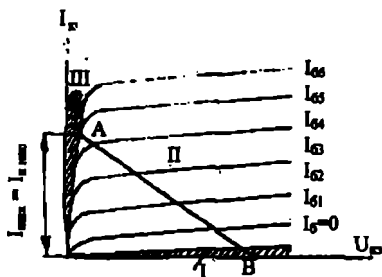
Транзисторнинг очик ҳолатида база кучланганлиги.

$U_{б,рул.ст} > U_э$; $U_{на.эм} = E_к - I_{к00} * R_{кк}$; $I_{к00}$ - тескари коллектор токи.

Одатдагича $I_{к00} * R_{кк} \ll E_к$.

Ёпиқ ҳолда $U_{на.эм} \approx E_к$ транзистор хоҳлаганча туриш мумкин.

Транзисторни базасига манфий потенциал бериб бу ҳолатдан бошқа ҳолатга ўтказиш мумкин. Транзисторни очип учун $p-n$ ўтказувчанликка тўғри кучланиш бериш керак, яъни тўйиниш ҳолати ҳосил қилинади. 3.13-расмда умумий эмиттер улаиш схемаси учун статик чиқиш ҳарактеристикаси берилган.

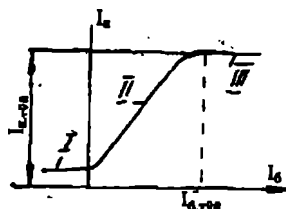


3.13-расм.

Ҳарактеристикада AB тўғри чизик орқали юк ҳарактеристикаси ўтказилган, яъни коллектор токи $U_к$ га боғлиқ бўлиб $E_к$ катталиги билан $R_{кк}$ қаршилиги катталиклари билан аниқланади ва бу ток база тожига боғлиқдир. Яъни база токи қанча катта бўлса коллектор токи шунча катта бўлади.

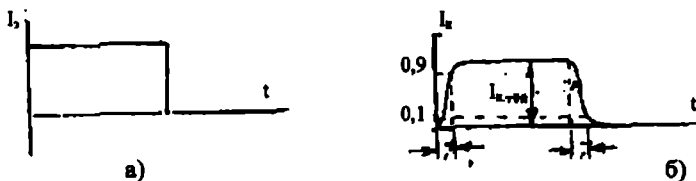
База токининг $I_{б,рул} = I_{б5}$ қийматида $I_{на.эм}$ қийматига эришади. Бу A нуқтага мос келади. База токининг кейинги ошиши коллектор тожига таъсирини ўтказмайди. Шунинг учун $I_{на.эм}$ тўйиниш токи $I_{на.эм}$ дейилади. 3.13-расмдан кўриниб турибдики A нуқтанинг яқинида эмиттер билан коллектор орасидаги кучланиш волга яқин бўлади.

3.14-расмда $I_к$ билан $I_б$ орасидаги боғланишни кўрсатувчи ҳарактеристика берилган.



3.14-расм.

Бу ҳарактеристикадан кўриниб турибди $I_x=f(I_0)$ транзисторнинг ёпик ва очик ҳолатида ҳарактеристика синади, яъни бу хусусият транзисторни очиб ёпувчи қурилмаларда ишлатишга имкон яратди.



3.15-расм.

Шуни қайд қилиш керакки, транзистор бир ҳолатдан иккинчи ҳолатга ўтганда ўтиш жараёни содир бўлади ва токнинг импульсли кўриниши бузилган шаклда бўлади. 3.15-расмда киришдаги импульсли сигналнинг шакли (I_b) ва коллектор токига таъсири кўрсатилган:

$$I_{c,avg} = E_c / R_{max} \quad (3.9)$$

Коллекторнинг тўйиниш токига мос равишда қуйидаги тўйиниш база токи тўғри келади.

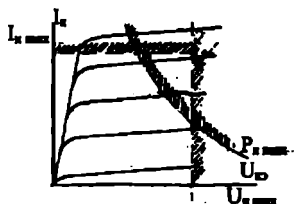
3.5. Транзисторнинг эксплуатацион параметрлари

Транзисторнинг асосий параметрларидан бири максимал рухсат этилган коллектордан чиқувчи қувват - P_{max} .

Транзистордан чиқаятган қувват, ҳар бир қатламдан чиқаятган қувватлар йиғиндисига тенгдир:

$$P = P_x + P_y = I_x U_{em} + I_y U_{em} \quad (3.10)$$

Яъни транзисторларда кучайтириш ҳолатида $I_x U_{em} < I_y U_{em}$. Шунинг учун $P = P_x \approx I_x U_{em}$.



3.16-расм.

Мудит ҳарорати ўзгарганда қуйидаги параметрлари ҳам ўзгаради:

– максимал рухсат берилган ток - $I_{c,max}$;

- максимал рухсат берилган кучланиш (U_{max} ёки U_{max});
 - частотавий чегара, қачонки α ва β 0,7 гача ўзгарган қийматида.
- Қуйидаги 3.16-расмда транзисторнинг ишчи области аниқланган.
3.2-жадвалда транзисторнинг параметрлари берилган.

3.2-жадвал

U_{max} [В]	P_{max} [Вт]	I_{max} [А]	$f_{\text{гр}}$ МГц	$C_{\text{к}}$ пФ	h_{119} [Ом]	h_{11}	h_{229} [Ом]
10-1000	0,1-60	0,01-12	0,05-300	1-1000	10-1000	20+200	$10^{-3}+10^{-7}$

3.6. Транзисторнинг кучайтириш хусусияти

Транзисторлар уланиш схемаларига қараб туриб электр сигналларини ҳар хил кучайтирадилар. 3.17-расмда энг содда кучайтириш схемалари *p-n-p* транзистор орқали ташкил қилинган (3.17, а-расмда умумий база уланиш схемаси, 3.17, б-расмда умумий эмиттер уланиш схемаси, 3.17, в-расмда умумий коллектор уланиш схемаси кўрсатилган).

Транзисторли кучайтиргичларнинг асосий кўрсаткичлари қуйидагича: ток бўйича кучайтириш коэффициенти

$$K_I = \Delta I_{\text{ксп}} / \Delta I_{\text{бп}}. \quad (3.10)$$

Кучланиш бўйича кучайтириш коэффициенти

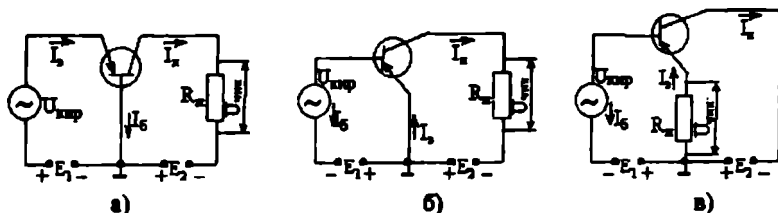
$$K_U = \Delta U_{\text{ксп}} / \Delta U_{\text{бп}}. \quad (3.11)$$

Қувват бўйича кучайтириш коэффициенти

$$K_P = K_I \cdot K_U. \quad (3.12)$$

Кириш қаршилиги

$$R_{\text{ксп}} = \Delta U_{\text{ксп}} / \Delta I_{\text{бп}}. \quad (3.13)$$



3.17-расм.

Кўрсатилган схемалар учун ток бўйича, кучланиш бўйича, қувват бўйича кучайтириш коэффициенти қуйидагича аниқланади.

Умумий база уланиш схемаси учун

$$K_{\text{э}} = \Delta I_{\text{э}} / \Delta I_{\text{б}} = \alpha; \quad (3.14)$$

$$K_{\text{эв}} = \Delta I_{\text{э}} \cdot R_{\text{эв}} / \Delta I_{\text{б}} \cdot R_{\text{эвб}} = \alpha \cdot R_{\text{эв}} / R_{\text{эвб}}; \quad (3.15)$$

$$K_{\text{эв}} = \alpha^2 R_{\text{эв}} / R_{\text{эвб}}. \quad (3.16)$$

Умумий эмиттер уланнш схемасн учун

$$K_{\text{э}} = \Delta I_{\text{э}} / \Delta I_{\text{б}} = \beta; \quad (3.17)$$

$$K_{\text{эв}} = \Delta I_{\text{э}} \cdot R_{\text{эв}} / \Delta I_{\text{б}} \cdot R_{\text{эвб}} = \beta \cdot R_{\text{эв}} / R_{\text{эвб}}; \quad (3.18)$$

$$K_{\text{эв}} = \beta^2 R_{\text{эв}} / R_{\text{эвб}}. \quad (3.19)$$

Умумий коллектор уланнш схемасн учун

$$K_{\text{э}} = \Delta I_{\text{э}} / \Delta I_{\text{б}} = \beta + 1; \quad (3.20)$$

$$K_{\text{эв}} = \Delta I_{\text{э}} \cdot R_{\text{эв}} / \Delta I_{\text{б}} \cdot R_{\text{эвб}} = (\beta + 1) \cdot R_{\text{эв}} / R_{\text{эвб}}; \quad (3.21)$$

$$K_{\text{эв}} = (\beta + 1)^2 \cdot R_{\text{эв}} / R_{\text{эвб}}. \quad (3.22)$$

Келтирилган ифодалардан кўришиб турибдики ток бўйича, кучланиш бўйича, қувват бўйича кучайтириш коэффициентни уланнш схемасига ҳамда слеманинг кириш ҳаршылтигига боғлиқ.

IV. ТҮРТ ҚАТЛАМЛИ ЯРИМ ЎТКАЗГИЧЛИ АСБОБЛАР

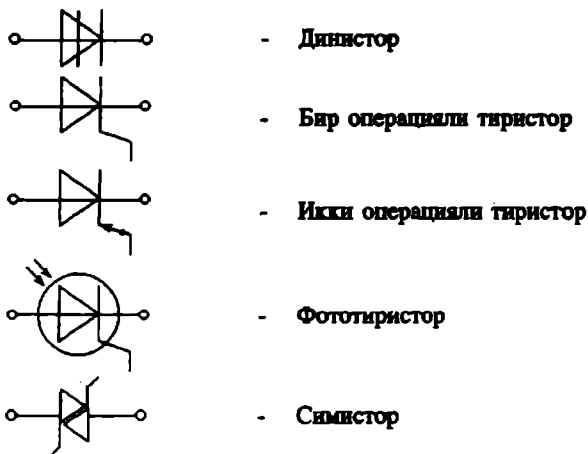
4.1. Тиристор

Тиристор деб тўрт қатламли ярим ўтказгичли асбобга айтилади. Уларда p ва n қатламлар навбатма навбат ёпиштирилган. Улар иккита турғун ҳолатда ишлайди: юқори ўтказувчанликка эга бўлган ҳолатда (тиристор очик) ва паст ўтказувчанликка (тиристор ёпик) эга бўлган ҳолатда ишлайди. Тиристорни ёпик ҳолатдан очик ҳолатга ўтиши учун қўшимча ташқаридан энергия бериш керак. Бундай энергияларга, электр энергияси (кучланиш ёки ток) ва ёруғлик энергияси киради.

Асосий турлари:

Дюодли – тиристор;

Триодли – тиристор.



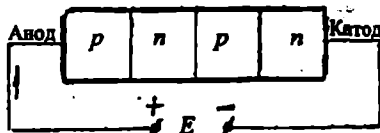
4.1-расм.

Триодли тиристорларда бошқариш уни бошқарувчи учинчи электроди орқали олиб борилади. Бу электродилар битта ёки иккита операцияли бажарувчи қилиб тайёрланади. Битта операцияли тиристорларда тиристорни очик, ҳолга келтириш учун тиристорга катодида нисбатан мусбат импульс берилади. I_g икки операцияли тиристорда тиристорни очик учун катодида нисбатан мусбат импульс- I_g , ёпиш учун манфий импульс+ I_g берилади. Икки тарафига электр токяни ўтказувчи асбобга симметри тиристор

(симистор) дейилади. Симистор иккита тиристорнинг вазифасини бажариб беради.

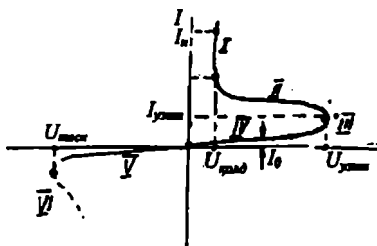
4.2. Диод – тиристор

4.2-расмда диод - тиристорнинг уланиш схемаси келтирилган.



4.2-расм. Диод - тиристорнинг уланиш схемаси.

Схемадан кўриниб турибдики ўртадаги p - n ўтказувчанлик (коллектор) - E манбанинг тескари кучланиш орқали тўсиққа учраб турибди. Аммо катта токда тўсиқ бирданига пасайиб кетади, натижада ўртадаги тўсиқ очилади ва асбобдаги кучланиш пасайиши пасаяди бу эса вольт-ампер характеристиканинг II қисмида қаршиликни манфий томонга ўзгарганлигини кўрсатади.



4.4-расм. Диод - тиристорнинг вольт - ампер характеристикаси.

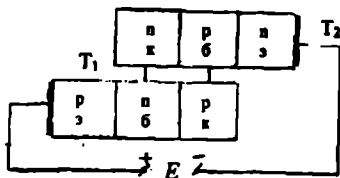
Бу характеристика қуйидаги соҳаларга бўлинади:

- I - кичкина мусбат қаршиликка эга бўлган соҳа.
- II - катта манфий қаршиликка эга бўлган соҳа.
- III - ўртадаги p - n ўтказувчанликни тешилишига мойил соҳа.
- IV - ўтказувчанликка эга бўлган соҳа.
- V - катта қаршиликка эга бўлган соҳа.
- VI - p - n ўтказувчанликни ўпирилиш соҳаси.

Тиристорнинг биринчи ҳолатида кичкина ток ва катта кучланишни пасайишига мос келади (IV соҳа). Тиристорнинг иккинчи ҳолатида кичкина кучланишни пасайиши ва катта токка тўғри келади. (I соҳа).

4.3. Триод – тиристорни, характеристикаси

Тиристорни яна ҳам ялшироқ тасаввур қилиш учун уни иккита $p-n-p$ ва $n-p-n$ транзисторларни қўшалок қилиб улаб қарашимиз мумкин. 4.3-расм.



4.3-расм. Триод – тиристорнинг уланиш схемаси.

Бу ерда, $I_{e2}=I_{x1}$ ва $I_{e1}=I_{x2}$

T_1 транзисторда эмиттер токининг (ΔI_{e1}) энг кўп миқдорга ошиши, коллектор токининг (ΔI_{x1}) ошишига олиб келади. Бу ток кўшни транзисторнинг базасига оқади, натижада

$$\Delta I_{x2} = \Delta I_{e2} \cdot \beta_2 = \Delta I_{x1} \cdot \beta_2 \quad (4.1)$$

$\beta_2 - T_2$ транзисторнинг ток бўйича кучайтириш коэффициенти

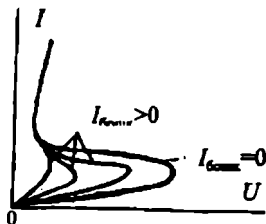
$$\Delta I_x^1 = \Delta I_{x2} \cdot \beta_1 = \Delta I_{x1} \cdot \beta_1 \cdot \beta_2 \quad (4.2)$$

$\beta_1 - T_1$ транзисторнинг ток бўйича кучайтириш коэффициенти. Шундай қилиб транзисторнинг токи биринчи бошланишида қуйидаги миқдорга ошади:

$$\Delta I_x^1 / \Delta I_x = \beta_1 \cdot \beta_2 \quad (4.3)$$

Кейинчалик иш жараёни давом этиб ток охиб кетаверади. 4.4-расмда диод - тиристорнинг вольт - ампер ҳарактеристикаси кўрсатилган.

4.5-расмда триод - тиристорнинг вольт - ампер ҳарактеристикаси келтирилган.



4.5-расм. Триод - тиристорнинг вольт - ампер ҳарактеристикаси

Тиристорнинг асосий параметрлари:

Уланиш кучланиши - $U_{улан}$;

Уланиш токи - $I_{улан}$;

Ўчиш токи - $I_{ўч}$;

Бошқариш токи - $I_{бошқ}$ - бу ток энг кам қийматида асбобнинг ёпик ҳолатидан очик ҳолатига ўтказади;

Оқова ток - I_o ;

Қолдиқ кучланиш - $U_{қол}$.

Тўғри максимал рухсат берилган кучланиш.

Тесқари максимал рухсат берилган кучланиш.

Уланиш вақти - $t_{улан}$. Тиристорни очик учун импулс берилган вақтдан то кучланиш бошланғич қийматидан 0,1 гача камайган вақтгача ҳисобланади.

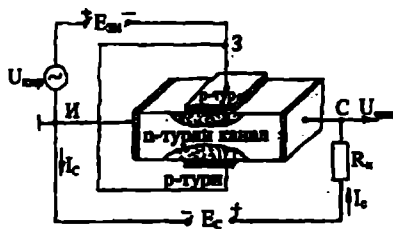
Ўчиш вақти - $t_{ўч}$. Бу шундай минимал вақтки, тиристорни очик ҳолатдан ёпик ҳолатга ўтказгандаги энг кам вақт.

V. МАЙДОН ТРАНЗИСТОРЛАРИ ВА УЛАРНИНГ ҚЎЛЛАНИЛИШИ

5.1. *p-n* ўтишли бошқарувчи майдон транзисторлари

Исток электродидан сток электродига электр майдон таъсирида канал орқали оқётган электр токни ҳосил қилувчи зарядлар ҳаракатини канални ён томонига (затвориغا) уланган электр майдон орқали бошқарадиган уч электродли ярим ўтказгичли асбобга айтилади. Майдон транзисторларида ишчи ток бир хил ишорали заряд ташувчилар орқали юзага келади. Шунинг учун улар униполяр транзисторлар деб ҳам номланади. Бундай транзисторларни ясалиши жиҳатидан икки хил бўлади: *n-p* ўтишли бошқарувчи майдонли транзисторлар ва затвори изоляция қилинган транзисторлар (МДП-ёки МОП транзисторлар). МДП - металл, диэлектрик ва ярим ўтказгич маъносини билдиради, МОП - металл, оксид, ярим ўтказгич маъносини билдиради.

5.1-расмда *p-n* турдаги транзисторнинг схематик кўриниши кўрсатилган.



5.1-расм. *p-n* турдаги майдон транзистори.

Ён томонидан электрон - кавак ўтказувчанлик билан чегараланган *n* ёки *p* турдаги юпка ярим ўтказгичли қатлам канал дейилади. Канали *p* ёки *n* транзисторларни ишлаш принципи ўхшаш бўлиб улар фақатгина уланган манбаларнинг ишораси билан фарқланадилар. Каналнинг узинаси бўйича бир томонига исток деган электрод ёпиштирилади ва иккинчи томонига сток электроди ёпиштирилади ва заряд ташувчилар бу икки электродга уланган E_m манба кучланганлиги бўлганда истокдан стокка қараб зарядлар оқди. Каналдан оқётган ток I_c эса, стокдан истокка қараб оқди. Бошқарув кучланиши эса затвор деб аталади. Каналдан оқётган токнинг катталиги U_m га, юк қаршилигига ва сток билан исток орасидаги пластинканинг қаршилигига боғлиқдир.

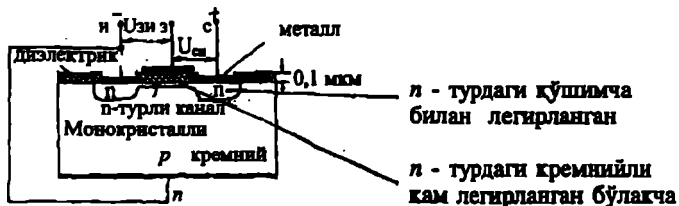
E_m манба затворда манфий потенциални ҳосил қилиб, затвор билан канал орасидаги *p-n* ўтказувчанликни қалинлаштиради ва зарядлар ўтаётган

каналдаги кенглик камаяди. Бу эса каналдан ўтаётган зарядларга исток билан сток орасидаги қаршиликнинг қўшимча қаршилик пайдо бўлганлигини кўрсатади. Бу сток токининг I_c камайишига олиб келади.

Агарда $E_{\text{ин}}$ билан кетма-кет кучайтирмоқчи бўлган сигнални уласак каналдан оқайтган I_c ток уланган сигналнинг қонуниятни бўйича ўзгаради ва I_c токи $R_{\text{ин}}$ дан ўтганда кучланишни пасайишни ҳосил қилади. Буни ўзгариши ҳам кучайтирмоқчи бўлган $U_{\text{ин}}$ сигнали қонуниятига мос тушади. Чиккишдаги кучланишни амплитудасини ошириш учун $R_{\text{ин}}$ ни танлаш керак бўлади.

5.2. МОП - транзистори

5.2-расмда затвори алоҳида бўлган транзисторларни схематик кўриниши келтирилган.



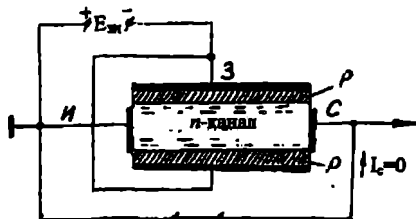
5.2-расм. МОП – транзистори.

Бундай транзисторларни кўпинча МОП ёки МДП транзисторлар деб аталади. Асбоб p турдаги пластинкали монокристал асосдан ташкил топган. Асос юзасига n - турдаги примесни суртилиши натижасида исток ва сток соҳаси учун қуюқ концентрацияли қатлам ҳосил қилинган. Сток билан исток орасидаги масофа 1 мкм. Бу масофада юққа n турдаги кремний қатлами ҳосил қилинган (канал). Затвор эса қалинлиги 0,1 мкм ли диэлектрик билан каналдан ажратилган. Диэлектрик сифатида кремний икки оксиди (SiO_2) ишлатилади. Затворга истокка нисбатан берилган кучланишнинг ишораси мусбат ва манфий бўлиши мумкин. Затвордаги кучланишга қараб туриб эса каналдаги зарядлар қуюқлашади (бойийди) ёки сийрақлашади (камбағаллашади). Масалан: истокка нисбатан затворга манфий потенциал берсак каналдан оқайтган зарядлар асосга қараб сурилади, натижада истокдан чикқан зарядлар стокка кам етиб келади ва сток токи кам ҳосил бўлади. Агар истокка нисбатан затворга мусбат потенциал берсак, каналдан оқайтган зарядлар концентрацияси асосга сурилмайди ва каналда зарядлар оқими қуюқлашади натижада I_c сток токи кўпаяди. Шундай қилиб затвори алоҳида бўлган транзистор фақатгина затворга манфий потенциал берганда

нишласдан балки затворга мусбат ва ноль потенциаллар берганда ҳам ишлайди.

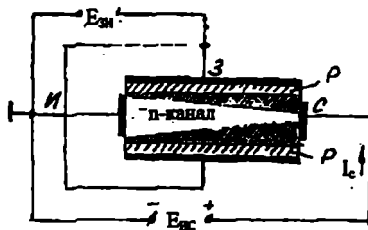
p - n турдаги майдон транзисторларида $E_{\text{зи}}$ кучланишини ўзгариши бутун канал бўйича ўтказувчанликни ўзгаришига олиб келади.

Аммо; $U_{\text{зи}}=0$; $U_{\text{зи}}<0$ бўлганда, $I_c=0$ бўлади (5.3-рasm)



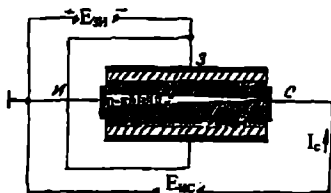
5.3-рasm.

$U_{\text{зи}}=0$; $U_{\text{зи}}>0$ бўлганда (5.4-рasm)



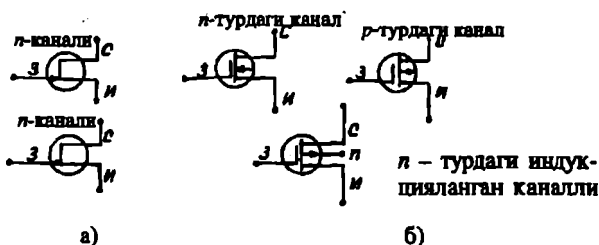
5.4-рasm.

$U_{\text{зи}}<0$; $U_{\text{зи}}>0$ бўлганда (5.5-рasm)



5.5-рasm.

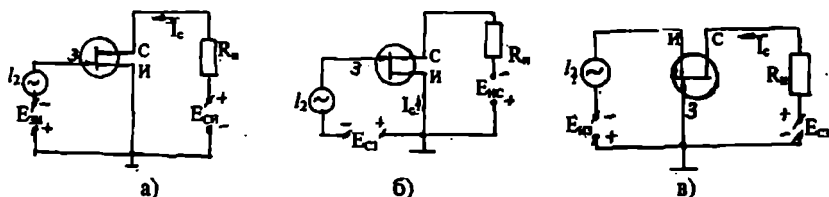
5.6, а-расмда p - n турдаги майдон транзисторининг шартли белгиси 5.6, б-расмда затвори алоҳида бўлган майдон транзисторининг шартли белгиси кўрсатилган.



5.6-расм. p - n турдаги майдон транзистори

5.3. p - n турдаги майдон транзисторининг улашиш схемаси, характеристикаси

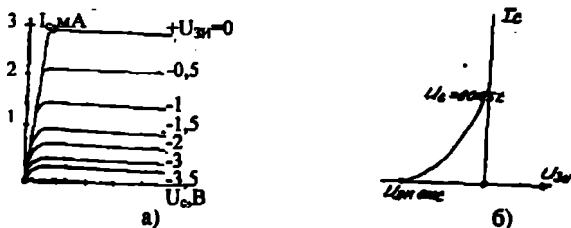
5.7, а, б, в-расмларда p - n турдаги майдон транзисторнинг улашиш схемаси кўрсатилган.



5.7-расм. p - n турдаги транзисторнинг улашиш схемаси.

5.8, а-расмда p - n турдаги майдон транзисторини вольт-ампер характеристикаси келтирилган.

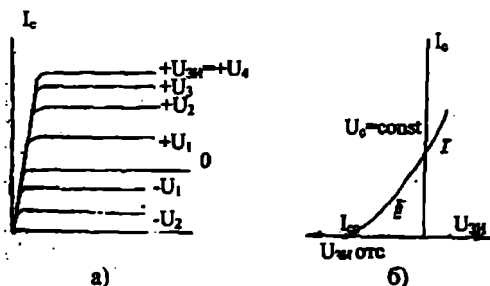
5.8, б-расмда эса сток-затвор характеристикаси келтирилган.



5.8-расм. *p-n* турдаги майдон транзистори.

а) вольт-амперли характеристикаси; б) сток-затвор характеристикаси

5.9, а-расмда затвори алоҳида бўлган майдон транзисторини вольт-ампер характеристикаси келтирилган. 5.9, б-расмда сток-затвор характеристикаси келтирилган.



5.9-расм. Затвори алоҳида бўлган майдон транзистори.

а) вольт-амперли характеристикаси; б) сток-затвор характеристикаси

Майдон транзисторининг асосий параметрлари:

Бурилиш характеристикаси

$$S = \Delta I_c / \Delta I_b; \quad U_c = \text{const} \quad (5.1)$$

Кесишиш кучланиши - $U_{\text{кеск}}$;

Кириш қаршилиги - $R_{\text{киш}}$;

Чиқиш қаршилиги - $R_{\text{чик}}$;

Максимал сток токи - $I_{\text{смак}}$;

Максимал сток кучланиши - $U_{\text{смак}}$;

Электродлар орасидаги сифим $C_{\text{кз}}$, $C_{\text{кб}}$, $C_{\text{кв}}$.

Майдон транзисторлари қуйидаги ютуқларга эга:

1. Кириш қаршилиги катта: *p-n* турдаги транзисторларда $10^6 + 10^9$ Ом гача, затвори алоҳида бўлган транзисторларда $10^{13} + 10^{15}$ Ом гача.

2. Майдон транзисторларида бир хил ишорали зарядлар ток ҳосил қилганлиги учун транзисторнинг ўзини ҳосил қилган шовқини кам.

3. Ташқи таъсирларга (ҳарорат, радиация, майдон) кам берилувчан.

4. Элементларнинг ихчамлиги уларни интеграл схемаларда қўллаш мумкинлигига олиб келади. p - n турдаги майдон транзистори $I_c=5\text{mA}$; $U_{\text{мк}}=50$ имкониятга эга бўлгани ҳозирда саноатда ишлаб чиқарилмоқда.

Уларнинг параметри қуйидагича:

$$U_{\text{мкв}}=0,8+10V;$$

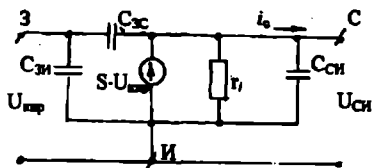
$$C_{\text{зи}}=C_{\text{си}}=6+20\text{пФ};$$

$$r_i=R_{\text{впр}}=0,02+0,5\text{мОм};$$

$$C_{\text{х}}=2+8\text{пФ};$$

$$S=0,3+0,7\text{МА/В}.$$

5.10-расмда майдон транзисторининг эквивалент схемаси келтирилган.



5.10-расм. Майдон транзисторининг эквивалент схемаси.

VI. АНАЛОГЛИ ЭЛЕКТРОН КУРИЛМАЛАР, КУЧАЙТИРГИЧЛАР

6.1. Аналог электрон қурилмаларнинг интеграл схемалардаги кўрсаткичлари

Интеграл схемалар-чизикли интеграл схемалар номи билан турли хил радиожиҳозларида сигналларни кучайтириш, сигналларга ишлов бериш ва ҳар хил частотали сигналлар ишлаб чиқариш учун ишлатилади. «Аналог электрон схемалар» термини схемаларни тўлиқ ўзига камрайдиган бўлиб, бу аналог-ҳисоблаш системаларини ўзлаштиришда кўпроқ ишлатилади.

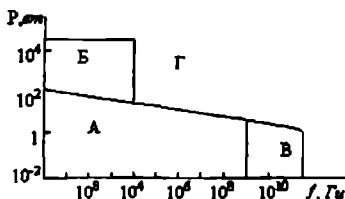
Радиоэлектрон жиҳозлари ихтисосчилари тўғридан тўғри ишлатиладиган блокни номи орқали белгилайдилар. Масалан: кучайтиргич, генератор, манба, чизикли ҳолат ва бошқалар. Шунинг учун «аналог электрон қурилмалари» билан «чизикли аналог электрон қурилмалари» бир хил маънони беради деб биламиз.

Чизикли интеграл схемалар ярим ўтказгичли асбобларни планар технология асосда тайёрланганлари базасида яратилаяпти.

Чизикли интеграл схемалар уч гуруҳга бўлинади: алоқа воситаларида ишлатиладиган ИС системаларни бажарувчи аъзоси билан электрон схемаларни боғлашда ишлатиладиган ИС ва иккиламчи манба сифатида ишлатиладиган ИС.

Бундан ташқари, бу гуруҳларга кирган ИС лар кўп функцияли ИС га, кенг нуҳхали ИС га ва кам нуҳхали (хусусий ҳолга мўлжалланган ИС) га бўлинади.

Кенг кўламда ишлаб чиқариладиган ИСлар битта ярим ўтказгич асосида ҳосил қилинади ёки бир нечта асосни бир-бирига ёпиштириб ҳосил қилинади. Бу гуруҳга кирувчи ИСдан бири операцион кучайтиргичдир. Ярим ўтказгичли ИСлар ишчи параметрларини аниқлиги камроқдир. Хусусий ҳолга мўлжалланган ИС гибрид-плёнкали технология асосида қисқа вақтда ҳосил қилинади.



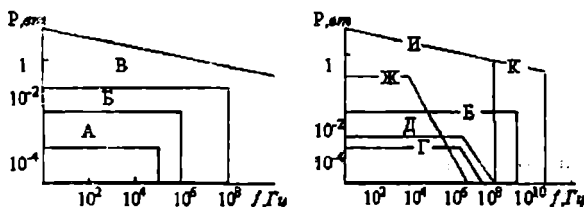
6.1-расм. Энергетик диаграммаси.

Интеграл схема деганимизда битта технология асосида бир неча элементларни бирлаштариб ҳосил қилган қурилмага айтилади. Кенг кўламда ишлаб чиқариладиган ИСлар планар технологияга асосланган.

Планар технология асосида ишлаб чиқилган диодлар, транзисторлар ва ИС ни катта жиҳозларда ишлатилиши қуйидаги 6.1-расмда энергетик диаграммасида кўрсатилган.

А-биполяр ва униполяр транзисторлар, тристорлар, В-жуда юқори частотали электрон қурилмалар. Г-вакуумли электрон-ион асбоблар ва индикаторлар.

А-областияни алоҳида олиб, шу соҳага кирувчи чизикли интеграл схемалар ва санокли интеграл схемаларнинг ўсишини кўрамиз. Бу 6.2, а, б-расмда санокли ва чизикли интеграл схема ишлатилиши орқали ёритилган.



6.2-расм. Энергетик диаграммаси.

- А - митти машинали интеграл санок схема;
- Б - ўрта тезликда ишловчи санок ИС;
- В - юқори тезликда ишловчи санок ИС;
- Г - биполяр ва униполяр транзисторлар орқали ҳосил қилинган ИС;
- Д - радиодиапазон частотали чизикли ИС;
- Ж - интеграл операцияли кучайтиргичлар;
- Е - гибрид ва плёнкали ИС;
- И - аппаратлар қисмларида ишлатиладиган чизикли ИС;
- К - юқори частотали интеграл қурилмаларда ишлатиладиган ИС.

Транзистордан тузилган чизикли ИС ишлатиш имконияти бўйича икки гуруҳга: кириш каскадларига ва чиқиш каскадларига (қувватли сигнал токи оқадиган) мўлжалланган ва қўлланиладиган чизикли ИС га бўлинади.

6.1-жадвалда транзистордан ташкил топган чизикли ИС параметрлари кўрсатилган.

6.1-жадвал

Интеграл транзисторлар параметри	Транзисторнинг тузилиши	
	Кириш каскади учун	Чиқиш каскади учун
Частота чегараси, ГГц	1	0,25
Тўйиниш қаршилиги, Ом	20	1
Асос-коллектор сигими, пФ	0,8	8
Коллектор-эмиттер тескари кучланиши, В	20	30
Коллектор-база сигими, пФ	0,4	6
Эмиттерни руҳсат этилган токи, мА	10	750
Транзисторнинг асос сатҳида эгаллаган юзаси, мм ²	60-90	450-500
Токнинг зичлиги, А/мм ²	2	3

6.2. Кремнийли асбобларни тайёрлаш технологияси

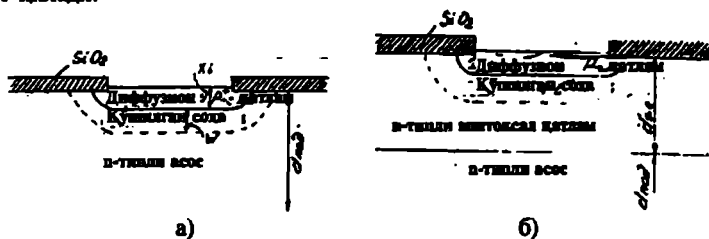
Диодлар, транзисторлар ва интеграл схемаларни кремнийдан тайёрлашда қуйидаги технологик жараёнларни бажариш керак:

1. диффузия (ва ионли лигерлаш);
2. оксидлаш;
3. фотометрография;
4. газ ҳолатида молекулаларнинг чўкиши натижасида қатлам ҳосил бўлиши;
5. метал қатламни ҳосил қилиши.

Қайд қилинган технологик жараёнларни бажаришга яроқли узлукли асбоблар (диодлар, транзисторлар) ва интеграл схемалар олишимиз мумкин.

Битта кремний пластинкасида юзлаб, минглаб узлукли элементлар ва интеграл схемалар ҳосил қилиш мумкин. Кремний пластинкасида алоҳида асбобларни ҳосил қилиш учун элементлар жойлаштирилган кристалл бўлақчаларга бўлинади, сўнгра қутчаларга жойлаб маҳкамланади. Кристаллни йиғишда икки мақсад ҳисобга олинади:

1. Кристаллни шундай мустаҳкам йиғиш керакки ташқи муҳитдан таъсирланмаслиги керак.
2. Кристаллни ҳоҳлаган нуқтасига керакли вақтда таъсир этиш қулай бўлиши керак. Пластинканинг материали сифатида кремний монокристалли хизмат қилади.



6.3-расм. а) планарли диод; б) планар эпитоксал диод.

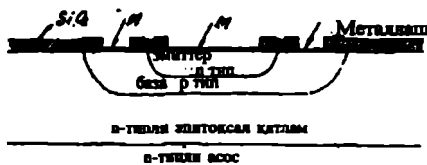
Кремний монокристаллини тайёрлаш қуйидагича амалга оширилади:

1. Кристаллни ўстириш ва лигерлаш.
2. Кристаллни силликлаш кесиб ва шунга ўлчаш ишлов бериш.
3. Қуйилган қўймани пластинка қилиб қирқиш.
4. Силликлаш ва кимёвий модда билан ишлов бериш.
5. Пластинкани ювиш.

Материалнинг тозалиги шундай бўлиши керакки 1 атом қўшимчага $5,0 \cdot 10^{22}$ атом кремнийники тўғри келиши керак.

Диодни, транзисторни ва бошқа ИС тайёрлашни алоҳида-алоҳида кўриб чиқамиз. 6.3, а-расмда планарли диод 6.3, б-расмда планар эпитоксал диоднинг (структураси) тузилиши келтирилган.

Эпитоксал пластинканинг материали бўлиб n/n^+ типли асос бўлиб солиштирма қаршилиги 0,005 Ом.см ($S_{\text{в}}$ билан лигерланган), эпитоксал қаршилиги 6-12 мкм эпитоксал қатламнинг қалинлиги 0,3-3,0 Ом.см бўлган пластинка хизмат қилади.



6.4-расм. $n-p-n$ типли планар эпитоксал транзисторнинг тузилиши.

Ярим ўтказгичли асбобларни тамғалаш. Ярим ўтказгичли асбоблар ҳарф ва рақамлар билан белгиланади. Биринчи элемент – ҳарф ёки рақам материал асосини билдиради:

Германий - Г ёки 1;

Кремний - К ёки 2;

Калий бирлашмаси А ёки 3.

Иккинчи элемент асбобнинг синфини билдиради:

Биполяр транзистор - Т;

Майдон транзистори - П;

Тўғрилагич диодлари - Д;

Жуда юқори частотали диодлар - А;

Варикашлар - В;

Тунелли ва ўзгартирилган диодлар - N;

Стабилитрон - С;

Динисторлар 10А гача - Н;

Тиристорлар 10А гача - У.

Учинчи элемент - 1 дан то 9 гача асбобнинг параметрлари чегарасини билдиради (қувват, частота, ток ва бошқалар).

Тўртинчи ва бешинчи элемент иккита саноқли сон 01 дан 99 гача яратиш ўрнини билдиради.

Олтинчи элемент - А дан Я гача технологик турини билдиради.

Мисол: ГТ 308 В - германийли транзистор, юқори частотали, кам қувватли 08-нчи бўлиб ишлаб чиқилган база токининг ток бўйича кучайтириш коэффициентини 50 - 120 гача.

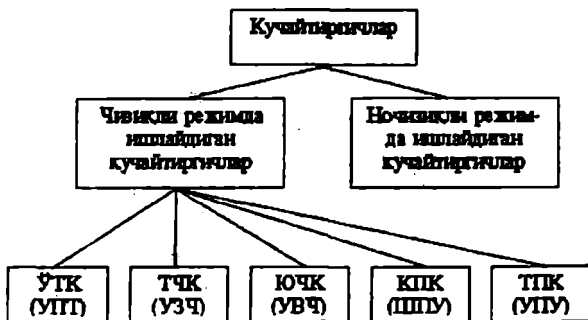
КД202Р - кремнийли тўғрилагич диоди, ўрта қувватли 02 нчи бўлиб ишлаб чиқилган, максимал рухсат берилган тесқари кучланиш 600 В.

6.3. Кучайтиргич синфлари, асосий техник кўрсаткичлари

Электрон асбобларнинг асосий вазифаларидан бири, бу электр сигналларини кучайтиришдан иборат. Бу вазифани бажариб берувчи қурилма

кучайтиргич дейилади. Кучайтиргич қурилмалари кенг соҳада қўлланилади. Улар турли хил электрон жиҳозларининг қисмларида яъни: автоматика ва телемеханика қурилмаларида ишлатилади, бошқарувчи ва бошқарилувчи системаларда, кузатувчи системаларда, соловчи системаларда, электрон ҳисоблаш машиналарда, текширувчи ва ўлчов асбобларда ишлатилади.

Кучайтиргичлар асосий белгиларига қараб қуйидагиларга бўлинадилар: кучайтирмоқчи бўлган сигналнинг ҳарактерига қараб (гармоник сигнал кучайтиргичлари, импульс сигнал кучайтиргичлари ва бошқалар) кучайтиргичда ишлатиладиган элементларга қараб (транзисторли ёки лампали); кучайтиргич каскадларининг сонига қараб; ишлатиладиган манбага қараб ва бошқалар. Аммо асосий белгиларидан бири бу ишлатилиши мумкин бўлган частота чегараси. Ҳамма кучайтиргичлар чизикли ва ночизикли ҳолатда ишловчи кучайтиргичларга бўлинадилар. Чизикли ҳолатда ишловчи кучайтиргичларга чиқиш сигналнинг шакли, кىриш сигналнинг шаклига ўхшаган сигнал олиш талаби қўйилади. Чизикли ҳолатда ишловчи кучайтиргичларнинг асосий кўрсаткичлари, амплитуда ҳарактеристикаси (АХ), амплитуда-частота ҳарактеристикаси (АЧХ), амплитуда-фаза ҳарактеристикаси (АФХ) дир.

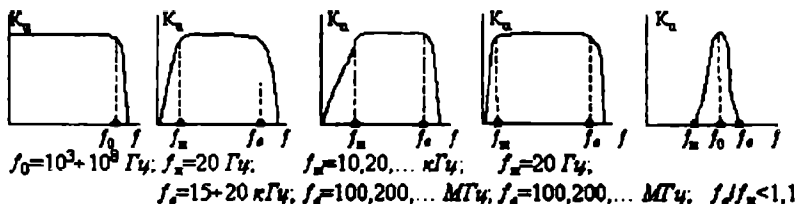


6.5-расм. Кучайтиргич синфлари.

АЧХ нинг хилига қараб улар қуйидагиларга бўлинадилар 6.5-расм: Ўзгармас ток кучайтиргичлари (ЎТК); Овоз частота кучайтиргичлари ёки паст частотали кучайтиргичлар (ОЧК); юқори частотали кучайтиргичлар (ЮЧК); кенг поласали кучайтиргичлар (КПК); тор поласали кучайтиргичлар (ТПК.)

ТП кучайтиргичлари фақатгина паст частотада эмас, юқори частоталарда ҳам ишлатилади. Юқори частоталарда филтёр сифатида ишлатилади, чунки керакли диапазондаги тўлқинларни ажратиб олиш учун ишлатилади. Шунинг учун бу кучайтиргичлар резонансли кучайтиргичлар дейилади. Ишлайтган вазифасига қараб кучайтиргичлар дастлабки каскадда ишловчи кучайтиргичларга ва чиқишда ишловчи кучайтиргичларга бўлинади. Дастлабки каскадда ишловчи кучайтиргичлар қучланишни

ошириш учун ишлатилса, чиқишда ишловчи кучайтиргичлар токни қувватни ошириш учун ишлатилади.



6.6-расм. Кучайтиргичларнинг амплитуда-частота характеристикалари.

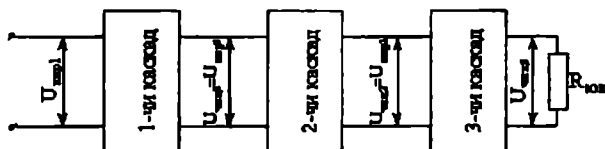
Кучайтиргичларнинг асосий техник кўрсаткичлари. Кучайтиргичларнинг асосий техник кўрсаткичларига қуйидагилар киради:

- кучайтириш коэффициенти (ток бўйича, кучланиш бўйича, қувват бўйича);
- кириш ва чиқиш қаршилиги;
- чиқиш қуввати;
- фойдали иш коэффициенти;
- номинал кириш кучланиши (сезгирлик);
- частота бўйича кучайтириш оралиги;
- амплитуда бўйича динамик диапазон;
- сигналларни бузилиши;
- частота, фаза ва ночизикли бузилиш.

Кучайтириш коэффициенти - чиқишдаги сигнал киришдаги сигналга нисбатан неча баробар кучайганини билдиради.

$$K_u = U_{\text{чиқ}} / U_{\text{кир}} \quad (6.1)$$

K_u - кучайтиргичларда бир неча юз мартабалаб ошади. Бу ҳам камлик қилса кучайтиргичлар кетма-кет қилиб уланади.



6.7-расм. Кучайтиргичларни кетма-кет улаш структура схемаси.

Каскадларнинг умумий кучайтириш коэффициенти ҳар-бир каскаднинг кучайтириш коэффициентлари кўпайтмасига тенг.

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

Ёки $K_{\text{эгр}} = U_{\text{эгр}} / U_{\text{вх}}$: K -ўлчовсиз катталиқ.

Яъни:

$$K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 = U_{\text{эгр}} / U_{\text{вх}} = U_{\text{эгр}} / U_{\text{вх}} \cdot U_{\text{эгр}} / U_{\text{вх}} \cdot U_{\text{эгр}} / U_{\text{вх}} = U_{\text{эгр}} / U_{\text{вх}};$$

Кучайтиргичларда кучайтиргичларни баҳолаш учун логарифм катталиқ киритилади. Логарифмнинг ўлчов бирлиги-децибел (дБ) дир.

Кучайтириш коэффициентини децибелда ифодаласак қуйидагича бўлади.

$$K_{\text{эгр}} = 20 \lg U_{\text{эгр}} / U_{\text{вх}} = 20 \lg K \quad (6.3)$$

Яъни

$$\begin{aligned} K_{\text{эгр}}(\text{дБ}) &= 20 \lg K_{\text{эгр}} \\ K_1(\text{дБ}) &= 20 \lg K_1 \\ K_2(\text{дБ}) &= 20 \lg K_2 \end{aligned} \quad (6.4)$$

Формулада $K_p(\text{дБ})$ да коэффициент 10 олинади, чунки сигнал қуввати сигнал кучланиши квадратига пропорционал дир.

Умумий кучайтириш коэффициенти $K_{\text{эгр}}(\text{дБ}) = K_1(\text{дБ}) + K_2(\text{дБ}) + \dots + K_n(\text{дБ})$.

Инсонларнинг эшитиши 1дБ овозни фарқлайди,

Яъни $K_{\text{эгр}} = U_2 / U_1 = 1,12$

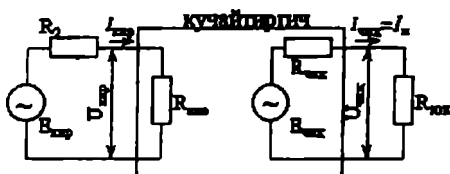
Бу формулани децибел бўйича ҳисобласак

яъни

$K_{\text{эгр}} = 10;$	$\lg 10 = 1;$	$K_{\text{эгр}}(\text{дБ}) = 20;$
$K_{\text{эгр}} = 100;$	$\lg 100 = 2;$	$K_{\text{эгр}}(\text{дБ}) = 40;$
$K_{\text{эгр}} = 1000;$	$\lg 1000 = 3;$	$K_{\text{эгр}}(\text{дБ}) = 60;$
$K_{\text{эгр}} = 100000;$	$\lg 100000 = 5;$	$K_{\text{эгр}}(\text{дБ}) = 100;$

Агарда кучланиш амплитудаси 100000 баробар ўзгарса, инсон овозини 100 та ўзгаришини сезади (энг паст ва энг юқори овоз инсон асабига тегади юқори овознинг катталиғи 140 дБ. дир).

Кучайтиргичнинг кириш ва чиқиш қаршилиғи. Кучайтиргични актив тўрт қутблиқ десак киришига кучайтирмоқчи бўлган сигнал берилади, чиқишидан эса кучайган сигнал олинади яъни чиқишига ток қаршилиғи уланади. 6.8-расмда кучайтиргични эквивалент схемаси кўрсатилган.



6.8-расм.

Кириш сигнаlining манбаи бўлиб $E_{\text{кв}}$ ҳисобланади, унинг ички қаршилиги R_2 дир. Чикшида $E_{\text{кв}}$ -кучланиш генератори сифатида берилган ($R_{\text{кв}}$ - ички қаршилик).

Кучайтиргични кириш қаршилиги

$$R_{\text{кв}} = U_{\text{кв}} / I_{\text{кв}}. \quad (6.5)$$

Кучайтиргични чиқиш қаршилиги

$$R_{\text{кв}} = U_{\text{кв}} / I_{\text{кв}}. \quad (6.6)$$

Манбаининг ички қаршилиги R_2 билан $R_{\text{кв}}$ орасида қуйидаги тафовутлар бўлиши мумкин, бу ҳолатда:

$R_{\text{кв}} \gg R_2$ сигнал манбаси салти ҳолатда ишлайди;

$R_{\text{кв}} \ll R_2$ сигнал манбаси қисқа туташтирилган ҳолатда бўлади;

$R_{\text{кв}} = R_2$ қаршиликлари мослашган ҳолатда дейилади.

Чиқиш занжири учун:

$R_{\text{кв}} \gg R_{\text{кв}}$ - салти иш ҳолати;

$R_{\text{кв}} \ll R_{\text{кв}}$ - қисқа туташган ҳолат;

$R_{\text{кв}} = R_{\text{кв}}$ - қаршиликлари мослашган ҳолат.

Чиқиш қуввати. Юк актив қаршилик кўринишида бўлса.

$$P_{\text{кв}} = U_{\text{кв}}^2 / R_{\text{кв}} = U_{\text{кв}}^2 m_{\text{кв}} / 2R_{\text{кв}} \quad (6.7)$$

Кучланишни $U_{\text{кв}}$, $U_{\text{кв}}$ - ҳақиқий ва амплитуда қийматлари. Чиқиш қуввати, бу фойдали қувват бўлиб юкда ҳосил бўлган қувватдир.

Фойдали иш коэффициенти. Бу кўрсаткич ўрта ва катта қувватли кучайтиргичларда асосий кўрсаткич ҳисобланади. Кучайтиргични Ф.И.К.

$$\eta = P_{\text{кв}} / P_0 * 100\% \quad (6.8)$$

P_0 - кучайтиргичнинг ҳамма элементларига иш давомида сарф бўлган қувват.

Номинал кириш кучланиши (сезгирлиги). Чикшида берилган қувватни ҳосил қиладиган номинал кириш кучланишига айтилади. Чикшида керакли қувватни ҳосил қиладиган номинал кириш кучланиши қанча кам бўлса сезгирлик шунча юқори бўлади.

Частота бўйича кучайтириш оралиғи. Бу шундай частота оралиғи, кучайтириш коэффициенти белгиланган техник кўрсаткичдан силжмайди.

Кучайтиргичнинг хусусий халақити.

Амплитуданинг динамик чегараси.

Кучайтиргичларда кучайтиргичлар ҳар хил сабабларга кўра ҳосил бўлади. Иссиқлик натижасида ҳосил бўладиган шовкин, кучайтиргичнинг элементларида ҳосил қиладиган шовқиндир.

3) Манба кучланишининг пулсланиши ҳамда тапқи мухитдан магнит ва электр майдон таъсирида ҳосил бўладиган шовқин.

Ҳарорат ошган сари занжирнинг қаршилиги ошади, натижада шовқин ҳам ошади.

Мухит ҳарорати $20^{\circ}-25^{\circ}\text{C}$ бўлганда шовқин натижасида ҳосил бўладиган кучланиш қуйдагича аниқланади.

$$U_{\text{ш}} \approx 0,13 \sqrt{(f_{\text{ма}} - f_{\text{мин}}) R} \quad (6.9)$$

$U_{\text{ш}}$ - шовқин кучланиши; $f_{\text{ма}}$, $f_{\text{мин}}$ ва пастки частота чегараси, кГц да; R занжирнинг актив қаршилиги.

Мисол, Агарда $f_{\text{ма}} = 10000$, $f_{\text{мин}} = 100$ Гц, $R = 300 \text{ Ом}$ бўлса, $U_{\text{ш}} \approx 0,27 \text{ мВ}$ бўлади.

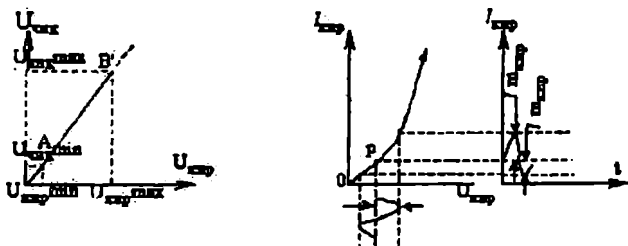
Динамик чегара деб, максимал кириш кучланишини минимал кириш кучланиши нисбатига айтилади, ва децибелда ўлчанади.

$$D_{\text{д}} = 20 \lg U_{\text{ма}} / U_{\text{мин}} \quad (6.10)$$

Кучайтиргичларда бузилиш. Кучайтиргичларда кириш сигнали кучайиши жараёнида бузилиш пайдо бўлади. Улар қуйдагилар: ночизиқли, частотавий ва фазавий.

Ночизиқли бузилишда чиқишдаги кучланишнинг шакли киришдаги кучланишга нисбатан ўзгаради. Бунинг сабаби занжирнинг ночикли хусусиятидир.

Бу бузилишни келтириб чиқарадиган сабаблар қуйдагилардир: занжирдаги элементларнинг ночизиқли характеристикаси, трансформатор, дросселнинг магнитланиши сабаб бўлади.



6.9-расм. Кучайтиргичнинг кириш ва чиқиш характеристикаси.

Ночизиқли бузилишнинг даражаси ночизиқли бузилиш коэффициенти орқали аниқланади (гармоника коэффициенти).

Фурье теоремасига асосан ҳар қандай носинусоидал сигнал синусоидал ва субгармоник сигналларни йиғиндисидан ташкил топади. Гармоник коэффициент қуйдагича аниқланади:

$$K_{\text{н}} = \sqrt{P_1 + P_2 + \dots + P_n} \quad (6.11)$$

$P_2+P_3+\dots+P_n$ - юкдаги субгармоник қувватларнинг йиғиндис.

P_1 - биринчи гармоник қувват.

Агар юк қаршилиги ҳамма гармоникалар учун бир хил таъсирга эга бўлса у вақтда гармоника коэффициентини қуйидагича аниқланади.

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

I_1, I_2, I_3, \dots ток бўйича ҳақиқий (ёки амплитуда) қийматлари, U_1, U_2, U_3, \dots қучланиш бўйича ҳақиқий (ёки амплитуда) қийматлари. Ночизиқли бузилиш коэффициенти фонда ифодаланади. Шунинг учун (6.11), (6.12) нинг натижасини 100 га кўпайтирилади.

Умумий ноқизиқли бузилиш коэффициенти қуйидагича аниқланади:

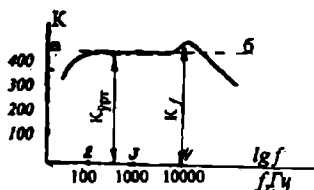
$$K_{\text{нечизиқли}} = K_{21} + K_{21}^2 + \dots + K_{2n} \quad (6.13)$$

$K_{12}, K_{22}, \dots, K_{n2}$ - ҳар бир каскадга тегишли ноқизиқли бузилиш коэффициенти.

Частотавий бузилиш. Ҳар хил частоталарда чиқиб сигналнинг частотаси кириш сигналнинг частотасидан фарқланади.

Бунинг ҳосил бўлиш сабаби, сизгм, элементларни кавшарлаш натижасида ҳосил бўлган сизгм ва бошқалар.

Частотавий бузилиш коэффициенти амплитуда-частота характеристикасидан аниқланади (6.10-расм).



6.10-расм. Кучайтиргичининг амплитуда-частота характеристикаси.

Бузилиш даражаси частотавий бузилиш коэффициенти M орқали аниқланади. M эса ўрта частотадаги кучайтириш коэффициентини $K_{\text{нч}}$; шу текшириладиган частотадаги кучайтириш коэффициентига $K_{\text{ч}}$ нисбати олинади:

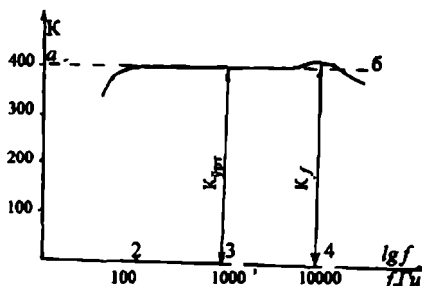
$$M = K_{\text{нч}} / K_{\text{ч}} \quad (6.14)$$

Частотавий бузилиш одатда АЧХ нинг четки чегара қисмида $f_{\text{мин}}$, $f_{\text{макс}}$ ҳосил бўлади ва частотавий бузилиш коэффициенти қуйидагича аниқланади:

$$M_{\text{мин}} = K_{\text{нч}} / K_{\text{мин}}; \quad M_{\text{макс}} = K_{\text{нч}} / K_{\text{макс}} \quad (6.15)$$

$K_{\text{мин}}$ ва $K_{\text{макс}}$ - паст ва юқори частоталардаги частотавий бузилиш коэффициенти.

Агарда $M > 1$ бўлса АЧХ да шу қидирилайётган частотада характеристика пасаяди, агарда $M < 1$ бўлса АЧХ да шу қидирилайётган частотада характеристика кўтарилади (6.10 расм).



6.11-расм. Амплитуда – частота характеристикаси.

Агар кучайтиргич кўп каскадли бўлса,

$M_{\text{умму}} = M_1 \cdot M_2 \cdot M_3 \dots M_n$. M ни децибел орқали ифдалаш қулайдир

Шунинг учун $M_{\text{дб}} = 20 \lg M$:

$$M_{\text{умму(дб)}} = M_{1\text{дб}} + M_{2\text{дб}} + \dots + M_{n\text{дб}}. \quad (6.16)$$

Фазавий бузилиш. Фазавий бузилишнинг фаза-частота характеристикасидан аниқланади. Бу бузилиш 6.12-расмда кириш сигнали билан чиқиш сигнали орасидаги фазалар фарқи билан частота орасидаги боғлиқлик орқали келтирилади.



6.12-расм. Фазалар фарқи билан частота орасидаги боғланиш.

Агарда фаза сурилиши частотага чизикли боғланган бўлса унда фаза бузилиши бўлмайди. 6.12-расмдаги характеристикадан кўриниб турибдики бўлиниб - бўлиниб чизилган характеристика назарий характеристика бўлиб, бузилиш бўлмаган ҳолатдаги характеристикадир. Сидирга чизик, билан чизилган характеристика эса амалий олинган характеристикадир. Амалий олинган характеристикадан кўриниб турибдики, паст частотада ва юқори частотада кириш сигнали билан чиқиш сигнали орасида фазалар фарқи мавжуд бўлади. Бу эса фаза бузилишига олиб келади. Частота кенглигининг ўрта қисмида эса фаза бузилиши содир бўлмайди.

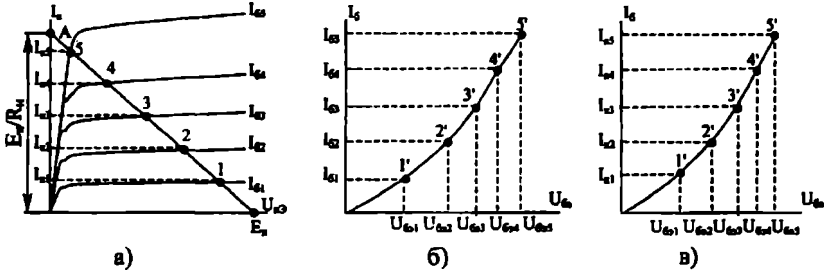
6.4. Кучайтиргич каскадларини иш ҳолатлари

Кучайтиргичларни схемаларини ўрганишдан олдин уларни иш ҳолатларини ўрганамиз.

Бунинг учун *n-p-n* транзисторни умумий эмиттер улавиш схемаси учун динамик ўтиш характеристикасидан фойдаланамиз, яъни $I_{\text{ч}} = f(U_{\text{к}})$:

Бу қуйидагича амалга оширилади.

1. Статик чиқиш характеристикасига $E_{\text{к}}$ ва $R_{\text{к}}$ белгиланади ва АВ юк характеристикаси ўтказилади. (6.13, а-расм)



6.13-расм. Транзисторнинг кириш ва чиқиш характеристикалари.

2. Динамик юк характеристикасини статик чиқиш характеристикаси билан кесишган нуқталари (1,2,3....) аниқланиб $I_{\text{с}}$ ва $I_{\text{к}}$ тоқлари топилади.

3. Топилган $I_{\text{с}}$ тоқини статик кириш характеристикасига кўчирилади, яъни $U_{\text{к}} = 5B$ бўлган ҳолда (6.13, б-расм)

4. Ҳар бир $I_{\text{с}}$ тоқига мос келган $U_{\text{к}}$ кучланиши топилади (6.13, б-расм)

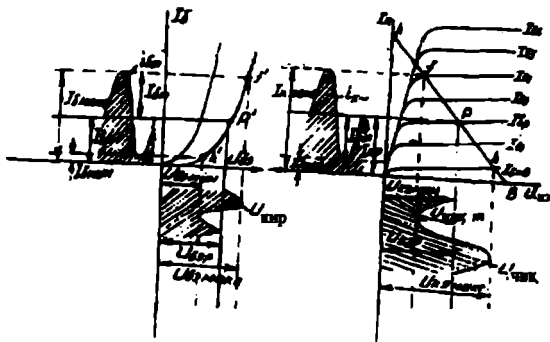
5. Ҳар бир $U_{\text{к}}$ кучланишига мос келадиган $I_{\text{к}}$ тоқини топилади ва $I_{\text{к}} = f(U_{\text{к}})$ характеристикаси тузилади. (6.13, в-расм)

Ишчи нуқтанинг динамик чиқиш характеристикасида жойланиш ўрнига қараб кучайтиргич А, В ва АВ ҳолатларда ишлайди.

Кучайтиргич А ҳолатда ишлаганда кириш сигнали ноль бўлиб, кириш занжирида ҳосил қилинган потенциал $E_{\text{к}}$ шундай бўлиши керакки, ишчи нуқта динамик характеристиканинг тўғри чизикли бўлагига, яъни ўртасида бўлиши керак (6.14-расм).

Киришдаги потенциал $U_{\text{к}}$ доим кучайтирмоқчи бўлган сигналдан (кириш сигналдан) катта ёки тенг бўлиши керак $U_{\text{к}} \geq U_{\text{к}}$ тинч ток эса $I_{\text{к}}$ ҳар доим $I_{\text{к}}$ дан катта бўлиши керак. Бу шартлар бажарилганда нозиклики бузилиш камаяди. Аммо бу ҳолатда кучайтиргичнинг фойдали иш коэффициентини кам бўлади. Чунки схемани ишлаши учун токнинг ўзгармас ташкил этувчиси иштирок этади.

Чиқишдан фойдали сигнал олиш учун эса токнинг ўзгарувчан ташкил этувчиси хизмат қилади.



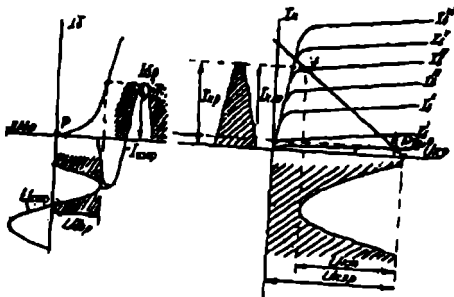
6.14-расм.

Шунинг учун бу ҳолатдаги фойдали иш коэффициенти 20 - 30% бўлади. Шунинг учун бу ҳолат кучайтиргични кириш каскадлари сифатида ишлатилишида маъқул топилади.

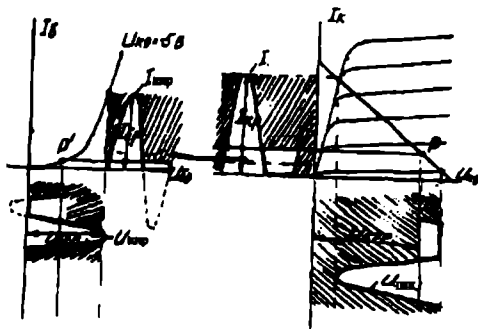
Кучайтиргич В ҳолатда ишлаганда (6.15-расм) ишчи нукта ҳолати шундай танланадiki, тинч ток нолга тенг бўлиши керак.

Киришга кучайтирмоқчи бўлган сигнални берилганда чиқишдаги ток кучлавининг ярим даврида оқади. Чиқишдаги токнинг шакли импульс кўринишида бўлади.

Кучайтиргич иккинчи ярим даврда эса кучайтирмайди, токни қарқади. Бу ҳолатда кучайтиргичнинг фойдали иш коэффициенти (60-70%) эга бўлади. Кучайтиргичнинг бу хусусияти уларни икки тактли кучайтиргичларда қўлланилишига асос бўлади. Яъни биринчи ярим даврда кучайтиргичнинг ярми ишлайди ва кириш сигнални кучайтиради. Бу вақтда кучайтиргичнинг иккинчи ярми ёпиқ ҳолатда бўлади.



6.15-расм.

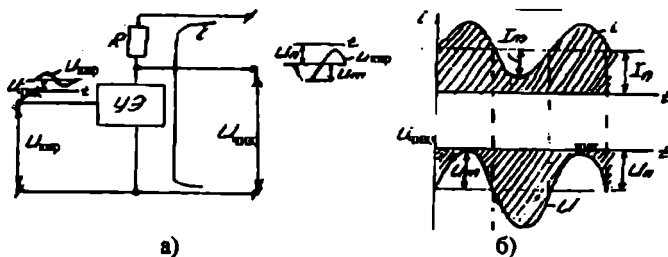


6.16-расм.

Иккинчи ярим даврда кучайтиргичнинг ишламай турган ярми ишлайди ва кейинги ярим даврли кириш сигнални кучайтиради. Бу вақтда кучайтиргичнинг биринчи ярми ёшиқ ҳолга ўтади ва кучайтирилмайди. Кучайтиргичнинг АВ ҳолати А ва В ҳолатлар оралиғида бўлади (6.16-расм).

6.5. Биполяр транзисторлардан тузилган кучайтиргичлар

Кучайтиргич каскадларини тузилиш занжири бир хил. Мавжуд каскадларнинг тузилишини қуйидаги мисолда кўриш мумкин (6.17, а-расм).



6.17-расм. Кучайтиргичнинг а) структура схемаси;
б) кириш ва чиқаш сигналлари.

Кучайтиргичнинг асосий элементларидан бири бошқарилувчи элементдир (БЭ). Бунинг функциясини биполяр ёки майдон транзистори бажаради. Бундач ташқари қаршилик R билан E кучайтиргичнинг чиқаш занжирини ташкил қилади. Кучайтиргичнинг киришига эса синусоидал гармоник сигнал $U_{\text{к}}$ берилади (6.17, б-расм). Чиқаш сигнали БЭ нинг чиқишидан ёки қаршилик R дан олинади. БЭ нинг қаршилиги ўзгарганда чиқишдан оқабган ток $I_{\text{к}}$ ҳам ўзгаради, яъни киришдаги кучланиш $U_{\text{к}}$ ўзгарганда. Кучайтиш принципи шунга асосланганки ўзгармас кучланиш $E$$

ўзгарувчан чиқиш кучланишига айланади, яъни $U_{\text{чир}}$ сигналининг конуни асосида ўзгаради. Чиқишдаги кучланиш шундай қараладики ўзгарувчан кучланиш ва ток ўзгармас кучланиш ва тоқларнинг йиғиндисига тенг бўлади, яъни ўзгарувчан ташкил этувчилар ўзгармас ташкил этувчиларга $I_{\text{чир}}, U_{\text{чир}}$ устма уст тушади.

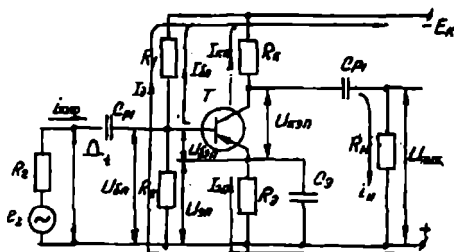
Булар орасидаги муносабат шундай бўлиши керакки ўзгарувчан ташкил этувчининг амплитуда қиймати ўзгармас ташкил этувчидан кичкина ёки тенг бўлиши керак. $I_{\text{чир}} \geq I_m$ ва $U_{\text{чир}} \geq U_m$. Агарда бу шарт ўринли бўлмаса чиқиш сигналининг шакли бузилади. Шундай қилиб чиқиш занжирида ўзгармас ташкил этувчи ток $I_{\text{чир}}$ ва кучланиш $U_{\text{чир}}$ ҳосил бўлиши шарт. Ўзгармас ташкил этувчилар эса чиқиш занжирида маълум потенциалли тинч ҳолатни ташкил қилади.

БЭ нинг киришига кучланиш берилса чиқишда ўзгарувчан ток ташкил этувчиси ҳосил бўлади, натижада БЭ нинг чиқишида ўзгарувчан кучланиш ташкил этувчиси ҳосил бўлади, бунинг катталиги эса кириш кучланишининг катталигидан катта бўлади. Транзисторларнинг уланишига қараб кучайтиргичларнинг кўрсаткичлари ҳар хил бўлади.

Кучайтиргичда аввал айтилганидек уч хил уланиш схемаси мавжуд. Умумий эмиттер (УЭ), умумий коллектор (УК), умумий база (УБ) уланиш схемаси мавжуд.

6.6. Кучайтиргичнинг умумий эмиттер уланиш схемаси

Схеманинг асосий элементларидан манба E_c , бошқарилувчи элемент - транзистор T , қолган элементлар ёрдамчи вазифани бажарадилар. Масалан: Сигим $C_{\text{а1}}, C_{\text{а2}}$ -ажратувчи сигим, $C_{\text{а1}}$ - токнинг ўзгармас ташкил этувчисини ўтказмайди, $C_{\text{а2}}$ - юкка ўзгармас ташкил этувчи кучланишни ўтказмайди, ўзгарувчан ташкил этувчини ўтказади.



6.18-расм. Кучайтиргичнинг умумий эмиттер уланиш схемаси.

R_1 ва R_2 занжирда тинч ҳолатни ҳосил қилиб берувчи қаршилиқлар. C_1 тескари боғланишнинг элементи бўлиб, ҳарорат ошганда занжирни тинч ҳолатига салбий таъсирини камайтиради. C_2 эса R_L қаршилиқни ўзгарувчан

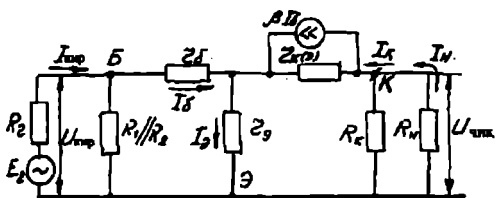
ток орқали шунтлайди, шу билан бир қаторда ўзгарувчан ташкил этувчининг манфий тескари боғланишни чеклайди.

Бу схемани кучайтиргичнинг умумий эмиттер улаиш схемаси дейишдан мақсад эмиттер электроди кириш ва чиқиш занжири учун умумийдир. Схеманинг ишлаш принципи қуйидагича: Каскаднинг чиқишида ва кириш занжирида ўзгармас потенциал ҳосил қилинади. Чиқишдаги ҳосил қилинган потенциалнинг катталиги киришдаги потенциалдан катта бўлади. Киришига кучайтирмоқчи бўлган сигнални берсак $U_{\text{кп}}$ базанинг ўзгарувчан ташкил этувчи токини ўзгартиради, бу эса таъсирини коллекторнинг ўзгарувчан ташкил этувчи токига таъсирини ўтказди ўз навбатида R_c қаршилиқдаги кучланишни пасайишини ўзгаришига таъсир этади. Бу ўзгариш эса коллектор чиқишдаги сизим S_{α_2} орқали юкка берилади.

Шундай қилиб чиқишда кириш сигналининг частотасига тенг бўлган аммо амплитудаси катта бўлган кучайтирилган сигнал фазалар фарқи 180° бўлган ҳолда олинади.

Каскаднинг параметрларидан ток бўйича кучайтириш коэффициенти – K_i , кучланиш бўйича кучайтириш коэффициенти – K_u , қувват бўйича кучайтириш коэффициенти K_p ва кириш қаршилиги $K_{\text{кп}}$, чиқиш қаршилиги $K_{\text{кч}}$. Бу параметрларни топишда ўзгарувчан ток орқали топилади. Буни аниқлаш учун транзисторни ва бутун схемани эквивалент схема орқали алмаштирилади.

Қуйидаги 6.19-расмда КУЭ улаиш эквивалент схемаси берилган



6.19-расм. Кучайтиргичнинг умумий эмиттер улаиш эквивалент схемаси.

Каскаднинг қаршилиги $R_{\text{кп}}$

$$R_{\text{кп}} = R_1 // R_2 // r_{\text{кп}} \quad (6.17)$$

$r_{\text{кп}}$ - транзисторнинг кириш қаршилиги

$$r_{\text{кп}} = r_{be} + (1 + \beta) r_3 \quad (6.18)$$

шарт $R_1 // R_2 \geq (2+5) r_{\text{кп}}$, берилганда
кириш қаршилиги $r_{\text{кп}} \approx 1 + 3 \text{кОм}$ ошмайди. Чиқиш қаршилиги $R_{\text{кч}}$

$$R_{\text{кч}} = R_c // r_{ce} \quad (6.19)$$

$r_{\text{вх}} \gg R_{\text{к}}$ чиқиш қаршилиги $R_{\text{к}}$ орқали аниқланади.

Ток бўйича кучайтириш коэффициентини.

$$K_i = \beta R_{\text{к}} / R_{\text{вх}} / R \quad (6.20)$$

Кучланиш бўйича кучайтириш коэффициентини K_u

$$K_u = i_{\text{к}} \cdot R_{\text{к}} / i_{\text{вх}} (R_{\text{к}} + R_{\text{вх}}) = K_i R_{\text{к}} / R_{\text{к}} + R_{\text{вх}} \quad (6.21)$$

Қувват бўйича кучайтириш коэффициентини K_p

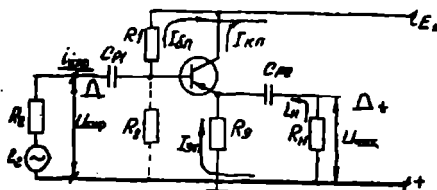
$$K_p = P_{\text{к}} / P_{\text{вх}} = K_u \cdot K_i \quad (6.22)$$

УЭ улаишидаги каскадда $K_p = (0,2+5) \cdot 10^3$ гача етади.

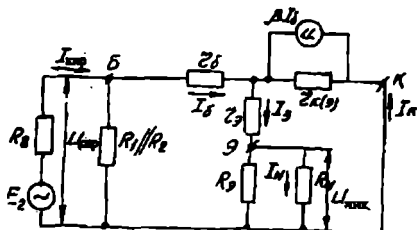
6.7. Кучайтиргични умумий коллектор улаиши схемаси (Эмиттер қайтаргич)

6.20-расмда кучайтиргичнинг умумий коллектор улаиши схемаси кўрсатилган.

Умумий коллектор улаиши дейилишига сабаб, коллектор занжири схеманинг кириш ва чиқиш занжирига умумий $R_{\text{к}}$ қаршилиқ КУЭ схемасидаги $R_{\text{к}}$ функциясини бажаради. Қолган элементлар эса КУЭ улаиши схемасидаги функцияларини бу ерда ҳам бажаради. 6.21-расмда КУК улаиши схемасининг эквивалент схемаси кўрсатилган.



6.20-расм. Кучайтиргичнинг умумий коллектор улаиши схемаси.



6.21-расм. Кучайтиргичнинг умумий коллектор улаиши эквивалент схемаси.

КУК уланиш схемасида кириш қаршилиги қуйидагича аниқланади.

$$R_{\text{кир}} = R_1 // R_2 // [(1 + \beta)(R_4 // R_{\text{эм}})] // r_{\text{э}}(s) \quad (6.23)$$

Қатта қаршиликли бўлувчи қаршилиқ танланганда каскаднинг кириш қаршилиги

$$\beta \approx 50 \text{ ва } R_1 // R_{\text{эм}} = 1 \text{ кОм}; \quad R_{\text{эм}} = 51 \text{ кОм}$$

Чиқиш қаршилиги $R_{\text{эм}}$

$$R_{\text{эм}} = R_4 // (r_{\text{э}} + r_{\text{с}} + R_1 // R_2 // 1 + \beta) \approx R_4 // r_{\text{э}} \quad \dots \dots \quad (6.24)$$

КУК уланиш схемасида чиқиш қаршилиги кам, яъни (10-50 Ом). Схеманинг бу хусусияти уни кам қаршиликки эга бўлган юкларда каскадларни ўзаро мослаштириш схемаларида ишлатилади.

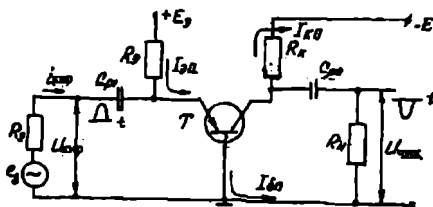
6.8. Кучайтиргичнинг умумий база уланиш схемаси

Кучайтиргичнинг умумий база уланиш схемаси 6.22-расмда кўрсатилган. Ундаги E_1 , R_1 , I_1 нинг токни ҳосил қилиш учун ишлатилади. Қолган элементларнинг вазифаси худди КУЭ уланиш схемасидаги элементларнинг вазифасига ўхшайди.

Каскаднинг кириш қаршилиги

$$R_{\text{кир}} = R_1 // [r_{\text{э}} + (1 - \alpha)r_{\text{с}}] \quad (6.25)$$

Кириш қаршилиги асосан $r_{\text{э}}$ га боғлиқ ва у 10-50 Ом тапқил қилади. Кириш қаршилиги кичиклиги унинг камчилиги ҳисобланади.



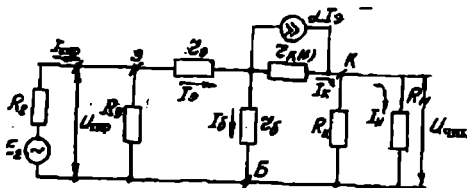
6.22-расм. Кучайтиргичнинг умумий база уланиш схемаси.

Кучайтиргич каскаднинг эквивалент схемаси қуйидаги 6.23-расмда кўрсатилган.

КУБ уланиш схемасининг чиқиш қаршилиги

$$R_{\text{эм}} = R_4 // r_{\text{э}}(s) \approx R_4 \quad (6.26)$$

Коллектор токнинг ўзгарувчан тапқил этувчиси $I_2 = \alpha I_1$. Эмиттер занжири ҳисоблангани учун ток бўйича кучайтириш $K_1 < 1$ кичик бўлади.



6.23-расм. Кучайтиргичнинг умумий база уланиш эквивалент схемаси.

Яъни:

$$K_p \approx \alpha R_L / R_{\Sigma} / R_{\Sigma} \quad (6.27)$$

Кучланиш бўйича кучайтириш коэффициенти K_u

$$K_u \approx \alpha R_L / R_{\Sigma} / R_E + R_{\Sigma} \quad (6.28)$$

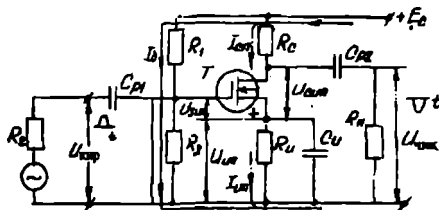
6.9. Майдон транзисторлари орқали ҳосил қилинган кучайтиргичлар

Майдон транзисторлари орқали кучайтиргичлар ҳосил қилиниши биполяр транзисторлар орқали ҳосил қилинган кучайтиргичларга ўхшайди. Уларнинг фарқи бошқаришда; майдон транзисторлари кучланиш орқали бошқарилса, биполяр транзисторлар ток орқали бажариларди.

Майдон транзисторлари худди биполяр транзисторлар сингари уч хил уланиш схемасига эга. Умумий исток уланиш орқали кучайтиргич ҳосил қилиш (УИ). Умумий сток (УС) уланиши орқали кучайтиргич ҳосил қилиш схемаси ва умумий затвор схемаси орқали кучайтиргич ҳосил қилиш схемаси.

Умумий затвор орқали ҳосил қилиш схемасида кириш қаршилиги кам бўлганлиги учун кам қўлланилади.

Умумий истоқли кучайтиргич. Бу схема 6.24-расмда кўрсатилган ҳосил қилинган кучайтиргич n -каналли МДП транзистор орқали ҳосил қилинади. Бу транзисторнинг каналида зарядлар сийраклашган ва қуюқ (бойиган) ҳолатда бўлганида ишлайди.



6.24-расм.

Кучайтиргич каскадининг асосий элементларидан манба $+E_c$, транзистор T ва қаршилик R_c юк эса ажратувчи сигим C_c орқали уланган. Қаршиликлар R_b, R_1, R_2 кириш занжирида U_{cm} - потенциални ҳосил қилиш учун (тинч ҳолатни) ҳосил қилиш учун хизмат қилади. R_c - қаршилик ўзгармас ток бўйича манфий тесқари боғланишни ҳосил қилади, ҳамда транзисторни иш ҳолатини стабиллаш учун ишлатилади.

C_c - сигим эса ўзгарувчан ток бўйича манфий тесқари боғланиш ҳосил қилиш учун ишлатилади. C_c - эса каскадни кириш сигнали билан боғлайди. Тинч ҳолатни майдон транзисторли кучайтиргичда ҳосил қилиш, худди аввалги биполяр транзисторли орқали ҳосил қилинган кучайтиргичга ўхшаган бўлади (6.25-расм).

Соқин ҳолатни танлаш

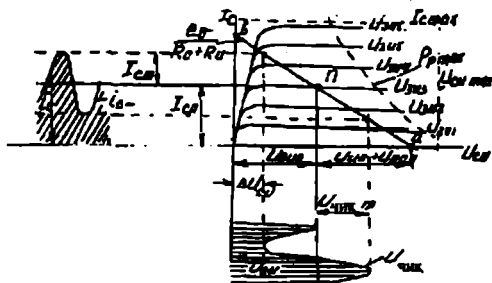
$$I_c > I_{cm} \quad U_{cm} > U_{cm} + \Delta U_{cm} \quad (6.29)$$

Соқин нукта ўзгармас ток бўйича ҳосил қилинган юк характеристикасида жойлашган бўлади, яъни а ва б нукталарни оралиғида а нукта учун, $I_c = 0$, $U_{cm} = +E_c$, б нукта учун, $U_{cm} = 0$, $I_c = E_c / (R_c + R_b)$.

Ўзгарувчан ток бўйича $R_{cm} = R_c / R_{cm}$.

Тинч сток токи I_c ва сток-исток кучланиши,

$U_{cm} = E_c - I_c (R_c + R_b)$

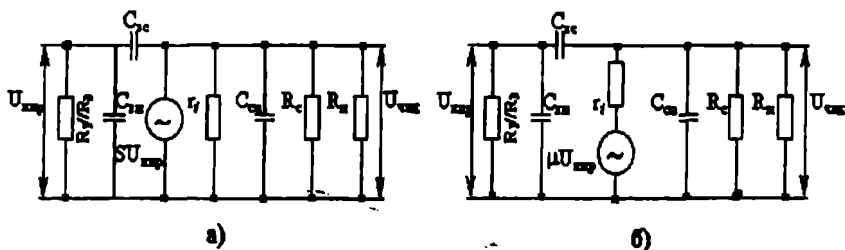


6.25-расм.

R_3 - қаршилик затвор потенциалини таъминлаш учун ишлатилади. R_3 қаршилик транзисторнинг кириш қаршилигидан бир неча марта кам олинади, яъни $R_3 = 1 + 2M\Omega$. Кучайтиргичнинг умумий исток схемаси учун қуйидагича эквивалент схема ҳосил қилинади 6.26, а-расм (ток манбаи билан) ва 6.36, б-расм (кучланиш манбаи билан).

Кучайтиргичнинг кўрсаткич параметрлари бўлиб, ток бўйича кучайтиргич коэффициенти K_i кучланиш бўйича кучайтиргич коэффициенти

K_v , қувват бўйича кучайтиргич коэффициентини K_v , кириш қаршилигини $R_{\text{кир}}$, чикиш қаршилигини $R_{\text{чик}}$ ва чикиш ва кириш сизими.



6.26-расм.

Кириш қаршилиги

$$R_{\text{кир}} = R_1 // R_2 \quad (6.30)$$

Чикиш қаршилиги

$$R_{\text{чик}} = R_n // r_2 \approx R_n \quad (6.31)$$

Кучланиш бўйича кучайтириш коэффициентини

$$K_v = \mu \cdot R_{\text{чик}} / r_1 + R_{\text{кир}} \quad (6.32)$$

μ - статик кучайтириш коэффициентини

$$S \cdot r_1 = \mu$$

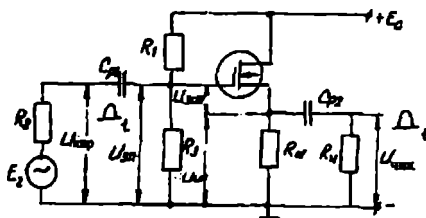
Каскаднинг кириш сизими

$$C_{\text{кир}} = C_{22} + (1 + K_v) \cdot C_{21} + C_{12}$$

Мисол тариқасида шуни кўрсатиш мумкин:

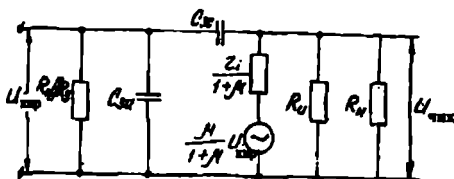
$$C_{21} = 10 \text{ пФ}, C_{22} = 2 \text{ нФ}, C_{12} = 2 \text{ пФ} \text{ ва } K_v = 50 \text{ кириш сизими } 114 \text{ нФ}.$$

Умумий токли кучайтиргич (истокли қайтаргич). Истокли қайтаргич умумий коллектор схемасига ўхшашдир. 6.27-расмда умумий токли кучайтиргични принципиал схемаси келтирилган.



6.27-расм.

R_1 , R_2 ва R_3 қаршиликлар транзисторнинг тинч ишчи ҳолатини ҳосил қилиш учун ишлатилади, худди умумий исток кучайтиргичига ўхшаб 6.28-расмда принципал схеманинг эквивалент кўриниши келтирилган.



6.28-расм.

Кириш қаршилиги $R_{вх} = R_1 // R_2$.

Затвор исток оралигидаги қаршилик ҳароратининг ўзгаришига таъсири кам, шунинг учун R_1 ва R_2 ларни катта қийматларини олиш мумкин.

УС кучайтиргичида кириш қаршилиги катта (бир неча мегаом), бу эса УИ кучайтиргичининг кириш қаршилигидан каттадир.

Чиқиш қаршилиги $R_{чх}$

$$R_{чх} = R_4 // (1 + \mu) // S \quad (6.33)$$

$S = \mu / Z_i$ - сток - затвор характеристиканинг бурилиш коэффициенти;

$R_{чх}$ - эса умумий исток схемасига нисбатан кам, яъни 100-30000 ом ни ташкил қилади.

Кучланиш бўйича кучайтириш коэффициенти

$$K_v = S \cdot R_{чх} / (1 + S \cdot R_{вх}) \quad (6.34)$$

S ва $R_{чх}$ ҳисобга олиб K_v ни ўлчайдиган бўлсак, $K_v \rightarrow 1$ интилади.

Шунинг учун умумий стокли кучайтиргич S - буралиш катта бўлган транзисторларни ишлатиш мақсадга мувофиқдир. Ўзгармас ток бўйича R_3 ни ҳисобланади, ўзгарувчан ток бўйича эса қуйидагича бўлади

$$R_{чх} = R_4 // R_{чх} \quad (6.35)$$

Исток қайтаргичидаги кириш сизими умумий стоқдагидан камдир. Сигналлардаги тоқлар йиғиндиси

$$I_{вх} = j\omega U_{вх} [C_{вх} + C_{вх}(1 - K_v) + C_{вх}] \quad (6.36)$$

Бу ердан

$$C_{вх} = C_{вх} + C_{вх}(1 - K_v) + C_{вх} \quad (6.37)$$

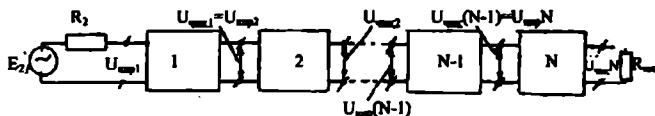
$$C_{вх} = 10 \text{ пФ}, C_{вх} = 2 \text{ пФ}, C_{вх} = 2 \text{ пФ} \text{ ва } K_v = 0,85.$$

Кириш сизими $C_{вх} = 5,5 \text{ пФ}$, умумий истоқда эса 114 пФ ;

(6.34) формуладан кўриниб турибдики $K_n \rightarrow 1$ интилиб боради, чунки кириш сизгимига катта таъсир этувчи сизгимлардан бири C_{in} - кам таъсир ўтказади.

6.10. Сизгим орқали боғланган кўп каскадли кучайтиргичлар

Агарда сигналларни кучайтирилганда кучайган сигнал етарли бўлмаса унда кучайтиргичларни бир нечтасини кетма-кет улаб керакли сигнални олиш мумкин (6.29-расм).

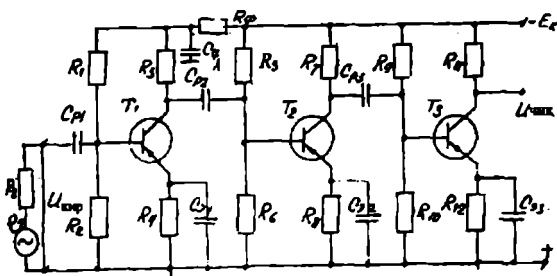


6.29-расм. Кўп каскадли кучайтиргич структура схемаси.

Хозирда кучайтиргичлар интеграл схемаларда кетма-кет уланиб ҳосил қилинаёпти. Аммо бу тор полосали кучайтиргичларда қўл келмайди, чунки у ерда боғланишга трансформатор ҳам қўшалади. Интеграл схемаларни ҳосил қилишда эса сизгим ҳам ишлатилади аммо у осма равишда ишлатилади.

Каскадларни бир бирига боғлашда сизгимлар ОЧК ларда, ЮЧК ларда ва КПК ларда ишлатилади. Кўп каскадли кучайтиргичларда биринчи каскаднинг чикиш кучланиши кейинги каскаднинг кириш сигнали бўлиб хизмат қилади. Юк эса кейинги каскаднинг кириш қаршилиги ҳисобланади. Кўп каскадли кучайтиргичнинг кучланиш бўйича кучайтириш коэффициенти қуйидагича бўлади

$$K_n = U_{выхN} / E_{z1} = U_{вых1} / E_{z1} \cdot U_{вых2} / U_{вх2} \cdot \dots \cdot U_{выхN} / U_{вхN} = K_{n1} \cdot K_{n2} \cdot \dots \cdot K_{nN} \quad (6.38)$$

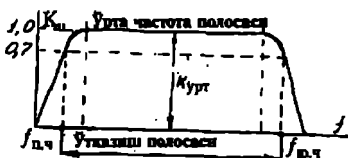


6.30-расм. Сизгим орқали боғланган кўп каскадли кучайтиргичнинг принципиал схемаси.

Кўп каскадли кучайтиргичларда улар орасидаги боғланиш трансформатор орқали, сизим орқали ва тўғридан тўғри бўлади. Кўп каскадли кучайтиргичларнинг асосий характеристикалари: амплитуда, амплитуда частота ва амплитуда - фаза характеристикаларидир. 6.30-расмда кўп каскадли кучайтиргични сизим орқали боғланганлиги келтирилган.

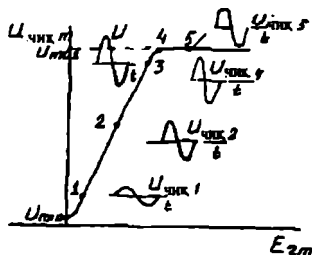
Бу каскадни ҳисоблаш қуйидаги тартибда амалга оширилади. Аввал юкка нисбатан охири каскад ҳисоб қилинади, сўнгра ундан олдинги каскад ва сўнгги навбатда биринчи каскад ҳисоб қилинади.

Кучайтириш коэффициенти орқали биринчи каскаднинг киришига бериладиган сигнални амплитудаси топилади. Кучланиш бўйича кучайтириш коэффициенти билан частота орасидаги боғланишни кўрсатадиган характеристика амплитуда - частота характеристикаси дейилади.



6.31-расм. Кучайтиргичнинг амплитуда-частота характеристикаси.

Кучайтиргични типик амплитуда характеристикаси 6.32-расмда кўрсатилган.



6.32-расм. Кучайтиргичнинг типик амплитудаси характеристикаси.

1-3 нукталар орасида кириш сигналнинг ўзгариши чиқиш сигналнинг ўзгариши бир бирига пропорционал бўлади. 1-нуктадан пастияда характеристика ишлатилмайди. Катта амплитудали сигнал олиш учун тинч нукта амплитуда характеристиканинг ўртасида бўлиши керак. Агарда бу шарт бажарилмаса, аввалига битта ярим даври (чиқиш сигнални) кесилади, сўнгра яна тинч нукта сурилса, иккала ярим даври қирқилади. Натижада чиқиш сигналнинг шакли бутунлай бузилади. $R_{\phi}C_{\phi}$ филтр тескари паразит боғланишдан сақлайди. R_{ϕ} нинг уланиши манбани қувватини пасайтиради.

Чунки R_ϕ орқали ўзгармас ток оқади. $R_\phi C_\phi$ филтрлар бу билан бир қаторда филтрлаш вазифасини ҳам бажаради. Айрим ҳолларда $R_\phi C_\phi$ филтрлар частота ва фаза характеристикасини тўғрилашда ишлатилади. Ҳар бир сигимнинг бурчак силжиши унинг частотанинг бузилиш коэффициенти билан фаза орасидаги боғланиш орқали аниқланади

$$M_{\text{но}} = \sqrt{1 + (\text{tg}\varphi_{\text{но}})^2} = 1/\cos\varphi_{\text{но}} \quad (6.39)$$

Бу ердан

$$\varphi_{\text{но}} = \arctg 1/\omega_n \cdot \tau_{\text{но}} \quad (6.40)$$

$\tau_{\text{но}}$ -ўзгармас вақт ω_n - частота $M_{\text{но}} = \sqrt{2}$ бўлганда $\varphi_{\text{но}} = \pi/4$ бўлади. Юқори частотадаги K_n нинг камайиши қуйидагича аниқланади.

$$M_{\text{но}} = \sqrt{1 + (\omega\tau_{\text{но}})^2} \quad (6.41)$$

Бу ерда

$$\tau_{\text{но}} = \tau_\phi + \tau_c \quad (6.42)$$

Юқори частотадаги ўзгармас вақт битта каскаднинг фаза силжиши қуйидагича аниқланади

$$\varphi_{1\kappa} = -\arctg \omega\tau_{\text{в}}$$

Кўп каскадли кучайтиргич учун юқори частотали сигнал учун

$$M_{\text{кноп}} = M_{\text{в1}} \cdot M_{\text{в2}} \cdot \dots \cdot M_{\text{вn}} \quad (6.43)$$

Фазалар силжиши эса қуйидагича бўлади (2.63)

$$\varphi_{\text{кноп}} = \varphi_{\text{в1}} + \varphi_{\text{в2}} + \dots + \varphi_{\text{вn}} \quad (6.44)$$

Фазалар фарқи билан частота орасидаги боғлиқлик (2.64) дан характеристика фаза - частота характеристика дейилади. Ажратувчи сигимнинг қаршилигини ошириш паст частотада, кучланишни пасайишига олиб келади, чиқиш сигнали эса камаяди. Шунинг учун паст частотада АЧХ камаяди. Частотани ошириш билан ўрта областга келганда $X_{\text{гг}} = 1/\omega_{\text{гг}} \cdot C_c$ - камаяди ва кучланишни пасайиши ҳисобга олинмаса ҳам бўлади. Кичик сигимлар $C_{\text{в1}} C_c = +C_{\text{кноп}}$ АЧХ га таъсири жуда кўп бўлмайди. Частотани ошира борган сари кучайтиргични иш ҳолатига C_c ва C_c - сигимининг таъсири бўлади. Бу АЧХ нинг юқори частотасида пасайишига олиб келади. $F_{\text{кноп}}$ ва $f_{\text{кноп}}$ ўрта частотанинг $0,7K_{\text{гг}}$ қийматига тенг. Схепада сигимнинг борлиги фаза - частота характеристикасининг бузилишига олиб келади. Ўрта частотада фазалар фарқи кириш сигнали билан чиқиш сигнали орасида фарқига тенг бўлади. n - бутун сон. Кириш сигналнинг частотасини пасайиши фазалар силжишига олиб келади, чунки сигимдан оқабган ток

кучланишдан олдинга сурилади. Паст частотада ток кучланишдан фаза бўйича олдинга ўтади. Унинг сурилиш бурчаги ҳамма конденсаторларнинг сурилиш бурчагини йиғиндисига тенг бўлади

$$\varphi_{\text{уст}} = \varphi_{\text{уст},1} + \varphi_{\text{уст},2} + \varphi_{\text{уст},3} + \varphi_{\text{уст},4} + \varphi_{\text{уст},5} \dots \quad (6.45)$$

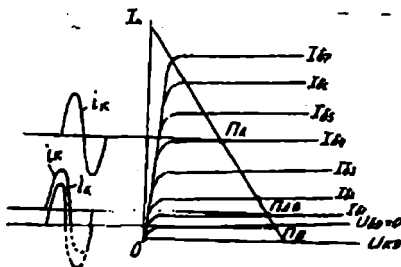
6.11. Қувват кучайтиргичлари

Қувват кучайтиргичлари кучайтиргичларнинг охири каскадида ва юкка керакли қувватни беришда ишлатилади. Улар биполяр ва майдон транзисторларидан тузилган бўлади. Умумий эмиттер (УИ), умумий коллектор (УС) ва умумий база уланиш схемаларига эга. Уланиш усулига қараб трансформаторли ва трансформаторсиз бўлади.

Қувват кучайтиргичлари А синф, В синф, АВ синф ҳолатларида ишлатилиши мумкин.

Кучайтиргич А синф ҳолатида ишлаганда ишчи нуқта 6.33-расмда ишчи ҳарактеристиканинг шундай қисмида жойлашадики статик чиқиш ҳарактеристиканинг ночизикли қисмида бўлмайди.

Яъни чиқиш кучланишининг шаклан бузилиши содир бўлмайди. В синф ҳолатида кучайтиргич ишлаганда юк ҳарактеристиканинг энг пастыда жойлашган бўлади. Бу ҳолатда $U_{\text{сб}}=0$. Кириш сигнали схемада бўлганда фақатгина битта ярим даврда ток оқади, кейинги ярим даврда ток оқмайди. Шунинг учун бу ҳолат икки тактли кучайтиргичларда ишлатилади. Яъни иккита транзистор ишлатилади.



6.33-расм. Транзисторнинг чиқиш ҳарактеристикаси ва юклама чизиги.

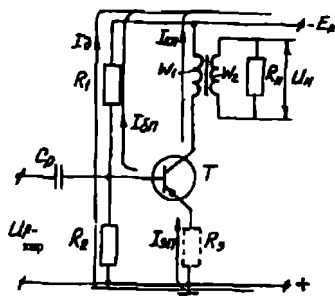
Ҳар бир транзистор ўзига тегишли ярим даврни кучайтиради.

АВ синфи эса А ва В ҳолатлар оралигидаги ҳолатда ишлайди, яъни ишчи ҳолат бу икки ҳолат орасида танланади.

Бу ҳолатда ночизикли бузилиш камаяди.

А ҳолатда ишловчи трансформаторли қувват кучайтиргичи.

6.34-расмда А ҳолатда ишловчи трансформаторли кучайтиргич келтирилган.



6.34-расм. Трансформаторли кучайтиргичнинг принципиал характеристикаси.

Схеманинг чиқишидан катта ток оққанлиги сабабли қаршилик R_c умуман уланмайди ёки C_0 қаршилик билан шунтланмайди. Схеманинг ҳисоби графо-аналитик ҳисоб орқали бажарилади ва юк характеристикаси орқали ўзгарувчан ва ўзгармас тоқлар орқали тинч нуқта ёрдамида топилади. Ишчи характеристиканинг горизонтал ўқ билан оғишган бурчагини топиш учун трансформаторнинг трансформация коэффициенти топилади

$$n = W_1 / W_2;$$

W_1 , W_2 -трансформаторнинг биринчи ва иккинчи чўлғамининг сони r_1 ва r_2 трансформатор чўлғамларининг қаршилиги. Каскаднинг фойдали иш коэффициенти

$$(6.46)$$

$$\eta = \eta_k \cdot \eta_{tr};$$

η_k - коллектор занжирининг ф.и.к.

η_{tr} трансформаторнинг ф.и.к.

$$(6.47)$$

$$P_{\text{чан.к}} = U_{\text{ct}} \cdot I_{\text{ct}} / 2.$$

Манбадан олаётган қувват

$$P_v = E_c \cdot I_{\text{ct}} \approx U_{\text{ct}} \cdot I_{\text{ct}}.$$

Коллектор занжирининг ф.и.к.

$$\eta_k = P_{\text{чан.к}} / P_v = U_{\text{ct}} \cdot I_{\text{ct}} / 2 U_{\text{ct}} \cdot I_{\text{ct}}. \quad (6.48)$$

η_k - ни ошириш учун, яъни жуда катта қиймати 0,5 га етказиш учун

$$I_{\text{ct}} = I_{\text{ct}} \text{ ва } U_{\text{ct}} = U_{\text{ct}}.$$

$\eta_{tr} = 1$ десак η нинг хақиқий қиймати

$$0,35 - 0,45 \text{ гача етади.}$$

Ҳарорат ошгандаги ҳолатини ҳисоблайдиган бўлсак

$$P_c = P_v - P_{\text{чан.к}} = U_{\text{ct}} \cdot I_{\text{ct}} - 1/2 U_{\text{ct}} \cdot I_{\text{ct}}; \text{ бўлади.} \quad (6.49)$$

(6.49) дан кўриниб турибдики $P_{\text{к}}, U_{\text{к}}=U_{\text{кн}}$, ва $I_{\text{к}}=I_{\text{кн}}$, $0,5 P_{\text{н}}$ қийматга эришишга ҳаракат қилинди, яъни $U_{\text{к}}=U_{\text{кн}}$ бўлганда $P_{\text{к}}=0,5P_{\text{н}}$ га тенг бўлади, қачонки $P_{\text{н}}$ бўлмаганда.

6.12. Икки тактли чиқиш кучайтиргичлари

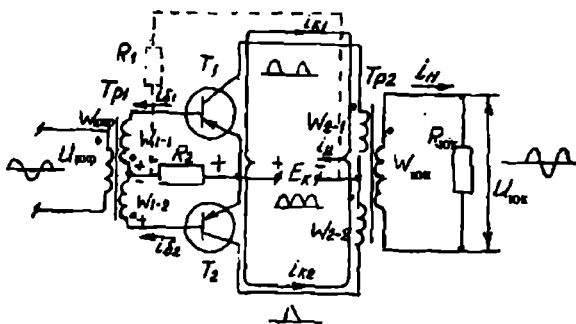
Икки тактли, чиқишида трансформатор бўлган кучайтиргичлари 6.34-расмда келтирилган. Схема иккита T_1 ва T_2 транзистордан тузилган. Юқ иккинчи трансформатор Tr_2 орқали уланган. Транзистор T_1 нинг коллектор заنجири Tr_2 нинг бирламчи чўлғамининг $W_{2,1}$, бўлимига уланган. Транзистор T_2 эса Tr_2 нинг бирламчи чўлғамининг иккинчи бўлимига $W_{2,2}$ га уланган. Трансформаторнинг бирламчи чўлғамининг ўрамаляр сонини иккинчи чўлғамининг ўрамаляр сонига нисбати трансформация коэффициентини λ дейилади

$$\lambda = W_{2,1} / W_{2,2} = W_{2,1} / W_{2,2}$$

Трансформатор Tr_1 кириш трансформатори бўлиб, трансформация коэффициентини

$$\alpha_1 = W_{1,2} / W_{1,1} = W_{1,2} / W_{1,1}$$

билан аниқланади. Икки тактли кучайтиргич В ёки АВ ҳолатда ишлайди. АВ ҳолатда ишлаганда R_1 ва R_2 қаршиликлар орқали силжиш кучланиши транзисторлар базаларига $E_{\text{к}}$ манбадан берилади. В режимда ишлаганда R_1 қаршиликсиз кучайтиргични ишлашини амалга ошириш мумкин, яъни худди манба токи сифатида.



6.35-расм. Икки тактли чиқиш кучайтиргичининг принципиал схемаси.

Кучайтиргични В ҳолатдаги иш ҳолатини кўриб чиқамиз. Иккала транзисторнинг киришида сигнали бўлмаганда эмиттерга нисбатан база потенциали нолга тенг. Юқдаги кучланиш ҳам нолга тенг. Транзисторнинг коллекторига эмиттерга нисбатан ўзгармас куч уланган.

Мусбат ярим даврли кириш сигнали берилса Tr_1 нинг иккинчи $W_{1,1}$ чўлғамда умумий нуктага нисбатан манфий потенциал ҳосил бўлади, чўлғамнинг иккинчи бўлимида $W_{1,2}$ мусбат ярим давр ҳосил бўлади. Натижада

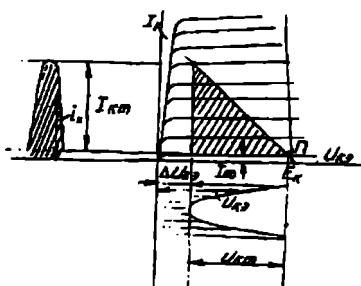
транзистор T_2 ёпиқ ҳолатда бўлади, транзистор T_1 нинг базасидан эса i_{b_1} токи оқиб ўтади. Натижада транзистор T_1 очилади ва унинг коллекторидан $i_{c_1} = \beta i_{b_1}$ ток оқади W_{2-1} чўлғамдан эса $U_{2-1} = i_{c_1} \cdot R_{\text{эк}} = i_{c_1} \cdot n_2^2 R_{\text{эк}}$ кучланиш ҳосил бўлади. Юқда эса кучланишнинг мусбат ярим даври ҳосил бўлади

$$U_{\text{эк}} = U_{2-1} / n_2.$$

Кучайтиргичнинг киришига кириш сигналнинг манфий ярим даври келса, Tr_1 трансформаторнинг иккинчи чўлғамда кучланиш тескари ишорага ўзгаради.

Энди T_1 транзистор ёпиқ ҳолга ўтади, сигнални кучайтиришга эса T_2 транзистор ўтади $i_{c_2} = \beta i_{b_2}$ токининг оқиши натижасида кучланиш шу катталиқда ҳосил бўлади. Бу кучланиш эса $W_{\text{эк}}$ чўлғамда тескари ишорали кучланиш ҳосил қилади. Юқда эса манфий ярим даврли кучланиш ҳосил бўлади.

Шундай қилиб кириш сигнални кучайтириш икки такт асосида олиб борилади. Биринчи тактда битта ярим давр кучайтирилади ва T_1 иштирок этади. Иккинчи тактда эса иккинчи ярим давр кучайтирилади ва T_2 транзистор иштирок этади. Тушунтирилган иш ҳолати графика орқали 6.36-расмда кўрсатилган. (T_1 транзисторнинг) битта такти орқали.



6.36-расм. Транзисторнинг чиқиш характеристикаси ва юклама чизиги.

T_1 трансформаторнинг бирламчи чўлғамдаги чиқиш сигналнинг қуввати штрилланган учбурчак сатҳи орқали кўрсатилган

$$P_{\text{эк}} = U_{c\text{н}} \cdot I_{c\text{н}} / 2 \quad (6.50)$$

Трансформатордаги қувватнинг исроф бўлишини ҳисобга олганда

$$P_{\text{эк}} = \eta_{\text{тр}} \cdot P_{\text{вх}}; \quad \text{бўлади.} \quad (6.51)$$

Ҳамма каскаднинг ф.и.к. қуйидагича, бўлади.

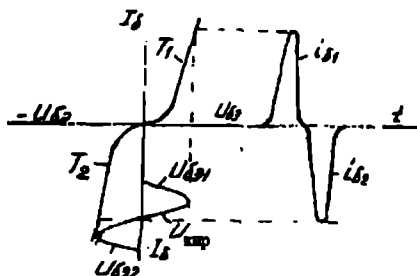
$$\eta = \eta_{\text{тр}} \pi / 4 U_{c\text{н}} / E_c \quad (6.52)$$

(6.52) формулага асосан чиқиш сигнаlining амплитудаси ошган сари каскаднинг ф.и.к. ошади.

$U_{\text{ср}} = E_{\text{с}}$ ва $\eta_{\text{тр}} = 1$, $U_{\text{ср}}$ ning чегаравий қиймати $E_{\text{с}} - \Delta U_{\text{ср}}$ дан ошмаслиги керак.

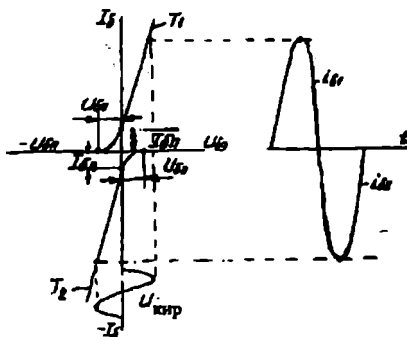
Ва $\eta_{\text{тр}} = 0,8 + 0,9$ гача бўлади. Кўриб чиқилган кучайтиргичда эса қувват 0,6-0,7 гача бўлади, яъни бир тактли кучайтиргичдан 1,5 баробар ортик бўлади.

Кириш ҳарактеристикасидаги ночизикли бузилишнинг чиқиш сигнаliga таъсири 6.37-расм орқали келтирилган.



6.37-расм. Кириш ҳарактеристикасидаги ночизикли бузилиш.

6.37-расмдан кўриниб турибдики кириш сигнали синусиодал шаклга эга бўлганда i_{b1} ва i_{b2} токи бузилган бўлади. Бунинг натижасида коллектор токи i_{c1} , i_{c2} ҳам бузилган бўлади. АВ ҳолатда ишлаганда бундай шакл бузилиш кам бўлади, чунки базага R_1 ва R_2 қаршилиқлар орқали силжиш кучланиши берилди ва ҳарактеристика орқали бу силжиш кучланишни таъсирини кўриш мумкин (6.38-расмда).

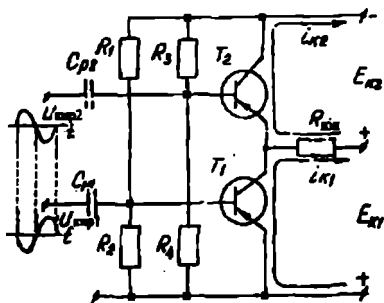


6.38-расм. Транзисторнинг кириш ҳарактеристикаси ва силжиш кучланиши.

Икки тактли қувват кучайтиргичи трансформаторни иштирокисиз ҳам ҳосил қилиш мумкин. Бунда оғирлиги ва ҳажми ва баҳоси камаяди, ҳамда бу схемани микросхема орқали ҳосил қилиш мумкин.

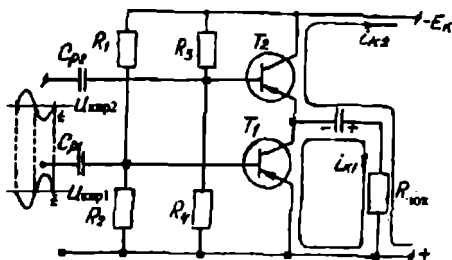
Бу масала транзисторни кетма-кет улаб ҳосил қилинади. Бунда икки хил вариант орқали юк схеманинг чиқишига уланади.

Биринчи хил вариантыда схема икки манба $E_{\kappa 1}$ ва $E_{\kappa 2}$ орқали ишлайди (6.39-расм). Транзистор T_1 ва T_2 одатдагидек АВ ҳолатда ишлайди. R_1 , R_2 , P_3 , R_4 эса иш фаолиятига ёрдам қилади.



6.39-расм. АВ ҳолатда ишловчи икки тактли кучайтиргич схемаси.

Транзисторларга иккита тескари фазалар орқали киришига сигнал бериллади. $U_{\kappa \text{np}1}$, $U_{\kappa \text{np}2}$. Бу сигнални эса фазайнверсли кучайтиргичдан олинади. Худди аввалги схемадагидек кучайтириш икки тактли ҳолатда ишлайди. Биринчи тактда T_1 транзистор катнашиб манфий кириш $U_{\kappa \text{np}1}$ сигнални кучайтиради, T_2 ёпиқ ҳолда бўлади, чунки унинг базасига мусбат потенциал келади. Иккинчи тактда эса T_2 транзистор орқали кириш сигнали кучаяди, T_1 транзистор ёпиқ ҳолга ўтади.

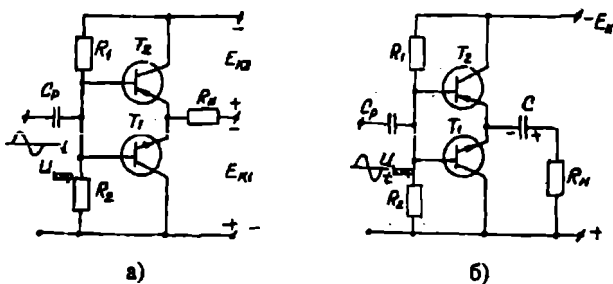


6.40-расм. Икки тактли кучайтиргич схемаси.

Иккинчи хил вариантда схема битта манба орқали ишлайди, юк эса сигим орқали уланган бўлади.

$U_{\text{кпр}1}$, $U_{\text{кпр}2}$ ~ сигналлари киришда бўлмаган вақтида C сигим $0,5 \cdot E_c$ катталыкгача зарядланган бўлади. Транзистор T_2 очик вақтида юкдан биринчи тактнинг токи оқиб ўтади ва чиқишдан шунга мос чиқиш сигнали олинади. Шу билан бир қаторда сигим зарядланади. Кейинги тактда эса T_2 транзистор ёпилади, чунки унинг базасига мусбат импульс келади. T_1 транзистор очилади, чунки унинг базасига манфий кириш импульси келади. Манба эса сигим C га оғилган потенциал орқали таъминланади.

6.41, а ва б-расмларда аввалги схемаларга ўхшаган схемалар ҳосил қилинган, аммо n - p - n ва p - n - p транзисторлари орқали ҳосил қилинган. Бу схеманинг афзаллиги шундаки бир-бирига тескари фазали кириш сигнали берилмайди. Мусбат потенциал берилганда T_1 очик T_2 ёпик, манфий потенциал келганда T_2 очик T_1 ёпик ҳолатда бўлади.



6.41-расм. n - p - n ва p - n - p типдаги транзисторлардан тузилган икки тактли кучайтиргич.

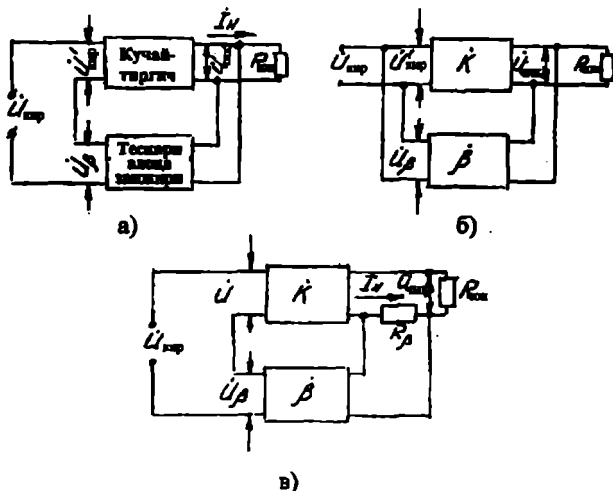
6.41, б-расмда эса энг яхши варианты келтирилган. Яъни ҳам кириш сигналияни беришда тежалган, ҳам чиқишда манбани ишлатишда тежалган.

R юкни керакли қувватда таъминлаш учун $U_{\text{кп}}$ га таъсирни ошириш керак. Агарда транзистор кичик юкли R юк схемада ишласа кучланиш бўйича мос келмайди. Агар транзистор катта R юкда ишласа ток бўйича мос келмайди. Ҳамма икки тактли кучайтиргичларда транзисторни бир хил параметрликлари тағланиши керак, асосан ток бўйича узатиш коэффициентини.

6.13. Кучайтиргичларда тескари боғланиш

Кучайтиргичларда тескари боғланиш деб каскаднинг чиқишидаги кучланишнинг маълум қисми кучайтиргичнинг киришига берилади. Тескари боғланиш фойдали ва (паразит) фойдасиз зиён келтирувчи тескари боғланишларга бўлинади. Фойдали тескари боғланишда ёрдамчи элементлар

Ўрамада кучайтиргични асосий параметрларини яхшилаш учун ҳосил қилинади. Зиён келтирувчи тескари боғланиш кучайтиргични элементлари орқали ўз-ўзидан ҳосил бўлади ва кучайтиргичнинг иш режимига салбий таъсир ўтказди. 6.42-расмда тескари боғланишнинг мавжуд вариантларини структураси кўрсатилган. Бунда β -тескари боғланиш элементи.



6.42-расм. Тескари боғланиш структура слемаси.

Агар тескари боғланиш занжири кучайтиргичнинг чиқишидаги $R_{\text{н}}$ билан параллел уланса бундай боғланиш кучланиш бўйича тескари боғланиш дейилади (6.42, а, б-расм). Бунда тескари боғланиш кучланиши чиқиш кучланиши билан тўғри пропорционал дейилади.

Агар тескари боғланиш занжири кучайтиргичнинг чиқишидаги $R_{\text{н}}$ билан кетма-кет боғланса ток бўйича тескари боғланиш дейилади (6.42-расм). Бунда тескари боғланиш токи чиқиш токи билан тўғри пропорционал дейилади. Агар тескари боғланиш кучайтиргичнинг кириш канали билан кетма-кет боғланса, бундай тескари боғланиш кетма-кет тескари боғланиш дейилади (6.42, а, в-расм).

Агарда тескари боғланиш кучайтиргичнинг кириш сигнали билан параллел боғланса, бундай тескари боғланиш параллел тескари боғланиш дейилади (6.42, б-расм).

Тескари боғланиш мусбат ва манфий тескари боғланиш бўлиши мумкин. Мусбат тескари боғланишда тескари боғланиш кучланиши U_{β} кучайтиргични кириш кучланиши $U_{\text{кп}}$ билан устма-уст тушади.

Манфий тескари боғланишда бу икки кучланиш тескари фазада устма-уст тушади, яъни фазалар фарқи 180° га тенг бўлади. Тескари

боғланишлардан кенг тарқалгани кучланиш бўйича кетма-кет манфий тескари боғланишдир.

Кучайтиргич кучайтириш коэффициенти $K=U_{\text{чик}}/U'_{\text{ксп}}$ тескари боғланиш орқали боғланган яъни β орқали.

Тескари боғланишнинг узатиш коэффициенти

$$\beta = U\beta / U_{\text{чик}} \quad (6.53)$$

β коэффициент 0 дан то +1гача мусбат тескари боғланиш. 0 дан то -1гача манфий тескари боғланиш қийматларни қабул қилади.

Тескари боғланиш кучланиши қуйидагича бўлади

$$U_{\beta} = \pm \beta U_{\text{чик}} \quad (6.54)$$

Тескари боғланишли кучайтиргични кучайтириш коэффициенти

$$K_{\beta} = U_{\text{чик}} / U_{\text{ксп}} \quad (6.55)$$

Кучайтиргични киришидаги $U'_{\text{ксп}}$ кучланиш

$$U'_{\text{ксп}} = U_{\text{ксп}} + U_{\beta}; \text{ билан аниқланади.}$$

(6.54) формулани ҳисобга олиб қуйидагини ҳосил қиламиз

$$U' = U'_{\text{ксп}} + (\pm \beta U_{\text{чик}}) \quad (6.56)$$

Бу ерда

$$U_{\text{ксп}} = U'_{\text{ксп}} - (\pm \beta U_{\text{чик}})$$

U' киришни (6.55) га қўйсақ қуйидагини ҳосил қиламиз

$$K_{\beta} = U_{\text{чик}} / U_{\text{ксп}} - (\pm \beta U_{\text{чик}})$$

Қасрни суратини ва махражини U' киришга бўлсақ, қуйидагича бўлади

$$K_{\beta} = (U_{\text{чик}} / U_{\text{ксп}}) (1 - (\pm \beta U_{\text{чик}} / U_{\text{ксп}}))$$

Шундай қилиб,

$$K_{\beta} = K / (1 - (\pm \beta K)), \text{ бўлади.} \quad (6.57)$$

$\pm \beta K$ ифода тескари боғланишнинг сабаби ҳисобланади ва унинг олдидagi ишора тескари боғланиш хили билан мос тушади. Манфий тескари боғланишли кучайтиргич

$$K_{\beta} = K / (1 + \beta K) \quad (6.58)$$

орқали аниқланади.

Манфий тескари боғланишли кучайтириш коэффициентига қандай таъсирини мисол орқали тушунтираемиз.

Агар кучайтиргичнинг кучайтириш коэффициенти $K=80$ бўлса, кучайтиргич манфий тескари боғланган бўлса ва $\beta=0,2$ бўлса (6.58) га асосан, кучайтиргичнинг кучайтириш коэффициенти қуйидагича бўлади

$$K_{\kappa, \sigma} = K / (1 + \beta K) = 80 / (1 + 0,2 \cdot 80) = 47.$$

Агарда фараз қилсак $K=10\%$ ўзгарса,

$$K_{\kappa, \sigma} = K + \Delta K / (1 + \beta(K + \Delta K)) = 80 + 8 / (1 + 0,2(80 + 8)) = 4,73 \text{ бўлади.}$$

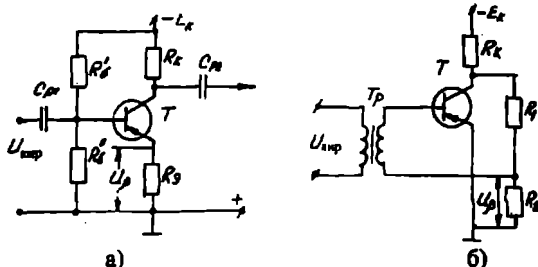
Манфий тескари боғланишни қўлланилганда $K_{\kappa, \sigma} = 1\%$ га ўзгаради.

Манфий тескари боғланиш нозичли бузилишни камайтиради ва амплитуда-частота характеристикасини бир хил ўзгаришда (частота ўзгариши билан) ҳосил қилинади.

Чуқур тескари боғланишда частота бузилиши камади (эмиттер кайтаргичда).

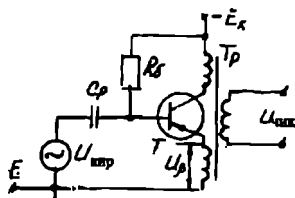
Манфий тескари боғланиш жуда хилма-хилдир. Масалан:

Қаршиликда тескари боғланиш 6.43, а ва б-расмдагидек олинади.



6.43-расм. Қаршиликда тескари боғланиш принципал схемаси.

Тескари боғланиш кучланиши чиқмиш трансформаторидан олинади (6.44-расмда).



6.44-расм. Трансформаторли тескари боғланиш принципал схемаси.

Зиён келтирувчи тескари боғланиш манфий ва мусбат тескари боғланиш бўлиши мумкин.

Манфий зиён келтирувчи тескари боғланиш кўзланмаган равишда кучайтириш коэффициенти камайтиради. Мусбат зиён келтирувчи

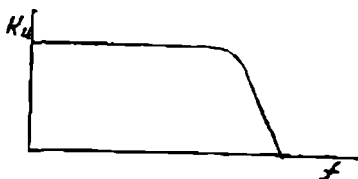
боғланиш эса кучайтириш коэффициентини оширади ва ночизикли бузилиш пайдо бўлади, ҳамда частота бузилиши ва ўзидан генерацияланиш жараёни содир бўлади.

Асосий зиён келтирувчи тескари боғланишларни келтириб чиқарувчилар қуйидагилар:

1. Сигимлар боғланиши натижасида ҳосил бўладиган зиён келтирувчи тескари боғланиш.
2. Деталлар орасида сигимлар ва индуктив элементлар ҳосил қиувчи зиён келтирувчи тескари боғланиш.
3. Умумий манба боғланиши натижасида зиён келтирувчи тескари боғланиш.

6.14. Ўзгармас ток кучайтиргичи

Ўзгармас ток кучайтиргичлари ЎТК наҳт бирлигида секин ўзгарувчи сигналларни, яъни частотаси нолга яқинлашган сигналларни кучайтириш учун ишлатилади. Шунинг учун бу кучайтиргичларни амплитуда - частота характеристикаси 6.45-расмда кўрсатилганидек бўлади.



6.45-расм. Ўзгармас ток кучайтиргичининг амплитуда-частота характеристикаси.

Кучайтиргични киришига берилаётган кучайтирмоқчи бўлган сигнал ёки навбатдаги каскадга берилаётган сигнал трансформатор, сигим орқали берилмайди, чунки у $f=0$ бўлганда $K_u=0$ бўларди.

Каскад конденсатор орқали уланганда каскаднинг ҳар бир элементи ўша каскаднинг параметрини ўзгармас ток орқали аниқлар эди, яъни бир каскаддаги элементнинг таъсири кейинги каскадга таъсир этмас эди. Чунки улар орасидаги боғловчи сигим таъсирдан сақлаб турарди. Ўзгармас ток кучайтиргичида эса ҳар бир каскаддаги элементнинг ўзгариши қолган каскадларнинг иш фаолиятига таъсир ўткази, натижада мўлжалланмаган ҳосил бўлган кучланиш фойдали сигналга қўшилиб кетиб, чиқиш сигналини ҳам ўзгартиради. Кириш сигналини ўзгармаган ҳолда чиқишдаги сигнални ўзгариши, кучайтиргич ўзгариши (дрейфи) дейилади. Дрейфнинг сабаби: манбанинг ўзгариши, ҳароратни ошиши, элементларнинг параметрини ўзгариши сабаб бўлади.

Дрейф кучланишни аниқлаш учун киришни бекитилади ва чиқидан ҳосил бўлган дрейф кучланишни $\Delta U_{\text{чик.др}}$ аниқланади ($I_2=0$)да. Кучайтиргични сифати дрейф кучланишга қараб баҳоланади, яъни

$$I_{\text{др}} = \Delta U_{\text{чик.др}} / K_{\text{н}}.$$

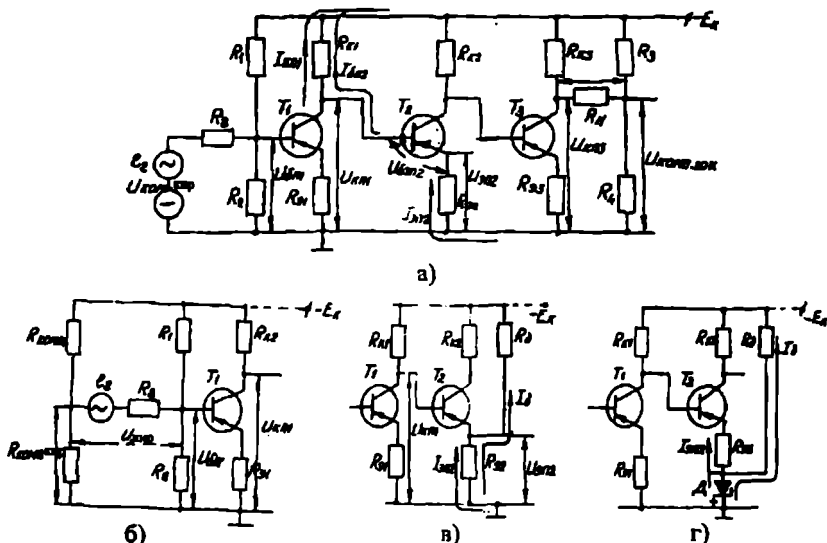
$K_{\text{н}}$ -кучайтиргични кучайтириш коэффициенти. Аммо дрейф кучланиши фойдали кучланишни жуда кам қисмини ташкил қилади, яъни $I_2 \gg I_{\text{др}}$:

Қуйдаги 6.46, а-расмида учта каскадли ўзгармас ток кучайтиргич берилган R_3 қаршилик кейинги ҳар бир каскадга керакли $U_{\text{бт}}$ -кучланиш бериш учун керак.

Иккинчи транзистор учун

$$U_{\text{бт}2} = U_{\text{ст}1} - U_{\text{ст}2} = U_{\text{ст}1} - I_{\text{ст}2} R_{\text{с}2}. \quad (6.59)$$

Киришга I_2 билан бир вақтда манбани компенсацияловчи кучланиш уланган.



6.46-расм. Ўзгармас ток кучайтиргичнинг принципиал схемаси.

$U_{\text{ком.кдр}}$. Бунинг вазифаси $I_2=0$ бўлганда, $U_{\text{бт}}$ кучланиш керакли тинч кучланишни таъминлаб туриш учун.

Шунинг учун компенсацияловчи кучланиш $U_{\text{бт}}$ га тенг қилиб олинади.

$U_{\text{ком.кдр}}$ кучланишнинг қуйдаги 6.46, б-расмдаги схема орқали оляш мумкин.

$$U_{\text{ком.кдр}} = U_{\text{бт}} = E_{\text{з}} \cdot R_{\text{ком}2} / R_{\text{ком}1} + R_{\text{ком}2} \quad (6.60)$$

R_3, R_4 -қаршиликлар каскадни чиқишдаги кучланишни компенсациялаш учун ишлатилади

$$U_{\text{күш.күш.}} = R_3 E_1 / R_3 + R_4 \quad (6.61)$$

Агарда $R_1 = R_2$ жуда катта бўлса

$$R_{\text{күш.күш.}} = (1 + \beta)(r_e + R_2) \approx \beta R_2 \quad \text{бўлади.} \quad (6.62)$$

Урганлаётган кучайтиргичнинг кучайтириш коэффициентини $K_{\text{күш.күш.}} = K_{\text{күш.күш.}} K_{\text{күш.күш.}}$ тенг.

$$R_2 / R_{\text{күш.күш.}} \approx R_2 \quad \text{ва} \quad R_{\text{күш.күш.}} \gg R_2.$$

Натижада

$$K_{\text{күш.күш.}} = R_{\text{күш.күш.}} / R_{\text{күш.күш.}}; \quad (6.63)$$

$$K_{\text{күш.күш.}} = R_{\text{күш.күш.}} / R_{\text{күш.күш.}}; \quad (6.64)$$

$$K_{\text{күш.күш.}} = R_{\text{күш.күш.}} / (R_{\text{күш.күш.}} + R_2 / R_4) / R_{\text{күш.күш.}}. \quad (6.65)$$

Кўришиб турибдики навбатдаги кейинги каскадга ўтган сари коллектор потенциали ошиб боради.

Бу эса R_1 ни камайитиришга олиб келади.

R_2 эса қуйидагича $R_{\text{күш.күш.}} > R_{\text{күш.күш.}} > R_{\text{күш.күш.}}$; $R_{\text{күш.күш.}} < R_{\text{күш.күш.}} < R_{\text{күш.күш.}}$;

R_2 ни пасайиши (6.63) даги $K_{\text{күш.күш.}}$ ни камайишига олиб келади. Шунинг учун схемани бошқачароқ қилиб ўзгартирамиз.

6.46-в расмда R_2 нинг камайиши R қўшимчани қўшиш ҳисобига бўлади, яъни R_2 дан I_2 токни оқиши сабаб бўлади.

6.46-г расмда эмиттер занжирига стабилитрон уланади. Бунда R_2 стабилитроняни бошланиши ишга тушириш ҳолати учун керак бўлади. Манфий тескари боғланиш бу ечимдаги фойдали эффект бермайди. Стабиллигини ошириш учун:

1. Балансли кўприксимон уланиш схемаси қўлланилади.

2. Ўзгармас кучланишни ўзгарувчига ва уни кучайтириш сўнгра тўғрилаш мақсадга мувофиқ бўлади, (модуляция ва демодуляция сигналени кучайтириш).

VII. ИМПУЛС КУЧАЙТИРГИЧ ВА ЭЛЕКТРОН КУЧАЙТИРГИЧЛАРНИ ЛОЙИХАЛАШ

7.1. Умумий маълумотлар, лойиҳалашнинг вазифалари

Ишлаб чиқарилаётган қурилманинг юкланишидаги сигналнинг параметрлари берилган техник талабларга мос бўлиши учун кучайтиргич керак бўлади. Бу лойиҳалашнинг асосий вазифаси шундайки, мавжуд бўлган ҳар хил кучайтиргич схемалари орасидан энг қулайини танлаб олишдир. Бу ишда жуда мураккаб ҳисоблашлар, назарий ва қўшимча маълумотларни ўрганишни талаб этади. Кучайтиргичларнинг ҳар хил вариантлари мавжуд бўлишига қарамай лойиҳалашда қуйидаги тартиб тавсия этилади:

- лойиҳалаштирилаётган кучайтиргичга техник шартлар тузиш;
 - кучайтиргичнинг танлаб олинган схемасини асослаб бериш;
 - схеманинг ишчан (фаол) элементини тавлаш;
 - схеманинг ишчан (фаол) элементини иш режимини аниқлаш,
- кучайтиргичнинг графо-аналитик ҳисоби;
- коррекцияловчи схеманинг ҳисоби;
 - кучайтиргичнинг элементлари ва ёрдамчи занжирлар ҳисоби;
 - кучайтиргичнинг конструкторлик ҳужжатларини тайёрлаш;

7.2. Техник шартлар

Лойиҳалаштирилаётган кучайтиргичга қаратилган техник шартлар ўз ичига қуйидагиларни киритиши лозим.

а) кириш сигналиянинг манбаи тўғрисида маълумот:

- ички қаршилиқ (R_i, C_i);
- кучайтирилаётган сигналнинг шакли;
- сигналиянинг (қутбий) маъноси;
- кучайтириладиган сигналнинг амплитудаси ($u_{\text{кр.п}}$);
- киришдаги импульснинг давомийлиги (t_v);
- киришдаги импульснинг частотаси (f).

б) Кучайтиргичнинг юкланиши тўғрисида маълумот:

- юкланишнинг актив қаршилиги (K_n);
- юкланишнинг, сифим қаршилиги (C_n).

в) юкланишда ҳосил бўладиган импульслар сифатига талаблар:

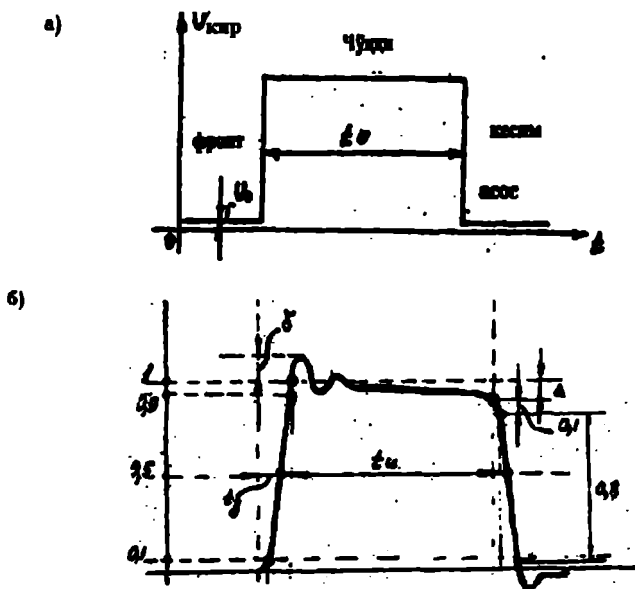
- мумкин бўлган энг катта импульснинг тикка ўсиш вақтини ёки ўрнатилиш вақтини ($t_{\phi} = t_v$) аниқлаш;
- импульснинг энг катта отилиб чиқишини (δ);
- мумкин даражада импульснинг текис чўккясини пасайиши сылиқ баландлигининг пасайиши;
- кечикув вақти (t_d).

г) Чикишдаги сигналга талаблар:

- кучайтиргичнинг чиқишидаги кучланиши, яъни импульс амплитудаси ($U_{\text{ч.к.ш.}}$);
- импульснинг кутбийлиги.

д) ишлатилиш шароитлари.

Юқорида қайд қилинган техник шартларнинг бир қисми лойиҳалаш тошширигида берилган, бир қисми эса генератор ва шакллантиргич ҳисоби натижасида, баъзи бирлари эса мустақил равишда ҳал қилинади. Кучайтиргичнинг киришидаги сигналнинг манбаи бўлиб, шакллантиргич хизмат қилади.



7.1-расм. Кучайтиргичнинг киришидаги тўғрибурчакли импульс (а) ва ўзгартирилган чиқиш юкланишидаги импульслар (б).

Шакллантиргични чиқишидаги сигнал тўғрибурчак шаклида бўлади деб тахмин қилиш мумкин. Кўпинча бу сигналларнинг кутбийлиги мусбат бўлади. Кучайтиргичнинг фаза ва частота таснифлари эгри чизиқли бўлганлиги учун ундан ўтаётган сигналнинг шакли ўзгаради. Натижада кучайтиргич чиқишидаги сигналнинг шакли, киришдаги сигналдан фарқ қилади.

7.1-расмда (а, б) кучайтиргичнинг киришидаги тўғрибурчакли импульс ва ўзгартирилган чиқиш юкланишидаги импульслар кўрсатилган.

Бу ерда: t_r - ўрнатилув вақти (сек.) техник шартларида берилади кўпинча $t_r \approx (0.1+0.2)t_{\text{д}}$ га тенг.

t_a - кечикув вақти,

δ - сакраш (отгилиб чиқиш) (в) техник шартларидан аниқланади. Лекин кўпинча "нисбий сакраш" ("нисбий отгилиб чиқиш") тушунчадан фойдаланилади

$$\delta_{\text{нисб}} = \delta / u_{\text{квр.н}} \cdot 100\% \text{ бўлиши керак:}$$

Δ - пасайиш, кўпинча (импульснинг чўққисини нисбатан пасайиши) тушунчаси билан фойдаланилади $\delta_{\text{нисб}} \leq 1\%$

$$\Delta_{\text{нисб}} = \Delta / u_{\text{квр}} \cdot 100\% \text{ бўлиши керак: } \Delta_{\text{нисб}} \leq 5 + 10\%$$

t_u - импульснинг давомийлиги (сек.),

t_c - импульснинг пасайиш давомийлиги (кесилиши), (сек.);

Иккаласи ҳам техник топшириқдан олинади.

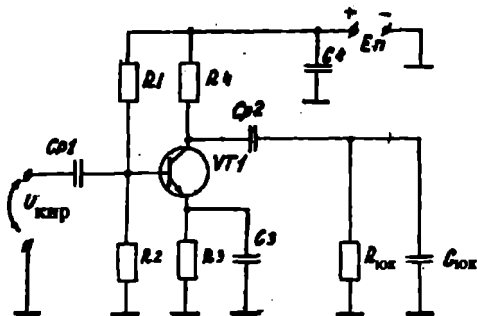
7.3. Импульсли кучайтиргич каскадлари

Схема ва ҳисоб формулаларини тавлаш масаласини талаба ўзи мустақил ҳал қилиши керак.

Бу ерда қуйидагилар назарда тутилади:

- юкланиш тўтрисидаги маълумот;
- кучайтиргичнинг чиқишидаги импульсини кутбайлиги ва амплитудаси;
- кучайтириш коэффициенти ва импульсни ўрнатилов вақти. Импульсли кучайтиргичлардан умумий эмиттерли резисторли каскадлар энг содда ва кенг қўлланиладиган ҳисобланади. Бундай каскаднинг схемаси 7.2.-расмда кўрсатилган.

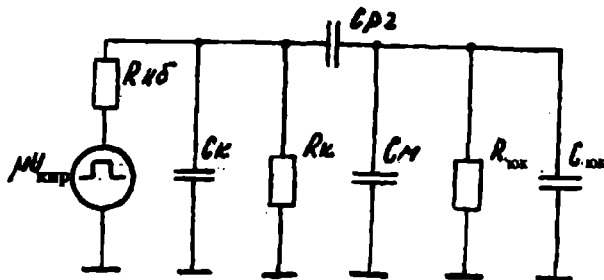
Бу схема юкланиш кучайтиргич чиқишига R_4 , $C_{\text{п2}}$ занжир орқали уланади. Шу сабабдан юкланишнинг бир томони (хорпусга) асосига уланишга имконият яратади, чунки кўп ҳолларда бу зарурдир. Бундан ташқари, юкланишга манба кучланишининг таъсири ҳар доим ҳам бўлавермайди.



7.2-расм. Умумий эмиттерли резисторли каскад.

Каскад оддийдир, ишлаш частотасининг диапазони кенг, лекин ФИК (фойдали ишлаш коэффициенти) жуда кам, шунинг учун қувват

кучлантурувчи сифатида кам қўлланилади. Бундай каскадни чиқиш куввати бир неча юз милливаттдан ошмайдиган, яъни юқори "Ом" ли юкланишга эга бўлган кучайтиргичда ишлатса бўлади. Кучайтиргичнинг иш услуби ва ҳар бир элементнинг ўрни батафсил берилган эди, бу ерда сигнални ўзгаришига схемадаги элементлар ва транзисторларнинг параметрлари қандай таъсир қилишида ҳам тўхтаб ўтиш керак.



7.3-расм. Кучайтиргичнинг энг охириги чиқиш каскадни эквивалент схемаси.

Бу схемада қуйидаги белгилар қўлланилган:

$\mu I_{\text{кпр}}$ - эквивалент генераторнинг Э.Ю.К.;

$R_{\text{кб}}$ - эквивалент генераторнинг ички қаршилиги;

$C_{\text{к}}$ - транзисторнинг коллектор-база орасидаги сифим катталиги;

$R_{\text{к}}$ - коллектор занжиридаги қаршилик;

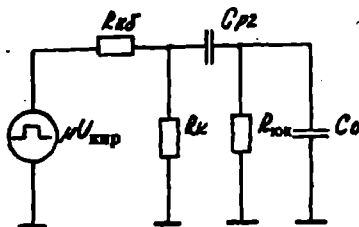
$C_{\text{р2}}$ - ажратувчи конденсатор;

$C_{\text{м}}$ - монтажнинг сифими (3+5 пф);

$R_{\text{юк}}$ - юкланиш (ишчи қисмини) қаршилиги;

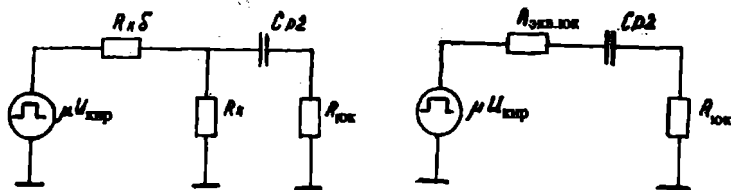
$C_{\text{юк}}$ - юкланиш сифими.

Схема C_4 ва C_3 жуذا катта деб олинган ҳолда тузилган. 7.3-схемани соддалаштириш мумкин.



7.4-расм. Кучайтиргичнинг киришдаги эквивалент схемаси.

Агарда C_0 катталигини ҳисобга олсак, қуйидагича ўзгартирилган эквивалент схема қуйидагича бўлади



7.5-расм. (а, б)

Генераторнинг ички қаршилиги R_n ва чиқишидаги сифим C_2 ($C_{\text{ксп}} = C_{\text{ксп}} + C_2$) 5.2 - параграфда аниқланган. $R_{\text{ксп}}$ ва $C_{\text{ксп}}$ бу формула куйдагича аниқланади:

$$R_{\text{ксп}} = \frac{R_{\text{нб}}}{1 + g_m \cdot R_{\text{нб}}}; \quad (7.1)$$

$$C_{\text{ксп}} = \frac{\tau}{r_g} + K_0 \cdot C_2; \quad (7.2)$$

бу ерда

$R_{\text{нб}}$ - транзисторнинг ишчи нуктасини стабиллаштирувчи схеманинг қаршилиги, кейинроқ кўрилади.

τ - транзисторнинг вақт доимийлиги, бу формуладан аниқланади:

$$\tau = \frac{g_m \cdot \tau_g}{2\pi \cdot m_n \cdot f_n}; \quad (7.3)$$

r_g - базанинг тақсимланган қаршилиги;

g_m - транзисторнинг паст частоталари учун Y -параметрлари;

m_n - дрейфсиз (силжишсиз) транзисторлар учун коэф. $m_n = 1,6$; дрейфли (силжишлик) транзисторлар учун $m_n = 1,2$;

f_n - транзисторнинг ток кучайтирувчи коэффициенти, шу частотада бирга тенг бўлади.

Агар маълумот адабиётидан транзисторнинг энг юқори частотада генерация қилиши кўрсатилган бўлса, f_n , m_n ,

$$f_n = 8 \pi \cdot r_g \cdot C_n \cdot f_1^2 \quad \text{бўлади.}$$

бу ерда C_n - транзисторнинг база-коллектор орасидаги сифими,

K_0 - каскаднинг кучайтиргич коэффициенти.

Кириш занжирининг ўтказиш коэффициенти

$$K_n = \frac{R_n}{R_r}; \quad (7.4)$$

R_0 - эквивалент қаршилик

$$R_0 = \frac{1}{\frac{1}{R_r} + g_m + \frac{1}{R_{\text{нб}}}}; \quad (7.5)$$

τ_0 - кириш занжирининг эквивалент вақт доимийлиги

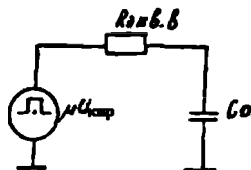
$$\tau_0 = \tau \left(\frac{R_0}{R_T} + \frac{R_0}{R_{\Sigma}} + \frac{R_0}{\tau_0} \right) + \tau, \quad \text{бу ерда } \tau_0 = K_0 C_n R_0. \quad (7.6)$$

Импульснинг кириш занжиридаги олдинги тикка ўсиш вақтининг (фронтининг) ўрнатилиши:

$$t_{\Sigma} = 2,2 \cdot \tau_0. \quad (7.7)$$

Шундай қилиб, кириш занжири ўз таъсирини умумий тикка ўсиш вақтига қўшадн.

Кучайтиргич киришидаги кучланиш катталиги (u_{Σ}) орқали аниқланади. Агар u_{Σ} ҳисоб миқдоридан ошиб кетса, уни суғъий йўл билан ўзгартириш мумкин. Бунинг учун шаклиантиргич билан кучайтиргич орасига R_0 - қаршилиги ўрнатилади, R_0 - катталигини, K_0 орқали аниқлаш мумкин. 7.6-расми таҳлил қилиб кўрсак, бу интеграллаш занжиридир, демак, кучайтиргичнинг чиқиш занжири ҳам импульсни ўрнатувчи вақтига таъсир қилади.



7.6-расм. Интеграллаш занжири.

Бу схемада: $C_0 = C_1 + C_n + C_2$ бу ерда C_n - монтаж сифими

$$R_{\Sigma} = \frac{R_0 \cdot R_1 \cdot R_2}{R_0 \cdot R_1 + R_0 \cdot R_2 + R_1 \cdot R_2}; \quad \text{бу ерда } R_0 = \frac{1}{g_{21}}.$$

Бу занжирни ҳолат ўзгартириш ҳарактеристикаси (монотон) бир оҳанглик ҳарактерга эга $h(t)_{\Sigma} = 1 - e^{-t/\tau_0}$; демак, резисторли каскаднинг сақлаши (отилиб чиқиши) йўқ. Импульснинг ўрнатилиш вақти $t_0 = 2,2 \cdot \tau_0$; бу ерда $\tau_0 = \tau_1 + \tau_2 + \tau$

τ_1 - C конденсаторнинг вақт доимийлиги, яъни $R_{\Sigma 1}$ орқали заряд йиғиш вақти;

τ - транзисторнинг вақт доимийлиги;

τ_2 - юкланишнинг вақт доимийлиги.

Бу ерда: $\tau_1 = C_1^1 \cdot R_{\Sigma 1}$; $C_1^1 = C_1 + C_n$; $\tau_2 = R_{\Sigma 2} \cdot C_2(1 + r_0' \cdot g_{21})$.

Бу ерда $R_{\Sigma 1}$ чиқиш занжирининг эквивалент қаршилиги

$$R_{\Sigma 1} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}; \quad (7.8)$$

$$R_{\Sigma} = \frac{1}{g_{\Sigma}}; \text{ одатда } R_2 \ll \frac{1}{g_{\Sigma}} \text{ бўлганлиги учун.}$$

Импульснинг текис бандлиги пасайиши C_{p2} сабабли бўлса, уни куйидаги формуладан аниқлаш мумкин

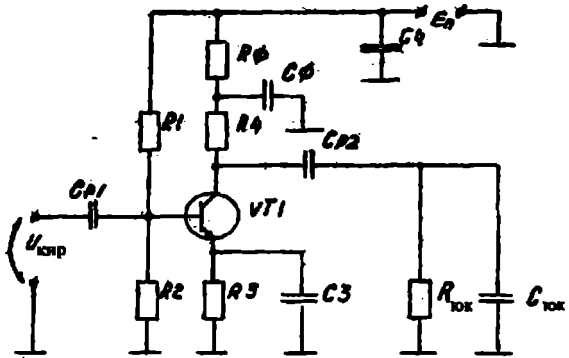
$$\Delta C_{p2} = \frac{t_n}{(R_1 + R_2) \cdot \ln \frac{1}{1 - \Delta C_{p2}}}$$

Агар топшириқда Δ - берилган бўлса (унинг C_{p2} нисбати бўйича) C_{p2} ни топиш мумкин

$$C_{p2} = \frac{t_n}{(R_1 + R_2) \cdot \ln \frac{1}{1 - \Delta C_{p2}}} \quad (7.10)$$

бу ерда ΔC_{p2} - импульсни текис бандлигининг пасайиши.

Агар чықишдаги каскаднинг схемасида термостабилизация заңжирин мавжуд бўлса, (R_3 ; C_3), у ҳам импульснинг текис бандлигини пасайтиришга олиб келади, $\Delta = \Delta C_{p2} + \Delta C_3$; бу ерда $\Delta C_3 = (g_{21} - g_{11})t_n / C_3$. Агар коллектор заңжиринда филтрловчи (R_4 , C_4) заңжир ишлатилса, импульсни текис бандлиги пасайишини камайтиради бўлади. 7.7-расмда импульснинг чўққисини коррекциялайдиган кучайтиргич схемаси келтирилган бўлиб, текис бандлиги пасайиши $\Delta = \Delta C_{p2} + \Delta C_3 - \Delta\phi$; текис бандлигининг кўтарилиш нисбати $\Delta\phi = t_n / C_4 \cdot R_4(1 + R_4/R_2)$.



7.7-расм. Ҳзгартирилган кучайтиргичнинг принципаи схемаси.

Агар t_n га мураккаб талаблар қўйилган бўлса, ҳамда t_n берилган шартга нисбатан каттарок чиқса, унда ю.ч. (юқори частотали коррекция схемасини қўллаш керак) шунда импульснинг доимийлиги t_n камаяди.

Энг соддаси индуктивлик параллел Ю.Ч. коррекция (тузатиш) схемасидир 7.8-расм.

Бу схемани қўллаш, айниқса, чиқишдаги сизимли юқлавишда фойдалироқ бўлади. Индуктивлик C_n конденсаторни зарядланишига таъсир қилади, нега деганда $R_n L$ занжирида ток кўпайишининг тезлиги камаяди. Кучайтиргичнинг юқлавиш (фаол) қаршилик R_n , сизимли қаршилик C_n , ва аралаш $R_n C_n$, бўлиши мумкин. Қуйида шундай юқлавишлар учун умумий формулалар тавсия этилади, (коррекцияланган) ўзгартирилган каскад учун кучайтиргич коэффициентлари

$$K_0 = g_{21} \cdot R_{\text{анн}}, \quad (7.11)$$

ўрнатилиш вақти $t_y = t'_y \cdot \tau_2^{III} \cdot \tau$

бу ерда: t_y - умумий ўрнатилиш вақти; τ_2^{III} - эквивалент вақт доимийлиги; τ - транзисторнинг вақт доимийлиги.

Бу схеманинг камчилиги шундаки, ўтказялаётган импульс жараёнининг шакли транзисторнинг иш режимида, ёки унинг параметрлари ўзгаришига боғлиқ бўлиб, - импульснинг отилиб чиқишига олиб келиши мумкин.

Отилиб чиқиш (сақраш)

$$\delta = \sqrt{1 - a \cdot \sigma + a^2 \sigma} \cdot \frac{1}{1 + \sigma} \left(\sigma - a \sigma g \frac{\sigma \sqrt{4 - \sigma^2}}{2 - a \cdot \sigma} \right); \quad (7.12)$$

бу ерда a , σ - Ю.Ч. (коррекция) ўзгартириш коэффициентлари, агарда $\sigma \geq 2$ бўлса, схема бир ҳолатдан - иккинчи ҳолатга ўтиш жараёни аperiодик ҳарактерга, $\sigma < 2$ бўлганда эса тебраниш ҳарактерга эга бўлади. Ўтиш ҳарактеристикаси $\sigma = 2$ бўлганда:

$$h(t') = 1 - (1 + t' - a \cdot t') \cdot e^{-t'}; \quad (7.13)$$

$\sigma > 2$ бўлганда

$$h(t') = 1 - \frac{a - \beta - a}{2 \cdot \beta} \cdot e^{-\alpha \cdot t'} + \frac{a - \beta - a}{2 \cdot \beta} \cdot e^{-\alpha \cdot \sigma \cdot t'}; \quad (7.14)$$

$\sigma < 2$ бўлганда

$$h(t') = 1 - e^{-\alpha t'} \left(\frac{a - a}{\beta} \cdot \sin \beta \cdot t' + \cos \beta \cdot t' \right) \quad \text{бўлади.} \quad (7.15)$$

бу ерда $\alpha = \sigma/2$

$$\beta = \frac{\sqrt{4 - \sigma^2}}{2}.$$

Ҳолат ўзгартириш жараёни таснифлари умумлаштирилган вақт функцияси орқали аниқланади

$$t' = \frac{t}{\tau_2^{III} \cdot \tau}; \quad (7.16)$$

(a) ва (σ) коэффициентлари

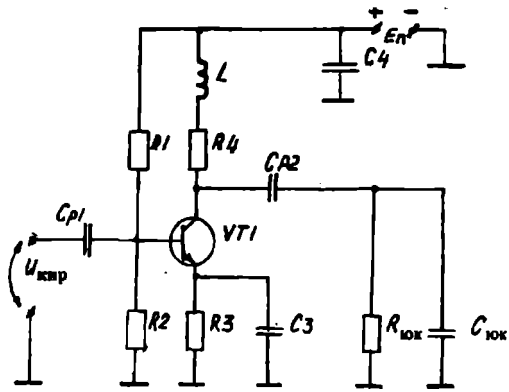
$$a = \frac{\tau_2'}{\tau_2}, \quad \sigma = \frac{\tau_2'}{\tau_2}; \quad (7.17)$$

бу ерда τ_2' , τ_2'' , τ_2''' , - маълум катталikka эга бўлмаган эквивалент вақт доимийликлари.

Кучайтиргич юқлавиши: C_n .

Эквивалент каршилиги

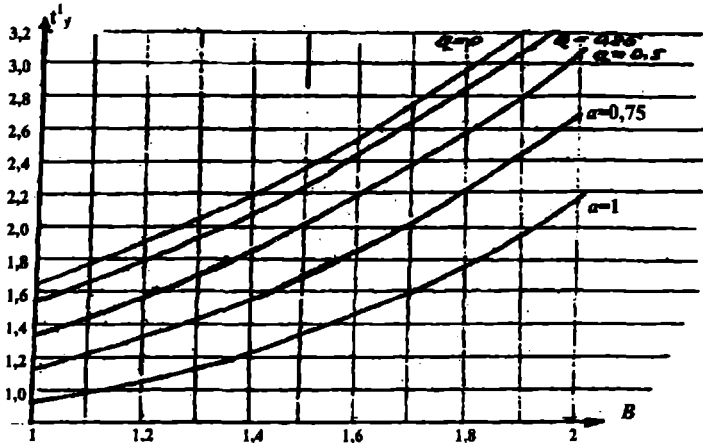
$$R_m = \frac{R_z}{1 + g_{zz} \cdot R_z} \quad (7.18)$$



7.8-расм. Энг содда индуктивликли кучайтиргичнинг принципиал схемаси.

Эквивалент вақт доимийликлари:

$$\tau_g = \frac{\tau_L}{\alpha}, \quad \tau_L = \frac{\mu}{R_z}; \quad \tau'_g = g_{zz} \cdot R_m \left(1 + \frac{\tau_L}{\tau}\right) + \frac{R_m}{R_z} + \frac{\tau_2}{\tau} + \frac{\tau_1}{\tau} \quad (7.19)$$



7.9-расм.

Бир оҳангда ўтаётган (монотон) жараён фақат $\alpha \geq 2$ бўлганда $\alpha \cdot \frac{\alpha - \sqrt{\alpha^2 - 4}}{2} \leq 1$ бўлади, яъни $\alpha \leq 1$. Монтаж таъсиридаги жараён

$t_y' = 2,2 \cdot \sqrt{\sigma^2 - a^2} - 2$. Тебраниш жараёнида t' , 7.10-расмда берилган график орқали аниқланади. $t_y' = f(v)$ $a = \text{const}$ бўлганда ўринли бўлади.

2. Юқланиш: C_n ва R_n

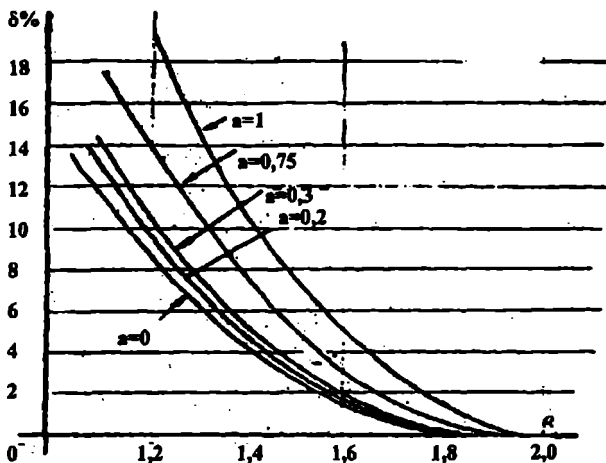
$$R_m = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}; \quad \tau_1' = 1 + \frac{\tau_1}{\tau} + \frac{\tau_2}{\tau} + \frac{\tau_3}{\tau} \cdot \frac{R_m}{R_1};$$

$$\tau_2' = \frac{\tau_2}{\tau}; \quad \tau_3' = \sqrt{\frac{\tau_3}{\tau} \cdot \left(\frac{\tau_1}{\tau} + \frac{\tau_2}{\tau} + \frac{R_m}{R_1} \right)}; \quad \tau_4 = \frac{L}{R_1}; \quad (7.20)$$

$$\tau_1 = (1 + g_n \cdot r\theta) \cdot C_n \cdot R_m; \quad \tau_2 = C_n \cdot R_m; \quad a = \frac{\tau_2'}{\tau_1'}; \quad \sigma = \frac{\tau_3'}{\tau_1'};$$

Параллел коррекциялашнинг схемасини куйидаги ҳисоблаш тартиби тавсия этилади:

1. Каскаднинг керакли миқдордаги кучайтириш коэффициентини (K_0) аниқлаш;
2. K_0 дан R_m ни аниқлаш;
3. 7.10-расмда келтирилган чизма ёрдамида берилган (δ) орқали (a)-нинг қийматини танлаган ҳолда тахминан - (σ)ни топиш. Агарда топшириқда отилиб чиқиш берилмаган бўлса, $a \leq 1$ деб олиш керак.



7.10-расм. $a = \text{const}$ бўлганда $\delta = f(v)$ эгри чизиклар.

4. У ҳолда: $\sigma = \tau_3' / \tau_1'$; бўлгани учун $\tau_3 - \sigma \tau_1$ бўлади. Бу тенгламаларининг юқорида қайд қилинган тенгламаларга қўйиб чиқиб τ_3 / τ га нисбатан ишлаб чиқамиз.

5. τ_3'' / τ_1'' a -ларни аниқлаш лозим.

6. δ нинг қийматини формула орқали аниқлаш;

7. t'_y ни (7.9-расмда. $\sigma \leq 2$ учун) аниқлаш;
8. t_y ни аниқлаш;
9. $R_{\text{экв}}$ орқали R_x ния қийматини топиш;
10. Тузатувчи (коррекция) ғалтакнинг индуктивлигини аниқлаш:

$$L = \left(\frac{\tau_L}{\tau} \right) \cdot \tau \cdot R. \quad (7.21)$$

7.4. Кучайтириш фаол элементини (транзисторини) танлаш

Чиқиш каскади учун транзистор танлашда қуйидаги талабларга риоя қилиш керак:

1. $E_{x \text{ макс}} > u_{\text{к}}$ бу ерда $E_{x \text{ макс}}$ - маълумот адабиётидан транзисторнинг коллектор-эмиттер оралиғидаги кучланишнинг чегара маъноси;
2. $I_{\text{макс}} > U_{\text{к}}$ бу ерда $I_{\text{макс}}$ - коллектор тоқининг чегара маъноси, $R_{\text{экв}}$ - эквивалент қаршилиги, юқорида берилган формуладан аниқланади;
3. Танлаб олинган транзисторнинг частота чегараси $f_T \geq 3/f_y$; бу ерда f_y - техник топшириқда берилган ўрнатилиш вақти, f_T - маълумот адабиётидан олинади.

Кейин, танлаб олинган транзисторнинг қириш ва чиқиш статистик таснифларини, яна унинг қуйи частота ва юқори частоталар учун параметрларини ҳам топиш керак: g_{21} ; g_{11} ; r_b ; c_c ; τ ларнинг бир қисми транзисторлар тўғрисидаги маълумот адабиётидан топиш мумкин, бир қисмини эса аниқлаш ёки мустақил равишда ҳисоблаш керак. Шунинг эсда тутиш керакки, маълумот адабиётида кўрсатилган g_{21} ; g_{22} ; g_{12} ; g_{11} қийматлар $E_{\text{к}}$, $I_{\text{к}}$ маънолари учун аниқланган. Агар «ишчи нуқта» бошқа координаталарда бўлса, $I_{\text{к}}$, $E_{\text{к}}$, унда бу параметрларни (тахминий) формулалар орқали қайтадан ҳисоблаб чиқиш керак. c_c ҳам коллектордаги кучланишнинг функцияси бўлиб, $E_{\text{к}}$ учун C_c бу ерда $E_{\text{к}}$ кучланиши учун бўлган сизгим қиймати:

$$C_c' = \sqrt{\frac{E_{\text{к}}}{E_c' \cdot C_c}}. \quad (7.22)$$

7.5. Каскаднинг иш режимини танлаш, (графо-аналитик ҳисоб)

Кучайтиргич каскадининг иш режимини транзисторнинг қириш ва чиқиш ҳарактеристикалари ёрдамида танланади. Қуйидаги ҳисоблаш тартиби тавсия этилади:

1. Кучайтиргичнинг ток манбаини қуйидаги формуладан аниқлаймиз:

$$E_x \approx (1,2 - 1,5) \cdot u_{\text{к}}. \quad (7.23)$$

2. Транзисторнинг турига ва юкланишдаги импульснинг кутбийлигига нисбатан "ишчи нуқтани" ҳолатини аниқлаймиз. Юкланишдаги импульс мусбат кутблик, иски кутблик ва манфий кутблик бўлиши мумкин. Агар чиқишдаги

импульсни манфий кутблнги керак бўлади, лекин транзисторнинг тури ($n-p-n$) бўлади, унда "ишчи нукта", коллекторнинг кичик тоқларига эга бўлган қиймати учун танланади.

3. Транзисторнинг чиқиш характеристикасида A , B икки нукта ёрдамида ўзгармас ток учун "юкланиш тўғри чизигини" чизиш керак.

4. Доимий (ўзгармас) ток учун қаршиликни аниқлаш қуйидагича $R_{\Sigma} = R_{\Sigma} + R_{\Sigma}$ бўлади, агар каскадда C_{ϕ} , R_{ϕ} филтри ишлатилса (7.6 расм), унда $R_{\Sigma} = R_{\Sigma} + R_{\phi}$ бўлади.

5. Ўзгарувчан ток учун юкланиш чизигини қуриш керак бўлади. Унинг учун тўғри чизикнинг қялигини шундай олиш керакки, кучайтиргичнинг чиқишидаги кучланишнинг берилган амплитудаси, транзисторнинг мумкин бўлган ток амплитудасидан ошиб кетмаслиги керак.

6. R_{Σ} - эквивалент қаршилик (ўзгарувчан ток учун):

$$R_{\Sigma} = \frac{R_{\Sigma} R_{\Sigma}}{R_{\Sigma} + R_{\Sigma}}, \quad (7.24)$$

(каскаднинг кучайтирув коэффициентини K_0 бўлган ҳолда) R_{Σ} маъносини аниқлаш $K_0 = g_{21} R_{\Sigma}$ керак.

7. $R_{\Sigma} = R_{\Sigma} - R_{\Sigma}$ аниқлаш керак.

8. $I_{\Sigma 0}$; $I_{\Sigma 0}$; $E_{\Sigma 0}$; $E_{\Sigma 0}$; $E_{\Sigma 0}$; $I_{\Sigma 0}$; $I_{\Sigma 0}$; $u_{\Sigma 0}$; $u_{\Sigma 0}$ ларни аниқлаш керак.

9. Транзисторнинг ишчи нуктасини ҳароратдан стабиллаштиришни таъминлаш (бунинг учун эмиттер занжирига қўшимча R_0 резистор уланади) эмиттерли стабиллаш схемаси.

Ҳарорат ўзгариши ишчи нуктани силжишига олиб келади, ўз навбатида бу ҳолат коллекторнинг бекитув қатламидаги тескари токга, эмиттер қатламидаги кучланишга ва ток коэффициентига таъсир қилади.

Схемани қуйидаги тартибда ҳисоблаш тавсия этилади:

а) $E_{\Sigma 0}$; $E_{\Sigma 0}$; $I_{\Sigma 0}$; $I_{\Sigma 0}$ ларни аниқлаш;

б) коллектор тоқининг мумкин бўлган ўзгариши: $\Delta I_{\Sigma 0} = (0,1+0,2) \cdot I_{\Sigma 0}$; бу ерда $I_{\Sigma 0}$ (7.11 расмдан) коллектор тоқининг характеристикаси йўналиши ўзгарган (синган) нуктасига мосдир.

в) коллектор тоқининг тескари йўналишидаги ўзгаришини аниқлаш:

$$\Delta I_{\Sigma 0} = I_{\Sigma 0}' (e^{\lambda} - 1); \quad (7.25)$$

бу ерда $I_{\Sigma 0}'$ - ҳона ҳароратидаги коллекторни тескари тоқи

λ - ярим ўтказгич асбобдаги материалга оид коэффициент

Германийли транзисторлар учун $\lambda = 0.07 + 0.09$;

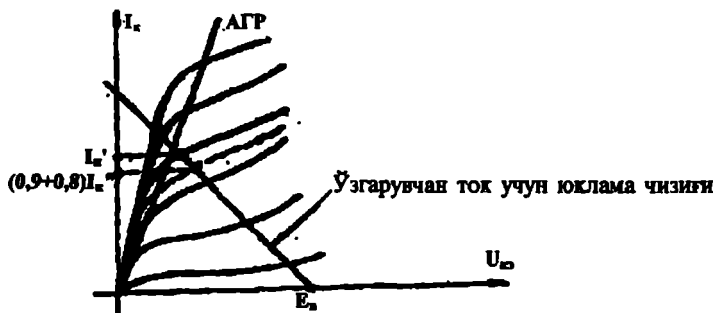
Кремнийли транзисторлар учун $\lambda = 0.01 + 0.03$.

г) стабилсизлик (барқарорлик) коэффициентини аниқлаш:

$$N_3 = \frac{\Delta I_{\Sigma 0}}{\Delta I_{\Sigma 0}'}; \quad (7.26)$$

д) барқарорлаштирувчи схеманинг кириш қаршилигини аниқлаш:

$$R_{\Sigma} = \frac{R_{\Sigma} \cdot (N_3 - 1)}{1 - N_3(1 - \alpha_0)}; \quad \alpha_0 = \frac{g_{21}}{g_{21} + g_{11}}; \quad (7.27)$$



7.11-расм. Коллектор токининг ҳарактеристикаси.

е) база занжирдаги кучланиш бўлувчисининг қаршиликларини аниқлаш:

$$R_1 = R_m \cdot \frac{E_a}{E_a - E_{a0} - (I_m - I_{a0}) \cdot R_2 - R_m \cdot I_{a0}}; \quad (7.28)$$

ж) бўлувчининг токини топиш:

$$I_a = \frac{E_{a0} + (I_m + I_{a0}) \cdot R_2}{R_1}; \quad (7.29)$$

з) шартни текшириш $I_a < I_{a0}$:

$$R_m > \frac{1}{g_a}. \quad (7.30)$$

7.6. Кучайтиргичнинг асосий параметрларини ҳисоблаш

Ҳисоблашдаги асосий формулаларга биноан, бу ерда ҳисоблаш тартибини кўрайлик:

1) Тузатилиш киритилмаган кучайтиргич каскадини қўллаш мумкинлигини текшириш керак, бунинг учун аввал қуйи частотали ва юқори частотали параметрларни аниқлаб чиқиб, керак бўлса, уларни қайтадан ҳисоблаб чиқиш лозим.

2) R_m ҳисоблаш;

3) Вақт доимийликларни τ_1 ; τ_2 ; τ_3 аниқлаш;

4) Ўрнатилиш вақтини аниқлаш (кириш занжирини ҳисобга олган ҳолда); Агар ҳисоблаш натижасида ўрнатилиш вақти берилган шартга яқин бўлиб чиқса, унда каскадга коррекция киритиш керак. Унда ҳисоблашни қайтадан бажариш лозим:

- R_m аниқлаш;

- Нуксонсиз эквивалент вақт доимийликларини аниқлаш τ_1'' , τ_2'' .

- Вақт доимийликларининг нисбатларини аниқлаш: τ_1/τ_2 ; τ_2/τ_3 .

- Кейин 7.3-расмда берилган тартиб билан давом эттирамиз.
- Ундан кейин τ_3 ва a коэффициентларни аниқлаймиз.
- δ қийматини аниқлаш керак.
- t'_y аниқлаш.
- Кириш занжири таъсиридаги ўрнатилиш вақтини ҳисоблаб чиқиш:

$$t_{y, \text{кпр}} = t_y + t_{y, \text{кпр}}$$

- Чиқиш занжири таъсиридаги ўрнатилиш вақтини ҳисоблаб чиқиш:
- Каскаднинг ўрнатилиш вақтини аниқлаймиз: $t_y = \sqrt{t'_{y, \text{кпр}} + t'_{y, \text{кпр}}}$.

Ҳисоблаб аниқланган t_y нинг қийматини яна топшириқда берилгани билан солиштириб кўриш керак.

- Коррекцияловчи ғалтакнинг индуктивлигини ҳисоблаб чиқиш.

7.7. Кучайтиргични ёрдамчи занжирларининг ҳисоби

Бу ерда ажратувчи конденсаторларни C_{p1} ; C_{p2} ва эмиттер занжиридаги конденсаторнинг қийматини ҳисоблаб чиқиш керак:

1. Нисбатан пасайишни Δ (берилган шартлардан) ажратувчи конденсаторлар ва C_1 конденсатори орасида тақсимлаш керак:

$$\frac{\Delta C_1}{\Delta C_2} \approx 3+4$$

оралиғида:

$$\frac{\Delta C_1}{\Delta C_2} = \frac{\Delta - \Delta C_2}{\Delta} = \frac{\Delta}{\Delta C_2} - 1 \approx 4$$

унда, $\frac{\Delta}{\Delta C_2}$ бўлади.

$$\text{ёки } \frac{\Delta}{\Delta C_2} \approx 5 \text{ деб олиш кулай бўлади,}$$

$$\text{унда } C_{p1} = C_{p2} = C_1;$$

$$C_1 = \frac{I_2}{(R_2 + R_3) \cdot \ln \frac{1}{1 - \Delta C_2}}; \quad C_2 = \frac{I_2 (g_2 + g_{11})}{\Delta C_2}; \quad \text{бўлади.} \quad (7.31)$$

2. Натижада R ва C қийматларини ДавСт билан мослаштириб танлаб олиш керак.

3. Силлиқ балансликнинг пасайишини схемага КЧ (қуйи частотали) коррекция занжирлари орқали камайтириш мумкин (7.8-расм).

7.8. Электрон кучайтиргичларни лойиҳалаш

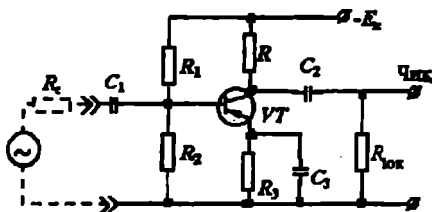
7.8.1. Умумий тушунчалар

Одатда электрон кучайтиргичлар кўпкаскадли (ёки кўпканалли) қурилма бўлиб, кириш мослаштирувчи каскаддан каскад олди

кучайтиргичдан, қувват кучайтиргичдан, охириги каскаддан, аввалги кучайтиргичдан ва охириги каскадлардан иборат бўлади.

Вазифага биноан кучайтиргичнинг бирон каскадини лойҳалаштириш керак. Талаб этилган каскад берилган қийматларга (вариантга биноан) боғлиқ. Каскаднинг тури қуйидаги каскадлардан бўлиши танланади: паст частотали кириш кучайтиргич, каскадолиди кучайтиргичи, кучланиш такрорлагичи, ўзгармас ток дифференциал каскади, қувват кучайтиргичи - охириги каскад.

Қаршиликли каскадолиди кучайтиргичи, биполяр транзисторли умумий эмиттерли схема 7.12-расм мясолида тузилган бўлиши мумкин.



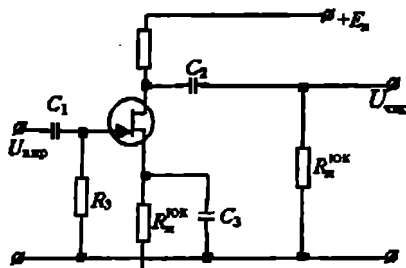
7.12-расм. Қаршиликли каскадолиди кучайтиргичи, биполяр транзисторли умумий эмиттерли схема.

Ушбу каскаднинг характерли хусусиятларидан: у “А” кучайтириш режимида ишлайди, фойдали коэффициентлари кичик, гармоника коэффициентлари яхши, ток ва кучланишлар бўйича юқори кучайтириш коэффициентига эга.

Каскадли кучайтиргични ҳисоблаш учун қуйидаги қийматлари берилган бўлиши лозим: юкламадаги кучланиш амплитудаси $U_{\text{юк.м}}$, ток амплитудаси $I_{\text{юк.м}}$ юклама қаршилиги $R_{\text{юк}}$, сигнал манбаининг қаршилиги.

Баъзи ҳолатларда сигнал манбаи қаршилиги билан каскаднинг кириш қаршилигини мослаштирилган ҳолда кучайтиргич каскадини трансформаторли ёки майдон транзисторли (резисторли) қаршиликли каскадни танлаш мақсадга мувофиқ бўлади.

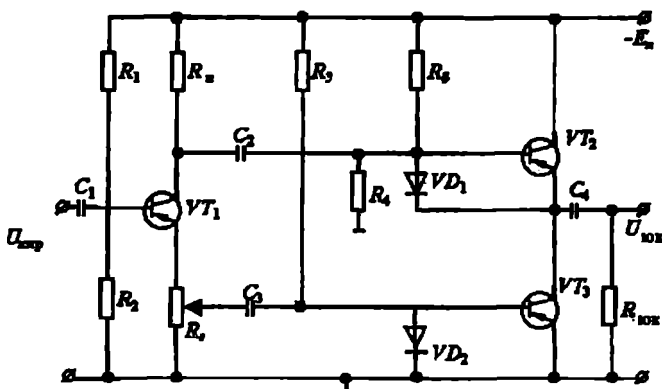
Масалан, умумий истокли майдон транзисторли қаршиликли кучайтиргич каскади 7.13-расмда келтирилганидек бўлиши мумкин.



7.13-расм. Умумий истокли майдон транзисторли қаршиликли кучайтиргич каскади.

Агарда, берилишига биноан юкламадаги қувват P_0 катта қийматли ва фойдали иш коэффициенти (30% дан катта) бўлса, юклама қаршилиги кичик бўлиб, у ҳолатда қувват кучайтиргичини лойиҳалаштириш лозим. Одатда, кучланиш манбаи ажратилган бўлса, трансформаторсиз қувват кучайтиргичи қўлланилади.

Трансформаторсиз каскадолди фазоинверсли қувват кучайтиргич схемасини 7.14-расм мисолида келтириш мумкин.



7.14-расм. Трансформаторсиз каскадолди фазоинверсли қувват кучайтиргич схемаси.

Агарда лойиҳалашган каскад нолинейчи частотада, катта кучайтириш коэффициенти таъминлаши лозим бўлса, дифференциал – балансли каскадни танлаш мақсадга мувофиқ бўлади.

7.8.2. Кучайтиргич элементини (транзисторни) танлаш учун тавсиялар

Қўйилган мақсадни ҳисобга олган ҳолда кучайтиргич транзисторларини уларнинг таснифлари ва параметрларига мослаштириб танланади. Транзисторлар чегаравий частоталари, максимал рухсат этилган кучланишлари, тоқлари, қувватига қараб, муҳит температурасини ҳисобга олган ҳолда тавлаб олинади.

Транзисторнинг ишончли ва мустаҳкам ишлашини таъминлаш учун унинг коллекторидаги ёки истокидаги ажралиб чиқадиган қуввати (7–8)% рухсат этилган қийматидан катта бўлмаслиги лозим.

Бунинг натижасида ўткинчи жараёнда, таъминловчи кучланиш манбаининг рухсат этилган қийматига нисбатан ўзгаришида, иккинчи эксплуатацион захира ҳосил бўлади.

Кичик қувватли транзисторни ишлатиш мумкин бўлган жойда катта қувватли транзисторни қўллаш мумкин эмас, чунки катта қувватли

транзисторни ток узатиш коэффициенти кичик тоқлар режимида ток қийматиға ва муҳит температурасига ҳам боғлиқ бўлади. Бундан ташқари масса ўлчами ва таннархи кўрсаткичлари ёмонлашади.

Лойиҳаланаётган кучайтиргич транзисторини ишчи режими маълумотлар китобидаги қийматидан фарқли бўлса, ундаги таснифлар орқали тавланган режимига монандини аниқлаштириб олиш лозим.

Агарда, германийли транзисторни тавлашга алоҳида сабаб бўлмаса, кремнийли транзисторни тавлаш яхшироқ бўлади.

Кремнийли транзисторлар германийлига нисбатан ўтказувчан кучланиши юқори, тесқари токи бир – икки баробар кам.

7.8.3. Касақадларни ҳисоблашга мисоллар

7.12-расмда келтирилган схемаларни ҳисоблаш.

1. Транзисторни тавлаш учун аниқланадиган параметрлар

$$P_{\kappa} = 8P_{\text{юк}} = 4 \frac{U_{\text{юк м}}^2}{R_{\text{юк}}}; \quad (7.32)$$

$$f_{\beta} = \frac{f_{\alpha}}{\sqrt{M_{\alpha}^2 - 1}}; \quad (7.33)$$

$$E_{\kappa} \geq 2U_{\text{юк м}} + (0,5 + 1)B \quad (7.34)$$

бу ерда $R_{\text{юк}} = \frac{U_{\text{юк м}}^2}{2P_{\text{юк}}}$;

P_{κ} – транзисторнинг қуввати;

f_{α} – юқори чегаравий частота.

2. Ўзгармас ток режимини ҳисоблаш:

$$I_{0\kappa} \geq (1,2 + 1,5) \frac{U_{\text{юк м}}}{R_{\text{юк}}} = (1,2 + 1,5) \sqrt{\frac{2P_{\text{юк}}}{R_{\text{юк}}}}; \quad (7.35)$$

$$U_{0\kappa} \geq U_{\text{юк м}} + (0,5 + 1)B, \quad U_{\text{юк м}} = \sqrt{2P_{\text{юк}} R_{\text{юк}}}. \quad (7.36)$$

Ишчи нуктасида транзисторнинг статик таснифлари орқали $I_{0\kappa}$, $U_{0\kappa}$, $I_{0\beta}$, $U_{0\beta}$ лари аниқланади.

3. R_{κ} , R_{β} , R_1 ва R_2 қаршиликларни тавлаш.

R_{κ} қаршилик қуйидаги шартта биноан аниқланади

$$R_{\kappa} \geq (2 + 5)R_{\text{юк}}.$$

Юқлама катта Омлик бўлса, R_{κ} берилган E_{κ} қийматида мумкин бўлмаган катта қийматда бўлиши мумкин. У ҳолда, R_{κ} ни қуйидаги формуладан аниқланади

$$R_{\kappa} = \frac{(0,8 + 0,9)E_{\kappa} - U_{0\kappa}}{I_{0\kappa}}. \quad (7.37)$$

Ўзгарувчан ток учун коллектор юқлама қаршилиги қуйидагича бўлади

$$R_{\text{экв}} = \frac{R_{\text{ток}} R_x}{R_{\text{ток}} + R_x}. \quad (7.38)$$

R_x қаршилығы куйидаги шартдан аниқланади

$$R_x = \frac{(0,1 + 0,2)E_x}{I_{0x}}. \quad (7.39)$$

R_1 ва R_2 қаршиликлар куйидаги формуладан аниқланади

$$R_{1,2} = (3 + 10)R_{\text{экв}},$$

бу ерда $R_{\text{экв}} \approx h_{110}$.

Ушбу муносабатдан

$$S_{\text{пэ}} \geq 1 + \frac{R_{1,2}}{R_x}, \quad (7.40)$$

аниқлаш мумкин $R_x \geq \frac{R_{1,2}}{S_{\text{пэ}} - 1}$,

сўнгра эса $R_2 = (3 + 10) \frac{U_{060} + R_x I_{0x}}{I_{06}}$ бўлади.

Транзисторнинг статик тасвифидаги ишчи нуқтасидан U_{060} , I_{0x} , I_{06} қийматлар аниқланади.

4. Ҳзгарувчан ток учун кириш қаршилигини ҳисоблаш:

$$R_{\text{кир}} = \frac{R_{1,2} R_{\text{экв}}}{R_{1,2} + R_{\text{экв}}}, \quad (7.41)$$

бу ерда $R_{1,2} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$. (7.42)

5. Конденсаторлар C_1 , C_2 ва C_3 сизимини ҳисоблаш:

$$C_1 \geq \frac{1}{2\pi f_n} (R_c + R_{\text{экв}}) \sqrt{M_{n1}^2 - 1}; \quad (7.43)$$

$$C_2 \geq \frac{1}{2\pi f_n} (R_{\text{кир}} + R_n) \sqrt{M_{n2}^2 - 1}; \quad (7.44)$$

$$C_3 \geq \frac{A}{2\pi f_n} R_2 \sqrt{M_{n3}^2 - 1}, \quad (7.45)$$

бу ерда R_c – аввалги каскаднинг чиқиш қаршилиги (сигнал манбаининг ички қаршилиги);

$$R_{\text{кир}} = \frac{R_x}{1 + R_x h_{22}} \approx R_x; \quad (7.46)$$

$$A = \frac{(1 + \beta) R_2}{R'_c + R_{\text{экв}}}; \quad (7.47)$$

$$R'_c = \frac{R_c R_{1,2}}{R_c + R_{1,2}}; \quad (7.48)$$

M_{n1} , M_{n2} , M_{n3} – C_1 , C_2 ва C_3 конденсаторлар тасвифидаги частотали бузилиш қисмлари.

$M_{\pi 1} = M_{\pi 2} = 0,4M_{\pi}$ деб олиш мумкин.

6. Каскаднинг кучайтириш коэффициентини кучланиш бўйича аниқлаш:

$$K_U = \frac{R_{\pi \text{ кк}} h_{21\beta}}{h_{11\beta}(1 + h_{22\beta} R_{\pi \text{ кк}}) - h_{12\beta} h_{21\beta} R_{\pi \text{ кк}}} \approx \frac{R_{\pi \text{ кк}} h_{21\beta}}{h_{11\beta}} \quad (7.49)$$

бу ерда $R_{\pi \text{ кк}} = \frac{R_{\pi} R_{\text{кк}}}{R_{\pi} + R_{\text{кк}}}$.

7. Кириш кучланишини амплитуда қийматини ҳисоблаш

$$U_{\text{кпр м}} = \frac{U_{\text{кк.м}}}{K_U} \quad (7.50)$$

8. Кириш қувватини ҳисоблаш:

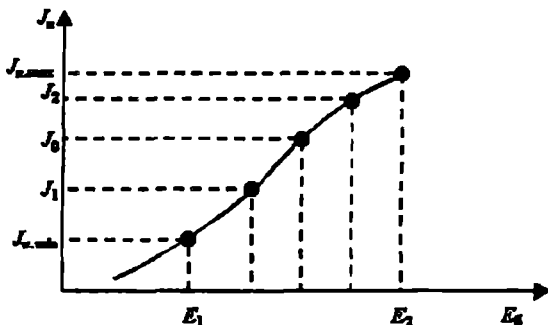
$$P_{\text{кпр}} = \frac{U_{\text{кпр м}}^2}{2R_{\text{кпр}}} \quad (7.51)$$

9. Ночизикли бузилишни ҳисобияни текшириш.

Транзисторнинг $I_{\pi} = f(E_{\phi})$ таснифидан беш ордината услуби орқали гармоника коэффициенти аниқланади, бу ерда $E = U_{\phi} + i_{\phi} R_c$.

$I_{\pi} = f(E_{\phi})$ боғланишни транзисторнинг кириш ва чиқиш таснифларидан фойдаланиб, I_{π} га қийматлар бериб, қурилади.

Берилган $I_{\pi} = f(E_{\phi})$, боғланишдан фойдаланиб, 7.15-расмдагидек гармоника коэффициенти K , аниқланади.



7.15-расм. Гармоника коэффициенти.

$J_{k,\text{мин}}$ минимал ва $J_{k,\text{мак}}$ максимал коллектор токи қийматларига мос келувчи E_1 , E_2 бўлакни тўртга бўлиб, коллектор токи J_1 , J_2 , J_0 лар аниқланади. Бу қийматлар орқали коллекторнинг ўртача ток қиймати, унинг биринчи, иккинчи, учинчи ва тўртинчи гармоникалари аниқланади:

$$I_{\kappa \text{ м}1} = \frac{I_{\kappa \text{ макс}} - I_{\kappa \text{ мин}} + I_1 - I_2}{3}; \quad (7.52)$$

$$I_{\kappa \text{ м}2} = \frac{I_{\kappa \text{ макс}} + I_{\kappa \text{ мин}} - 2I_0}{4}; \quad (7.53)$$

$$I_{\kappa \text{ м}3} = \frac{I_{\kappa \text{ макс}} - I_{\kappa \text{ мин}} - 2(I_1 - I_2)}{6}; \quad (7.54)$$

$$I_{\kappa \text{ м}4} = \frac{I_{\kappa \text{ макс}} + I_{\kappa \text{ мин}} - 4(I_1 + I_2) + 6I_0}{12}; \quad (7.55)$$

$$I_{\kappa \text{ ср}} = \frac{I_{\kappa \text{ макс}} + I_{\kappa \text{ мин}} + 2(I_1 + I_2)}{6}. \quad (7.56)$$

Ҳисобни тўғрилигини қуйидаги ифодадан текширилади

$$I_{\kappa \text{ макс}} = I_{\kappa \text{ ср}} + I_{\kappa \text{ м}1} + I_{\kappa \text{ м}2} + I_{\kappa \text{ м}3} + I_{\kappa \text{ м}4}. \quad (7.57)$$

Гармоника коэффициентини қуйидаги формуладан аниқланади

$$K_r = \frac{\sqrt{I_{\kappa \text{ м}2}^2 + I_{\kappa \text{ м}3}^2 + I_{\kappa \text{ м}4}^2}}{I_{\kappa \text{ м}1}} 100\%. \quad (7.58)$$

Агарда, K_r рухсат этилган қийматдан ортиқ бўлса, $R_{\text{юк}}$ нинг бошқа қиймати учун текширилади ёки транзисторнинг $I_{0 \kappa}$, $U_{0 \kappa}$ бошқа ишчи нуқтаси танланади.

7.8.4. Чиқиш олди фазаинверс каскадини ҳисоблаш

Ҳисоблаш учун 7.16-расмдаги принципиал схемадан фойдаланамиз.

Чиқиш каскадининг кириш елка қаршилиги ҳар иккала чиқиш юкларига тенг:

$$R_{\text{юк}1} = R_{\text{юк}2} = R_{\text{кир} \text{ ол}}. \quad (7.59)$$

Ҳар икки чиқишда бир хилда қувват олиш учун $R_{\text{н}}$ маълум бўлганда $R_{\text{н}}$ ва $R_{\text{н}}$ лар қуйидаги муносабатда бўлиши керак:

$$\frac{\beta R_{\text{н}}}{R_{\text{н}} + R_{\text{юк}}} = (\beta + 1) \frac{R_3}{R_3 + R_{\text{юк}}}. \quad (7.60)$$

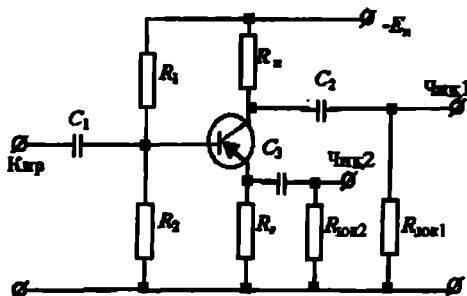
Инверс каскадининг кириш қаршилиги

$$R_{\text{кир} \text{ н}} = \frac{R_1 R_2 R_{\text{кир} \text{ г}}}{R_1 R_2 + R_{\text{кир} \text{ г}} (R_1 + R_2)}, \quad (7.61)$$

бу ерда $R_{\text{кир} \text{ г}}$ - транзисторнинг ўзгарувчан токдаги кириш қаршилиги,

$$R_{\text{вх}r} = h_{11} + (1 + \beta)R_{\text{з.ок}2}; \quad (7.62)$$

$$R_{\text{з.ок}2} = \frac{R_3 R_{\text{ок}2}}{R_3 + R_{\text{ок}2}}. \quad (7.63)$$



7.16-расм. Чикиш олди фазаинверс каскадини принципиал схемаси.

Кучланиш бўйича кучайтириш коэффициенти ҳар иккала чикиши учун R_3 ва R_4 ва юклама қаршиликлари бир хил бўлганида, қуйидагича аниқланиши мумкин

$$K_{U1} = K_{U2} = K_U \approx \frac{(1 + \beta)R_{\text{з.ок}2}}{(1 + \beta)R_{\text{з.ок}2} + h_{11} + (1 + h_{22}R_{\text{з.ок}2})}. \quad (7.64)$$

Кейин аввалги ҳисоблашдагидек

$$U_{\text{вх}r} = \frac{U_{\text{кн}}}{K_U} \text{ бўлади.}$$

Фазаинверсли каскадни қувват кучайтиргичини ишга туширувчи каскад сифатида (В режимда ишловчи) қўлланилганда кириш елка қаршилигини ўзгармай қолмаслигини ҳисобга олиш керак, чунки бир ярим диврда транзистор ёшиқ. Бу эса динамик силжишга олиб келиши мумкин. Шу муносабат билан охириги каскад транзисторларини кириш қисмини ярим ўтказгичли диодлар билан шунтлаб транзистор базасида мусбат кучланиш таъминланади.

7.8.5. Фазаинверсли каскадолди кучайтиргич билан трансформаторсиз қувват кучайтиргичини ҳисоблаш

7.14-расмдаги В режимда ишловчи кучайтиргич каскадини графо-аналитик усулда қуйидаги тартибда бажариш тавсия этилади:

1. $VT_2(VT_3)$ транзистор бир елкадаги коллекторини амплитуда кучланишини қуйидаги формуладан аниқланади

$$U_{\kappa.m} = \sqrt{2P_{\text{юк}}R_{\text{юк}}}. \quad (7.65)$$

1. Лозим бўлган манбанинг кучланишини қуйидаги формуладан аниқланади

$$E_{\kappa} = 2(U_{\kappa.m} - U_{\kappa.min}), \quad (7.66)$$

бу ерда $U_{\kappa.min}$ деб олинади.

Ҳисобланган E_{κ} нинг қийматини стандарт кучланишга катта томонга қараб яллитлаб, 12, 15, 24, 36, 48 ёки 60В номинал кучланишлардан бирини танлаб олинади.

2. $VT_2(VT_3)$ транзисторнинг коллектор импульс токи амплитудаси аниқланади:

$$I_{\kappa.m} = \frac{U_{\kappa.m}}{R_{\text{юк}}}. \quad (7.67)$$

3. Охириги каскад ток манбадан истеъмол қилаётган ўртача ток қийматини қуйидаги формуладан аниқланади

$$I_0 = 0,32[I_{\kappa.m} + I_{0\kappa}(\pi - 1)], \quad (7.68)$$

бу ерда $I_{0\kappa}$ - VT_2 ва VT_3 транзисторларининг бошланғич қиймат коллектор токи, кичик қувватли транзисторлар учун (1-2) мА, катта қувватли учун эса - (20-30) мА.

4. Охириги каскадда ток манбадан сарфланаётган қувватини, (чиқиш номинал қувватидаги) қуйидаги формула орқали аниқланади

$$P_0 = E_{\kappa} I_0. \quad (7.69)$$

5. Охириги каскадда, битта транзисторнинг коллекторидаги сарфланаётган қувватни қуйидаги формуладан аниқланади

$$P_{\kappa} = \frac{P_0 - 0,5U_{\kappa.m}I_{\kappa.m}}{2}. \quad (7.70)$$

7. $VT_2(VT_3)$ транзисторларни танлашда қуйидаги талабларга риоя қилиниши керак:

$$P_{\kappa.m \text{ max } p, \lambda} \geq 0,4P_{\text{юк}} \frac{1}{(0,7 + 0,8)}; \quad (7.71)$$

$$U_{\kappa.m \text{ max } p, \lambda} \geq \frac{U_{0\kappa}}{(0,3 + 0,45)} = \frac{E_{\kappa}}{(0,6 + 0,9)}; \quad (7.72)$$

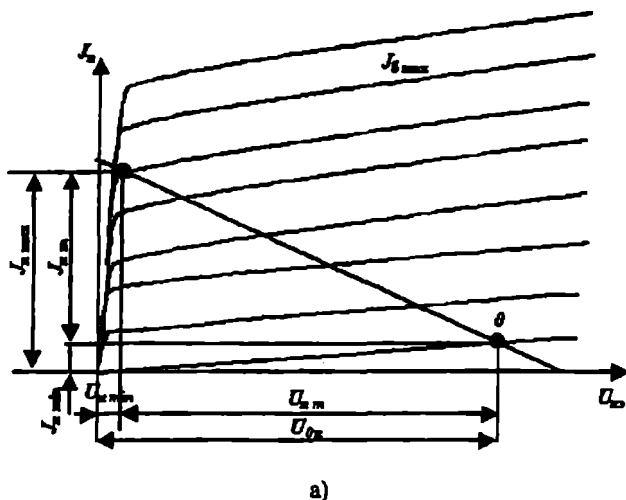
$$f_{\beta \text{ мин}} \geq \frac{f_{\beta}}{\sqrt{M_1^2 - 1}}; \quad (7.73)$$

$$f_{\text{max п.з}} \geq I_{\text{к макс}} \geq I_{\text{к м}} + I_{\text{к мин}}. \quad (7.74)$$

8. VT_3 транзисторнинг ўзгарувчан ток учун кириш қаршилигини қуйидагича аниқланади

$$R_{\text{вх} T_3} = \frac{U_{\text{б м}}}{I_{\text{б м}}}. \quad (7.75)$$

$U_{\text{б м}}$ ва $I_{\text{б м}}$ қийматлар 7.17-расмдаги транзисторнинг статик таснифлари орқали аниқланади.

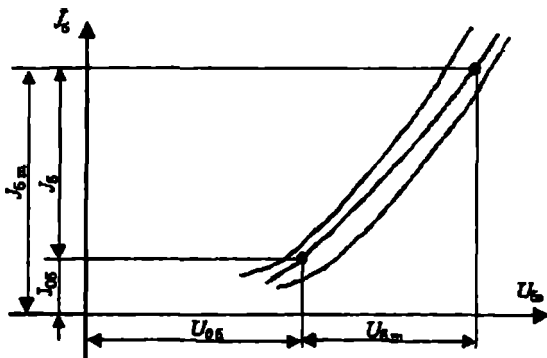


7.17-расм. Транзисторнинг статик таснифи.

Юқлама тўғри чизиги қуйидаги нуқталар координаталар орқали ўтказилади: $I_{\text{к макс}} = I_{\text{к м}} + I_{\text{к мин}}$, $I_{\text{б к}} = I_{\text{к мин}}$ ва $U_{\text{б к}} = 0,5 E_{\text{к}}$ ($P_{\text{к макс п.з}}$, $I_{\text{к макс}}$, $U_{\text{к макс п.з}}$ қийматлар билан чегараланган транзисторнинг статистик ишчи тасниф соҳаси аввал аниқланади).

9. VT_1 транзисторнинг кириш қаршилигини қуйидагича аниқланади:

$$R_{\text{вх} T_2} = \frac{U_{\text{б м}}}{I_{\text{б м}}} + R_{\text{вх}} \frac{I_{\text{б м}}}{I_{\text{б м}}}. \quad (7.76)$$



б)

7.17-расм. Транзисторнинг статик таснифи.

10. VT_2 транзисторнинг тепа елка кириш кучланиши амплитудаси куйидагича аниқланади:

$$U_{6нм} = U_{06} + U_{нм}. \quad (7.77)$$

11. R_3 , R_4 , R_5 қаршиликлари куйидаги формуладан аниқланади:

$$R_3 = \frac{E_x R_n}{U_{06} + I_{06} R_x}; \quad R_4 = R_5 = \frac{0,5E_x}{(5+10)I_{06}}, \quad (7.78)$$

бу ерда R_x - VD_1 ва VD_2 диодларнинг ўзгармас ток учун қаршилиги ($R_x = (3,5+23)кОм$).

12. Юкламадаги C_4 конденсаторини куйидаги формуладан аниқланади

$$C_4 \geq \frac{0,159}{f_n (R_{нм} + R_{нм}) \sqrt{M_{н4}^2 - 1}}, \quad (7.79)$$

бу ерда $R_{нм} \approx \frac{U_{н\min}}{I_x}$.

13. Кучайтиргичнинг фойдали иш коэффициентини куйидаги формуладан аниқланади

$$\eta = \frac{P_{нм}}{E_x (I_{0кТ_1} + I_0)} 100\%, \quad (7.80)$$

бу ерда $I_{0кТ_1}$ - VT_1 транзистори коллекторнинг сокинлик токи;

$I_0 - P_{\text{нк}}$ номинал қувватда охири каскаднинг ток манбаидан сарфлаётган урғача токи.

14. Аввал берилган услубда охири каскаднинг ночизикли бузилиш коэффициентини (гармоника коэффициентини) аниқланади.

7.8.6. Майдон транзисторли кучайтиргич каскадини ҳисоблаш

Майдон транзисторли кучайтиргич каскади (7.12-расм) қуйидаги кетма-кетликда ҳисоблаш тавсия этилади:

1. Рухсат этилган $I_{c.p.3}$ ва $U_{cm.p.3}$ қийматлар орқали транзистор таъланади:

$$I_{c.p.3} > 2I_{c.m} \approx (2,1 + 2,2) \sqrt{\frac{2P_{\text{нк}}}{R_{\text{нк}}}}; \quad (7.81)$$

$$U_{cm.p.3} \geq 2U_{cm.m} \approx (2,1 + 2,2) \sqrt{2P_{\text{нк}} R_{\text{нк}}}. \quad (7.82)$$

2. Ишчи нукта ўлчамлари қуйидагидан аниқланади:

$$I_{0c} = I_{c.m} + (1 + 2) \text{мА} = \sqrt{\frac{2P_{\text{нк}}}{R_{\text{нк}}}} + (1 + 2) \text{мА}; \quad (7.83)$$

$$U_{0cm} = U_{cm.m} + (1 + 2) \text{В} = \sqrt{2P_{\text{нк}} R_{\text{нк}}} + (1 + 2) \text{В}; \quad (7.84)$$

транзисторнинг статик таснифидан U_{0m} аниқланади.

3. Транзистор ишчи нукталаридан ўлчамларини аниқланади.

4. Қаршиликлар R_c , R_n , R_3 лар қуйидаги формуладан аниқланади:

$$R_c = (5 + 10) R_{\text{нк}} = \frac{(0,9 + 0,8) E_c - U_{0cm}}{I_{0c}}; \quad (7.85)$$

$$R_n = \frac{E_c - U_{0cm} - I_{0c} R_c}{I_{0c}}; \quad (7.86)$$

$$R_3 = (0,3 + 0,05) \frac{U_{0m} + I_{0c} R_c}{I_{3m}}; \quad (7.87)$$

бу ерда I_{3m} - затвори максимал токи.

5. C_1 , C_2 , C_3 сифмлар биполяр транзисторли умумий эмиттер схемасидаги каскаддаги сифмларни ҳисоблаш каби аниқланади.

6. K_n қуйидагидан аниқланади:

$$K_n = S(R_c \parallel R_{\text{нк}}). \quad (7.88)$$

6. Кириш қийматларини қуйидагидан аниқланади:

$$U_{\text{ксп } m} = \frac{U_{\text{макс } m}}{K_n}; \quad (7.89)$$

$$R_{\text{ксп макс}} \approx R_3; \quad (7.90)$$

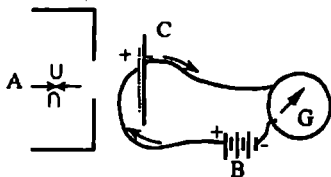
$$P_{\text{ксп}} = \frac{U_{\text{ксп } m}^2}{2R_3}. \quad (7.91)$$

VIII. ФОТОЭЛЕКТР АСБОБЛАРИ

8.1. Фотоэлектр эффекти. Электровакуумли фотоэлектр асбоблари. Фотоэлементлар.

Ўтказгич сиртига ёруғлик нурлари тушганда металл электронлар чиқаради ва шунинг учун ўзи мусбат зарядланади. Ёритилган металл сиртидан электронларнинг чиқиш ҳодисаси фотоэлектр эффекти ёки фотоэффект деб юртылади.

Фотоэффектни 1887 йилда немис физиги Г. Герц кашф қилган. Столетов агар металл сиртига ёруғлик нурлари ва, айниқса, ултрафиолет нурлари йўналтирилса, манфий зарядли металл (биринчи тажриба рух билан ўтказилган) ўз зарядини тез йўқотишини аниқлади.



8.1-расм. А.Г. Столетов тажрибалари схемаси. А-ёруғлик манбаи (ёй), С-катод; ёруғлик нурлари унинг ёритилган сиртига алоҳ вазифасини бажарувчи металл тўр орқали тушади.

Столетов разряд токи катталигини ўлчади ва биринчидан, разряд токи ёруғлик тушмаган ҳамоно бир онда тўхташини, иккинчидан, ёруғликнинг металлдан уриб чиқарган электронлари микдори билан ўлчанадиган разряд токининг катталиги металл сиртига тушадиган айни шу спектрал таркибли нурланиш энергиясига пропорционал бўлишини аниқлади. Кейинчалик тажрибаларда нурланиш тўлқин узунлигининг камайиши билан металлдан уриб чиқарилган электронларнинг тезлиги ортиши, бошқача айтганда, нурланиш частотаси ортганда электронлар тезлиги ортиши аниқланди.

Фотоэффект ҳодисасининг юксак даражадаги муҳим хусусияти шуки, ҳар бир металл сирти учун металлдан электронларни уриб чиқариш қобилиятига эга бўлган аниқ минимал частотали нурланиш мавжуддир; металлни бундан кам частотали нурлар билан ёритганда ҳеч қандай эффект бўлмайди.

Фотоэффектнинг бу хоссаларини ёруғликнинг тўлқин табиати нўҳтан назаридан тушунириш мумкин эмас; лекин улар квант назарияси асосида осон тушунилади. Эйнштейн квант назарияси асосида (1905 й.) фотоэффект ҳоҳиятини очиб берувчи содда тенгламани чиқарди.

ν частотали радиация (нурланиш) квантининг энергияси $h\nu$ га тенг ($h=6,62 \cdot 10^{-27}$ эрг-сек – Планк доимийси). Бу энергиянинг ҳаммаси модда атоми ичидаги бирор электронга ўтади деб фараз қилайлик. Агар A_1 —атомдан

электронни уриб чиқариш (яъни атомни ионизация қилиш) учун ва A_2 -модданинг сирт қатлами орасидан электронни ўтказиш учун керакли иш бўлса, у ҳолда ташқарига узилиб чиққан электроннинг кинетик энергияси

$$K = h\nu - (A_1 + A_2) \quad (8.1)$$

бўлади.

Эйнштейннинг бу тенгламаси асосида фотоэффектнинг барча асосий хоссаларини тушунтириш мумкин. Электрон учиб чиқиши учун жисм сиртини шундай ν частотали нурлар билан ёритиш керакки, $h\nu$ қиймат $A_1 + A_2$ йиғиндидан катта бўлсин. Нурланиш частотаси ν қанча катта, яъни тўлқин узунлиги бўлса, учиб чиққан электронларнинг кинетик энергияси, биябарин, тезлиги шунча катта бўлади. Отилиб чиққан электронлар сони жисм сиртига тушган квантлар сони билан аниқланади, шунинг учун бир сонияда чиққан электронлар миқдори жисм ютган радиация қувватига пропорционал бўлади.

Жуда катта частотали рентген нурлари билан ёритилганда атомнинг энг ичида жойлашган электронлар (улар учун A_1 отилиб чиқиш иши катта) уриб чиқарилади. Кўзга кўринадиган ва ултрабинафша нурлар билан ёритилганда ҳамма вақт атомнинг энг ташқарисидagi электрон озод бўлади.

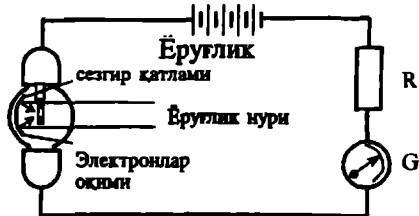
Юқорида баён қилинган мейъёрий фотоэффектдан фарқли, ишқорий металлларда танлаш (селектив) фотоэффекти деб аталадиган фотоэффект ҳам бор. Танлаш фотоэффектнинг хусусияти ишқорий металлви бирор аниқ тўлқин узунлиқдаги радиация билан ёритилганда максимум электрон эмиссияланиши билан белгиланади; агар худди шу металлви катта ёки кичик частотали нурлар билан ёритилса, кам сонда электронлар уриб чиқарилади.

Фотоэффект амалда инерциясиз: фотоэффектнинг сиртни ёритиш пайтига нисбатан кечикиш вақти ҳар қандай ҳолда ҳам $3 \cdot 10^{-9}$ сониядан ортмайди.

Агар электронлар радиация таъсирида модда атомларидан ажралиб чикса-ю, лекин жисм ичидан ташқарига чиқа олмаса, у ҳолда модданинг электр ўтказувчанлиги ортади. Селен ёритилганида унинг электр ўтказувчанлиги кескин ортиши ана шу ички фотоэффект ҳодисасига боғлиқдир.

Фотоэффектни кузатиш ва ундан фойдаланиш асбоблари – фотоэлементлар одатда қуйидагича тузилади (8.2-расм). Колба ички сиртининг бир қисми металл қатлам (масалан, натрий, калий, цезий ва шунга ўхшаш металл қатлами) билан қопланади, одатда бу металллар остидан кумуш суви югуртирилган бўлади. Металлнинг бу қатлами катод хизматини бажаради. Колбанинг бир қисми катод қатламини ёритиш учун тиник ҳолда қолдирилади.

Колба ичига тўр, ҳалқа шаклидаги ёки марказда жойлашган оддий металл клеммадан иборат иккинчи электрод – анод жойлашган бўлади. Колбанинг ҳавоси сўриб олинади ва электродлар орасига потенциаллар айирмаси бериледи. Ёруглик таъсирида катоднинг металл қатламидан отилиб чиққан электронлар анодга қараб интилади ва ток оқимини вужудга келтиради.

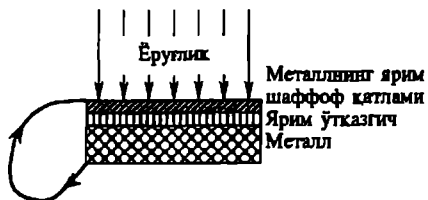


8.2-расм. Фотоэлемент.

Фотоэффектни кузатиш учун занжирга гальванометр уланади. Ҳосил бўлган ток ёритилганликка боғлиқ бўлади ва одатда миллиампернинг улушларича бўлади. Ёритилганлик бўлганда фототок дастлаб кучланиш ортиши билан ортади, лекин кучланиш 200-250 в гача ортаанда катод чиқарган барча электронларни анод тугиб олади ва тўйиниш токига эришилади ва энди кучланишнинг ортиши токни орттира олмайди.

Соф металл сиртида фотоэффект учун фақат ултрабинафша нурлардан фойдаланиш етарли бўлади. Техник фотоэлементлар тайёрлашда металлга алоҳида «ишлов берилади» (унга олтингугурт, водород, кислород таъсир қилдирилади), унинг сезгирлиги орттирилади. Фототокни кучайтириш учун фотоэлемент колбаси инерт газ (неон ёки аргон) билан тўлдирилади; бу ҳолда ҳар бир фотоэлектрон анодга катта тезлик билан ҳаракатланишида йўлда газнинг кўпчилик атомларини ионлаштиради, фотоэлектрон эмиссия токидан бир неча марта кўп бўлган ион токини вужудга келтиради.

Берк қатламли фотоэлементлар кенг тарқалган. Бу элементлар учун ташқи ток манбаи керак эмас. Бундай фотоэлемент (8.3-расм) бир-бири билан тегиб турадиган металл ва ярим ўтказгичдан тайёрланган икки пластинка ва ташқарисидан қопланган юпқа ярим шаффоф металл (ёки тўрсимон электрод) қатламдан иборат бўлади. Сиртки металл қатлам (ёки тўрсимон электрод) пастки пластинкага ўтказгич билан уланади. Ўруғлик таъсирида металл ва униполяр ўтказувчан ярим ўтказгич орасидаги чегарада электр юритувчи куч вужудга келади, бу Э.Ю.К. ўруғлик оқими ортиши билан ортади.



8.3-расм. Тўсиқ (беркитувчи) қатламли фотоэлемент.

Яқинга қадар беркитувчи қатламли фотоэлементлардан асосан амалда мис (II)-оксид (купрокс) элементлар (мис оксидининг мисдаги қатлами) дан

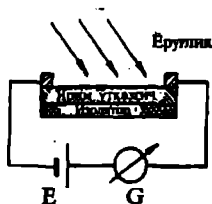
фойдаланилади. Бу фотоэлементларнинг ички қаршилиги 400 Ом га яқин. Ташқи занжир қаршилиги 100-300 Ом бўлганида, уларнинг фототоки тахминан 80-100 мкА/лм га тенг бўлади. Ҳозирги вақтда сезгирлиги 2000-5000 мкА/лм га етадиган анча тақомиллашган олтингургурт-қумуш фотоэлементлари (ФЭСС) қўлланилади; улар фақат кўринадиган нурлар учун бўлмасдан инфракизил нурлар (узунлиги 1,35 μ гача) учун ҳам яроқлидир. Олтингургурт-таллий фотоэлементлари яна ҳам сезгирдир (4000-6000 мкА/лм гача), уларда ярим ўтказгич қатлам вакуумда темир пластинкага ҳайдаб пуркалган олтингургуртли таллийнинг теллури аралашмасидан ҳосил қилинади; юқори ярим шаффоф электрод олтин қангидан ҳосил қилинади.

Фотоэлементлар ёруғлик интенсивлигининг ўзгаришини ва ёруғлик рангининг ўзгаришини электр токига айлантириш имконини беради. Уларнинг кўп соҳалардаги ишлатилиши ҳам шунга асосланган. Фотоэлементларни лампали кучайтиргичлар билан бирликда ишлатиш ёритилганликнинг ўзгаришига сезгир автоматлар: эшикларни очадиган, ёритиш тармоқларини узадиган ва улайдиган, светофорларни бошқарадиган, майда нарсаларни навларга ажратадиган ва бошқа ишларни бажарадиган автоматларни яратиш имконини берди.

8.2. Фотоқаршилиқлар

Ярим ўтказгич электронларини ўтказувчанлик зонасига фақат температурани кўтариш йўли билангина эмас, балки бевосита фотон ютқизиш йўли билан ҳам ўтказиш мумкин.

Фотонларнинг энергияси фақат ёруғлиқнинг частотасига боғлиқ бўлиб, $\varepsilon = h\nu$ формула билан ифодаланади, бунда $h = 6,62 \cdot 10^{-27}$ эрг-сек. Планк доимийсидир. Масалан, сариқ нурда фотоннинг энергияси 2 эВ чамасида бўлади. Бу энергия кўпчилик ярим ўтказгичларда электронни ўтказувчанлик зонасига ўтказиш учун бемалол етади. Шундай ярим ўтказгичлар борки, уларда электронни зонадан-зонага ўтказиш энергияси атиги электрон волтининг ўндан бир улушларининг бир нечтасига тенгдир; бундай ярим ўтказгичларнинг қаршилигига кўзга кўринадиган нурларгина эмас, ҳатто узокдаги инфракизил нурлар ҳам таъсир қилаверади.



8.4-расм. Фотоқаршилиқнинг схемаси.

Ярим ўтказкичлар қаршилигининг ёритилганликка қараб ўзгаришига асосланган асбоблар фотоқаршиликлар деб аталади (8.4-расм).

Кўзга кўринадиган нурларга мўлжалланган фотоқаршиликлар яшашда энг кўп қўлланиладиган моддалар: селен, германий, олтингугуртли кадмий ва олтингугуртли таллийлардир; инфрақизил соҳадаги нурларга мўлжалланган фотоқаршиликлар эса олтингугуртли, селенли ва теллури кўрғошиндан ясалади.

8.3. Фотодиод

Фотодиодлар $p-n$ ўтиш асосида ва Шотки барерига асосланган бўлади. Фотодиод материали сифатида германий ва кремний қўлланилади. Ёруғлик нури $p-n$ ўтишга тушиши яхши таъминланиши лозим.

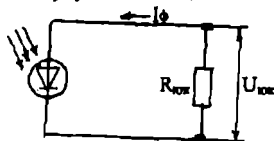
Фотодиодни уланиш схемаси 8.5-расмда тасвирланган. Фотодиодни ўтиш характеристикаси $I_{\phi} = f(\Phi)$ кенг диапазонда чизикли ва ёруғлик оқими Φ га боғлиқ. Унинг спектрал характеристикаси 8.6, в-расмда тасвирланган. Интеграл сезирлиги эса 20 мА/лм . Фотодиодлар фотоқабул қилгич сифатида қўлланилади. Фотодиодни интеграл сезирлигини ошириш учун тожли ўтиш режимида тескари кучланишни ошириб ишлайдиган асбоблар ишлаб чиқилган. Бунинг ҳисобига фототокни $30+300$ маротабагача кучайтириш имконияти пайдо бўлди.

Фотодиод деб тескари оқувчи токнинг кристалл юзасига тушаётган ёруғлик оқимига тўғри пропорционал бўлган ток ҳосил қилувчи асбобга айтилади. Фотодиод куйидаги ютуқларга эга: сезирлиги жуда юқори, массаси ва ҳажми жуда кичик, иш вақти жуда катта ва кичик ток манбаларда ишлайди.

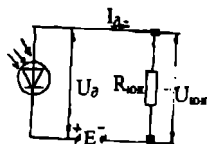
Куйидаги 8.8-расмда фотодиоднинг уланиш схемаси тасвирланган.

Диодга ёруғлик нури тушганда кўшимча зарядлар пайдо бўлади яъни асосий заряд ташувчи P қатламда n лар, асосий заряд ташувчи n областда P лар концентрацияси ошади ва натижада I_{ϕ} - тескари ток оқади. Фотодиод иккита ҳолатда ишлайди. Ташқаридан манба уланган (фотоўзгартиргич) ҳолатида ва ташқаридан манба уланмаган ҳолатда (фотогенератор) ишлайди.

Фотогенератор ҳолатда
(вентил хусусиятга эга)

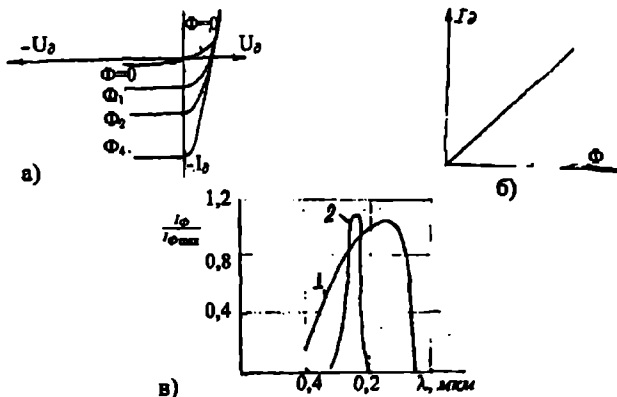


Фотоўзгартиргич ҳолатда



8.5-расм. Фотодиодни уланиш схемаси

Куйидаги расмда 8.6, а-расмда вольт-ампер характеристикаси, 8.6, б-расмда ёруғлик характеристикаси ва 8.6, в-расмда I_{ϕ} спектрал характеристикалари берилган.



8.6-расм. Фотодиодни характеристикалари.

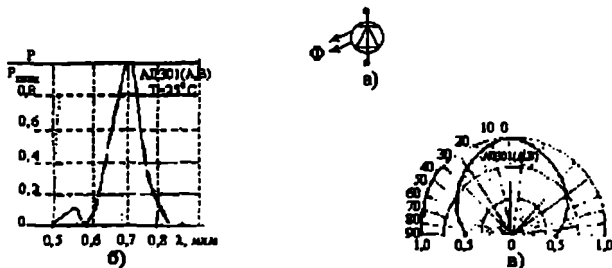
- а) расмда вольт-ампер характеристикаси; б) Ёруғлик характеристикаси;
 с) спектрал характеристикаси

Параметри:

- Интеграл сезгирлик $K=I_{\phi}/\Phi$;
- Ишчи кучланиш - U_{ϕ} ;
- Қоронғи ток - I_k ;
- Ишчи муддати.

8.4. Ёруғлик диоди

Ёруғлик диоди деб $p-n$ ўтказувчанликка эга бўлган ярим ўтказгичли асбобдан тўғри электр токи ўтганда ёруғлик нурига айланадиган асбобга айтилади. Бу асбоб алоқа қурилмаларида, ҳисоблаш техникасида ёруғликка асосланиб ишлайдиган ахборат қурилмаларида, индикаторларда ва ҳ.к.ларда ишлатилади.



8.7-расм. Ёруғлик диоди.

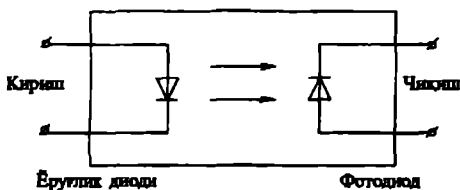
- а) ёруғлик диоднинг шарҳли белгиси; б) ёруғлик характеристикаси;
 в) йўналиш характеристикаси

8.7, а-расмда ёруғлик дивониянг шартли белгиси 8.7, б-расмда ёруғлик характеристикаси ва 8.7, в-расмда йўналиш характеристикаси кўрсатилган.

8.5. Оптронлар

Оптронни ишлаш принципа ва тузилиши. Ёруғлик окимини бир томонга йўналганлиги, ёруғлик қабул қилгичда электронларни бошқариш имконияти, кириш занжири (бошқаруви) электр жиҳатдан чиқиш занжирига боғлиқ бўлмаганлиги учун чиқишни киришга таъсири бутунлай бўлмайди. Ёруғлик тарқатувчи ва қабул қилувчи оптик жиҳатдан боғланган бир бутун конструктив асбобга оптрон (ёки оптожуфтлик) дейилади. Оддий оптрон ёруғлик диоди ва фотодиодлар бир ғилофга жойлаштирилган бўлади (8.8-расм).

Ёруғлик тарқатувчи диод сифатида арсенид галлий $AsGa$ ва арсенид фосфид галлий $GaAsP$ ёруғлик диодлари ишлатилади. Спектри бўйича кремнийли фотоқабул қилгич-фотодиод билан мослаштирилган бўлади.



8.8-расм. Оптрон схемаси.

Чиқишни кяриш қисмидан юқори даражада ҳимояланган толали ёруғлик тарқатгичлар қўлланила бошланди. Толали ёруғлик тарқатувчидан қабул қилгичгача катта масофага жойлаштириш, ҳалақятларга қаршилиги юқори бўлган бошқарувни ташкил этиш мумкин.

Оптронда оптика ва электрониканинг услублари ва қурилмалари бўлганлиги учун асбобнинг номи ҳам шундан келиб чиққан.

Ҳозирги даврда оптика ва электрониканинг интенсив ривожланиши натижасида оптоэлектроника соҳаси интенсив равишда ривожланаяпти. Булар ёрдамида информаион масалалар, оптика ва электроникага боғланган масалалар ечилмоқда; оптрон эса уларнинг оддий бир элементи сифатида қаралади.

Оптроннинг характеристикалари ва қўлланилиши. Оптронни кириш ва чиқиш характеристикаси орқали ифодаланувчи тўрткутблик сифатида қарашимиз мумкин. Кириш ва чиқиш қисмининг идеал ҳимояланганлигидан тесқари алоқани эътиборга олмасак ҳам бўлади.

Ёруғлик диодининг волт-амперли характеристикаси фотоқабул қилгич учун оптроннинг берилган кириш кучланишида (токи) чиқиш характеристикаси бўлади.

Кенг турдаги оптронлар ишлаб чиқарилади:

– фотоқаршиликли оптрон, ҳимоя қаршилиги 10^8+10^{13} Ом, ўтиш сизими $0,5\div 2$ пф ва энг кичик тезкорликка эга (улаб-узиш вақти 3 мс), сигнални узатиш коэффициенти 0,1 га тенг бўлганида;

– диодли оптронлар – энг катта тезкорликка эга (улаб-узиш вақти мс); сигнални узатиш коэффициенти уларда жуда паст;

– транзисторли оптронлар, улаб-узиш вақти 2 мкс, сигнални узатиш коэффициенти бирга тенг бўлганида; тиристорли оптронлар, улаб-узиш вақти 15 мкс, худди шундай шароитда.

Кириш билан чиқиш қисмларни яхши ҳимояланганлигидан оптронлар ёрдамида кичик кучланиш билан юқори кучланиш (бир неча юз киловольтларни) ларни бошқариш мумкин; бунда мураккаб информацион тизимларни турли частоталарда ишловчи коммутациялаш халақатларга қарши чидамлилиги юқорилашади.

IX. ИМПУЛСЛИ ВА РАҚАМЛИ СХЕМОТЕХНИКА ЭЛЕМЕНТЛАРИ

9.1. Мантиқий элементларнинг параметрлари

Кучланиш ўлчамли параметрлар. Мантиқий элементларни ўзини ўрганишдан аввал уларга қўйиладиган техник талаблар ва параметрларини кўриб чиқайлик.

Халақитга қарши чидамлилиги $U_{\text{ном.к}}$ – мантиқий элементнинг кириш қисмидаги энг катта кучланиш, қайсики унинг чиқиш қисмидаги кучланиши ўзгармасин.

Ишга тушиш кучланиши $U_{\text{фрт.б}}$ – мантиқий элементнинг кириш қисмидаги энг кичик ўзгармас ток кучланиши, қайсики у бир ҳолатдан бошқа ҳолатга ўтади.

Қўйиб юбориш кучланиши $U_{\text{отн}}$ – мантиқий элементнинг кириш қисмидаги энг катта ўзгармас ток кучланиши, қайсики бунда у бир турғун ҳолатдан бошқа бир турғун ҳолатга ўтади.

Мантиқий элементни таъминловчи манба кучланиши $U_{\text{н}}$. Мантиқий элемент схемаларини кўпчилик ҳолда $U_{\text{н}}=5В$ кучланиш билан таъминланади. Кичик қувват сарфловчи микросхемаларда эса, бундан ҳам кичик кучланишлар қўлланилади. Бундан ташқари $5В$ дан каттарок кучланишлар ҳам қўлланилади.

Мантиқий бирлик кучланиши U – ижобий мантиқ учун кучланишнинг юқори сатҳининг қиймати ва салбий мантиқ учун кучланишнинг пастки сатҳи қиймати.

Мантиқий нол кучланиш U^0 – ижобий мантиқ учун кучланишнинг пастки сатҳи ва салбий мантиқ учун кучланишнинг юқори сатҳи қиймати.

Ток, қувват, энергия ва вақт birlikларига эга бўлган параметрлари. Ўртача сарфланувчи ток $I_{\text{орт.фрт}}$ – рақамли микросхеманинг икки турғун ҳолатларида ток манбаидан сарфловчи токи.

Ўртача сарфланувчи қувват $P_{\text{орт.фрт}}$ – рақамли микросхеманинг ёки бирор мантиқий элементнинг, икки турли турғун ҳолатларида сарфланаётган ярим сумма қуввати.

Сигнални тарқатиш вақтининг ўртача ушлаб қолиниш вақти $t_{\text{за.р.фрт}}$ – рақамли микросхемаларни ёки мантиқий элементни ток манбаига улашиши ёки узилишида, сигнални тарқатишидаги вақтни ярим суммасига тенглиги.

Улаб-узишда бажариладиган ўртача иш $A_{\text{фрт}}=P_{\text{орт.фрт}} \cdot t_{\text{за.р.фрт}}$. Ушбу параметр мантиқий элементни тескорлигини ва иқтисодий манфаатдорлигини характерлейди. Бу параметр, янги ишлаб чиқарилиши лозим бўлган микросхемаларни истиқболни аниқловчи асосий параметрларидандир.

Рақамли электрониканинг ривожланиши, вақт бирлигида бажариладиган операциялар сонини оширишга қаратилган. Иккинчи йўналиш – жиҳозларни максимал равишда ихчамлаштириш, катта ва ўта катта интеграл микросхемалардан фойдаланиш (БИС ва СБИС).

Микросхемаларнинг элементлари катта концентрациясида, унинг бирлик юзасида катта қувват ажралиб чиқади, шунинг учун бунда иложи борича кам қувват сарфлаш учун ҳаракат қилинади. Замонавий микросхемаларни ишлашда ажралиб чиқадиган иш миқдори пикожоулнинг бирор қисминигина ташкил этади.

Бошқа параметрлари. Кириш қисми бўйича бириктирувчи коэффициент $K_{об}$ мантикий функция ҳосил қиладиган, мантикий элементнинг кириш қисмининг сони.

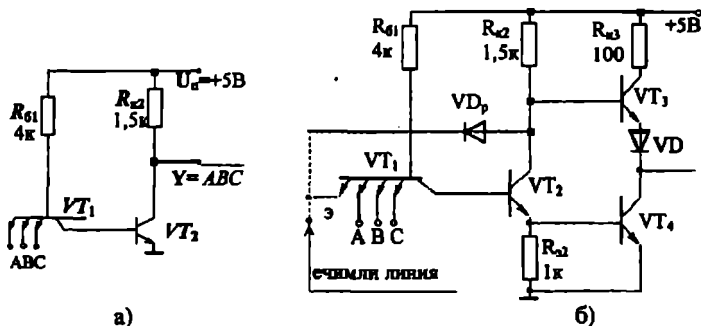
Чикиш қисим бўйича шохобланувчи коэффициент $K_{рм}$ мантикий элементнинг чикиш қисмига улаш мумкин бўлган юкламанинг максимал сони.

9.2. Транзистор-Транзисторли мантиқ (ТТМ)

Ушбу турдаги мантикий элементларнинг энг кўп қўлланиладиганлари қаторига ВА-ЙҲК (И-НЕ) мантикий элементи киради. Унинг принципиал схемаси 9.1, а-расмда тасвирланган. Бу ерда VT_1 транзистор кўп эмиттерли транзистор бўлиб, элементнинг A , B , ва C кириш қисмларига 0 ва 1 бирликка мос мусбат кучланишлар берилади. Нол сатҳ деб, $+0,2 В$ кучланишни ҳисобга оламиз. Бунда, тўйиниш режимида ишлайтган транзисторнинг коллектор-эмиттер кучланишига мос келади.

A , B ёки C эмиттерларнинг бирига кириш кучланиши $U_{эмп}=+0,2 В$ берилайтган бўлсин.

Транзисторнинг базиси $R_{б1}$ қаршилик ток манбаининг мусбат кучланиши билан уланганлиги учун VT_1 транзистори тўйиниш ҳолатига киради. Ҳақиқатдан ҳам база токи $I_{б1}=(V_{п}-u_{бэ1}-u_{эмп})/R_{б1}$. $u_{эмп}=+0,2 В$ деб ҳисоблаб; $u_{бэ1}=0,8 В$, $I_{б1}=1 МА$ токни ҳосил қиламиз. Бундай база токи агарда $I_{к1}$, $h_{21э}$ $I_{б}$ дан катта бўлмаса транзисторни тўйинишига олиб келади.



9.1-расм. ТТЛ-элемент ВА-ЙҲК.

а) соддалаштирилган схема; б) стандарт элемент

Кўрилайтган ҳолат учун $I_{к1}=I_{кэ0}$ нолга яқин, чунки VT_2 транзисторнинг база-эмиттер кучланиш уни ёпиш учун етарли эмас. Ҳақиқатдан ҳам

кучланиш қўйидагича бўлади $u_{\text{БЭЭ}}=u_{\text{УП}}+u_{\text{БЭІ}}=0,2+0,2=0,4$ В. Демак, айтилган ҳолат учун элементнинг чиқиш кучланиши, ток манбаининг кучланишига тенг, яъни чиқиш қисмида мантиқий 1 бирлик бўлади.

Энди, фараз қилайликки, ҳамма кириш қисмларига мантиқий 1 бирликка тенг кучланиш берилсин. Ушбу кучланиш $+5$ В бўлсин. Бу ҳолда VT_1 транзисторнинг коллектори тўғри йўналишда, эмиттери эса тескари йўналишда бўлади. Транзистор VT_1 нинг коллектори ва эмиттерлари ўзаро жой алмашса инверсли режимга мос келади. VT_1 транзистори шундай тузилганки инверсли режимда узатиш коэффициенти $b_{213}<1$ бўлади. Шунинг учун «коллектор» токи инверс ҳолида эмиттер токи бўлиб, жуда ҳам кичикдир.

Демак, схемадагач кириш токи кичик бўлиб, аввалги каскадни кам оқлайди.

Шундай қилиб, ҳамма уччала кириш қисмига мантиқий 1 бирлик кучланиш берилса, $R_{\text{с}}$ қаршиликдан ва VT_2 транзисторнинг эмиттеридан VT_2 тўйинган ҳолатига мос келувчи ток оқади. Бунда схеманинг чиқиш кучланиши VT_2 транзисторнинг коллектор-эмиттер кучланиши тахминан $+0,2$ В бўлиб, у мантиқий nolга мос келади.

9.1, 6-расм схемаси, кўриб чиқилган схемадан мураккаб инверторли каскади мавжудлиги билан фарқланади. Бунда, схема VT_2 , VT_3 , VT_4 транзисторларда бажарилган. Мураккаб инверторда VT_2 фазоинвертор, VT_3 ва VT_4 лар эса, икки тактли чиқиш каскадидир. Бу схеманинг авзаллиги VT_3 ва VT_4 транзисторларнинг чиқиш сифмлари кичик чиқиш қаршилиги орқали қайта зарядланади ва унинг тезкорлиги юқори бўлади.

9.3. Учта ҳолатли мантиқий элемент

9.1, 6-расмдаги схема 0 ва 1 мантиқий ҳолатларга эга. Ҳар бир ҳолатларида чиқиш қаршиликлари кичик. Схемдаги Э эмиттерига штрихланган ҳолатидаги VD_p диодни улаиши билан яна битта юқори чиқиш қаршилигига эга бўлган ҳолат кўшилади.

Бу учинчи ҳолат ечимли линияга паст сатҳли кучланиш бериш билан амалга оширилади. Масалан, ечимли линияни ерга уланса, VT_1 ва VT_2 транзисторларнинг коллектор потенциаллари камаади, натижада VT_2 , VT_3 ва VT_4 транзисторлар ёпилади. Натижада, схеманинг Y чиқиши ҳимояланган ҳолатга ўтади.

Ечимли линияга нисбатан юқори потенциал берилса, VT_1 транзисторнинг Э эмиттерини ва VD_p диодни ёпади, натижада схеманинг штрихланган қисми узилгандек бўлади. Бу ҳолда схема оддий ВА-ЙЎҚ (И-НЕ) мантиқий элемент бўлиб ишлайди.

Учта ҳолатли мантиқий элементлар, чиқиш қисмларига кўп сонли мантиқий схемаларни улаш имкониятини яратади. Рухсат этилган кучланишни

бирор схемага берилиши билан аслида унинг чиқиш қисмига уланади. Бошқа схемаларнинг чиқиш қисмлари, уларнинг юқори қаршилиқка эғалиқларидан ҳеч қандай таъсирини билдирмайди.

ВА-ЙЎҚ схемадан ташқари ЙЎҚ (НЕ) ва ЁКИ-ЙЎҚ (ИЛИ-НЕ) ечимли сигналлар билан бошқарилувчи учта ҳолатли схемалар ҳам кенг қўлланилади.

Эркин коллекторли схема 9.1, б-расидаги схемадан VT_3 транзисторини ва VD диодини олиб ташланса, схема кенг қўлланиладиган эркин коллекторли схемага айланади. Бу схемада эркин коллектор унинг чиқиш қисми бўлиб, қаршилиқ орқали $+V_n$ ток манбаига уланади. Натижада ВА-ЙЎҚ схема ҳосил бўлади. Бир нечта схемани эркин коллекторларини битта қаршилиқ орқали уланса, монтажли ЁКИ (ИЛИ) схемаси ҳосил бўлади. Агарда бундай монтажли ЁКИ схеманинг иккитасини кириш қисмига 1 ва 2 индексларини берилса, бунда мантиқий функция қуйидаги тенглама билан ёзилади

$$Y = \overline{(A_1 \cdot B_1 \cdot C_1)} \cdot \overline{(A_2 \cdot B_2 \cdot C_2)} = \overline{(A_1 \cdot B_1 \cdot C_1)} + \overline{(A_2 \cdot B_2 \cdot C_2)}.$$

Эркин коллекторли схеманинг чиқиш қисмини параллел улаш кенг қўлланилади. Бунда, коллектор токи фақат бирорта схемадан оқади ҳолос, бошқа схемалари эса юқори чиқиш қаршилиқига эга бўлиб, чиқишни юкламайди ҳам.

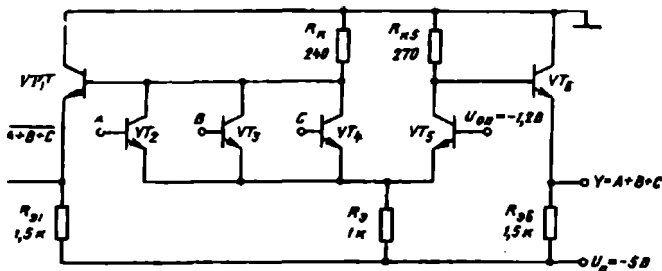
Шотки диодининг қўлланилиши. ВА-ЙЎҚ элементда ҳамма транзисторлар транзистор-транзисторли мантиқда Шотки диоди бўлиши мумкин. Бунда диод коллектор ўтишига параллел уланади. Шотки диоди 0,4 В мусбат кучланиш, яъни коллектор ўтишининг очиш учун керак бўлган кучланишдан кичик кучланиш билан очилади. Шотки диодини қўлланилиши натижасида мантиқий элементнинг тезкорлиги бир қанча ортади.

9.4. Эмиттерли - боғланган мантиқ (ЭБМ-ЭСЛ)

9.2-расмда ЁКИ / ЁКИ-ЙЎҚ эмиттерли боғланган мантиқий элемент схемаси тасвирланган. Бу схема учта кириш қисмига: A , B ва C ва иккита чиқиш қисмига эга: $Y = A+B+C$ ва $\bar{Y} = \overline{A+B+C}$. Эмиттерли боғланган элемент ишлаш принципига кўра ток улаб-узгич схемасидир.

Ушбу схеманинг маълум схемадан фарқи, чап томонида битта транзисторнинг ўрнига учта: VT_2 , VT_3 ва VT_4 транзисторларининг мавжудлигидадир.

Мантиқий элемент бир мантиқий ҳолатидан, иккинчи мантиқий ҳолатига, бирор кириш қисмига (A , B ёки C) $U_{\text{ксп}} \approx 0,8$ В кучланиш бериш билан амалга оширилади. Ушбу кучланиш таянч кучланишдан 0,4 В га ортиқ бўлиб, схемани бир ҳолатидан иккинчи ҳолатига ўтказиш учун етарлидир.



9.2-расм. ЁКИ / ЁКИ-ЙЎҚ эмиттерли боғланган мантиқий элемент схемаси.

Аслида 0,1 В кучланишда ҳам схема бир ҳолатидан бошқа ҳолатига ўта олади. Схемани бошланғич ҳолатига ўтказиш учун $U_{\text{нр}}^0 \approx 1,5$ В кичик кучланиш берилади.

Схемада иккита эмиттер қайтаргич, VT_1 ва VT_6 транзисторларида, мавжуд. Булар чиқиш кучланишини 0,7+0,8 В га силжитиш учун керак. Ушбу силжитиш схемани мантиқ кучланишини 0 ёки 1 га келтириш учун керак. Акс ҳолда эмиттерли боғланган мантиқ элементни кетма-кет улаш мумкин бўлмас эди.

Элементни ишлашнинг анализини кўрайлик. Схемادا ҳамма қаршиликлари келтирилган. Биз уларни ҳисоблаб чиқамиз ёки таълаб оламиз, агарда $U_{\text{нр}} = -1,2$ В; $R_3 = 1$ кОм; $U_{\text{нр}}^0 = 1,5$ В кучланиш берилган бўлсин. Бу кучланиш таънч кучланишидан кичик бўлганлиги учун $VT_2 + VT_4$ транзисторлар ёпиқ, VT_3 транзистор очик. Схемани тезкорлиги учун VT_3 актив режимда бўлиши керак. $U_{\text{бэс}} = 0,7$ В учун $U_3 = 1,9$ В бўлиши керак. Бундан, берилган $R_3 = 1$ кОм учун $I_3 = (5 + 1,9) / 1 = 3,1$ мА бўлади. VT_3 транзисторининг коллектор токи ҳам шунга тенг деб оламиз.

VT_3 транзисторининг актив режими учун унинг коллектор потенциали база потенциалидан юқори бўлиши керак. $R_4 = 270$ Ом ва $I_4 = 3,1$ мА, $U_{\text{К}} = 0,8$ В. Ушбу шарт катта коллектор қаршилиги учун ҳам бажарилади, лекин кучланиш силжитишини ҳисобга олиб, эмиттер қайтаргичда 0,7 В, чиқишда эса $U_{\text{нр}}^0 = 1,5$ В бўлади.

Энди, А, В ва С кириш қисмларининг бирортасига $U_{\text{нр}}^0 = -0,8$ В берилган бўлсин, бу таънч кучланиши $U_{\text{нр}} = -1,2$ В дан ортиқ. VT_3 транзистор ёпиқ. Унинг коллекторидаги кучланиш 0. Базадаги каби VT_6 транзисторининг коллекторидаги кучланиш ҳам 0 ва бу транзистор тўғри ўтказувчи диод каби ишлайди. Бундай диодда кучланиш пасайиши 0,8 В деб, $U_{\text{нр}}^0 = -0,8$ В ни ҳосил қиламиз.

$VT_2 + VT_4$ транзисторлардан бирортаси очик бўлса, очик транзисторнинг базасидаги кучланиш $U_5 = U_6 = -0,8$ В бўлади. Транзисторнинг актив иш режимида, эмиттердаги кучланиш 0,7 В га кам бўлади. Натихада, $U_3 = -1,5$ В

бўлади. Очик ҳолатдаги транзисторнинг эмиттер токи $I_3 = (5+1,5)/1 = 3,5 \text{ мА}$ бўлади.

Схема бир ҳолатдан иккинчи ҳолатга ўтишида эмиттер токи 3,1 дан 3,5 мА гача ортади. Агарда, R_3 қаршиликни ўрнига стабил ток генераторидан фойдаланилганида эди, эмиттер токи ўзгармай қолар эди. Коллектор токи ҳам шунча миқдорда катталашади. Шунинг учун схеманинг инверсли чиқиш қисмида шундай кучланиш пасайиши ҳосил бўлиши учун R_4 қаршилик R_{K3} га нисбатан кичик олинган.

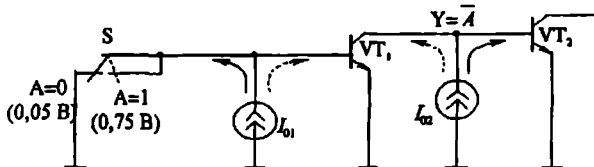
Эмиттерли боғланган мантиқ элементининг афзаллиги унинг тезкорлигидир. Схеманинг бир ҳолатидан иккинчи ҳолатига ўтиши 1÷6 нс. Камчилиги ўртача сарф этиладиган қувватнинг катталигидир. Шунинг учун катта интеграл схема КИС (БИС) ларни тузишда бу схемадан фойдаланилмайди.

9.5. Интеграл инжекцияли мантиқ (I^2L)

Интеграл инжекцияли мантиқ махсус микросхемага асосланган бўлиб, бунда юклама қаршилиги стабил ток генератори билан алмаштирилган. Интеграл инжекцияли мантиқ элементига 9.3-расмда келтирилган схема мисол бўлади.

S калит вазифасини транзистор бажаради, VT_1 ва VT_2 транзисторлар каби. Калит S ни чап ҳолатда бўлганида VT_1 транзисторининг базаси «нол» ҳолатли паст даражали потенциалда бўлади, аслида эса ушбу кучланиш тўйинган транзистор учун тахминан 0,05 В бўлади.

Ҳар бир транзистор ўзининг стабил ток генераторига эга. Калит ерга уланганида генератор токи калитга қараб оқиди (транзисторнинг калит вазифасини бажарувчи коллекторига). VT_1 транзисторининг база кучланиши жуда кичик бўлганлиги учун у ёшиқ ҳолатда бўлади. Шунинг учун стабил ток генераторининг I_{02} токи VT_2 транзисторнинг базасига йўналиб, уни тўйинтиради.

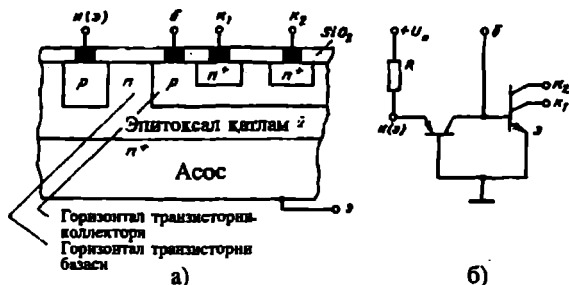


9.3-расм. Интеграл инжекцияли мантиқий ЙҲК (инвертор) схемаси.

Тўйинган транзисторнинг база-эмиттер кучланиши ушбу турдаги схема учун тахминан 0,75 В ни ташкил этади. Бу кучланиш мантиқий 1 ҳолатга тўғри келади. S калитнинг бошқа ҳолатида эса, I_{01} ток базага қараб оқиб, база-эмиттер орасида $\approx 0,75 \text{ В}$ кучланишни ҳосил қилади. Бу ҳолатда, агарда $I_{01} =$

I_{02} ва $h_{219} \geq 1$ бўлса, транзистор энг кичик микрорежимдаги тоқларда ҳам тўйинган бўлади.

Бу эса, интеграл инжекция мантиқ элементининг асосий афзалликларидан биридир. Улаб-узгич калитининг ўртача бажарган иши $A_{\text{урт}} = P_{\text{отт.урт}} \cdot t_{\text{ж.р.урт}} = 1$ нДж бўлади. Экспериментал схемаларда эса бундан ҳам кичик. Бошқа асосий афзалликларидан яна биттаси инжекцияли мантиқ элементининг, бирлик майдонидаги элементларнинг юқори зичлигидир. Бу эса, катта интеграл схема (КИС) ва ўта катта интеграл схемаларни УКИС (СБИС) яратиш ҳамояланган учлари сони камлигидандир. Майдонни кичиклаштиришга асос, қаршилиқ элементини йўқлиги ва p - n - p типдаги транзисторларни эса вертикал кўпколлекторли қилиб жойлаштиришдандир. Буни 9.4, а-расмдан кўриш мумкин, бунда интеграл инжекцияли мантиқий элемент структура схемаси тасвирланган.

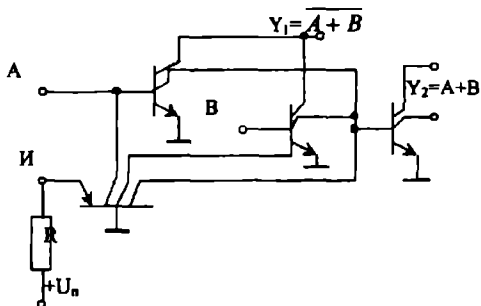


9.4-расм. Интеграл инжекцияли мантиқий элемент:
а) структураси; б) схемаси

Горизонтал p - n - p типдаги транзистор стабил тоқ генератори сифатида вертикал p - n - p типдаги транзистор қўлланилиб, ҳар бир транзистор ўзининг стабил тоқ генераторига эга. Бунинг учун кўпколлекторли горизонтал транзисторни қўллаш мумкин, қайсики битта эмиттер (инжектор) битта база ва кўп коллекторларга эга. Бундай стабил тоқ генераторининг схемаси 9.4, б-расмда тасвирланган.

Ташқи R қаршилиги орқали инжектор деб аталувчи эмиттерига қучланиш $+U_n$ берилади. Тоқ манбаининг қучланишини ўзгартириб, генератор иш режимини ўзгартириш мумкин. Генератор тоқи катта қийматида элементнинг тезкорлиги ортада, улаб-узгичнинг ўртача иши ўзгармас бўлиб қолади. 9.5-расмда 2ЁКИ/»ЁКИ – ЙЎҚ интеграл инжекцияли мантиқий элемент тасвирланган.

Схемани ишлаш принципига кўра улаб-узгич транзистори ўтказувчан ҳолатида тўйинган режимда ишлайди. Шотки диодини қўлланилиши билан интеграл инжекцияли мантиқий элементнинг тезкорлиги 2+3 баробар ортади.

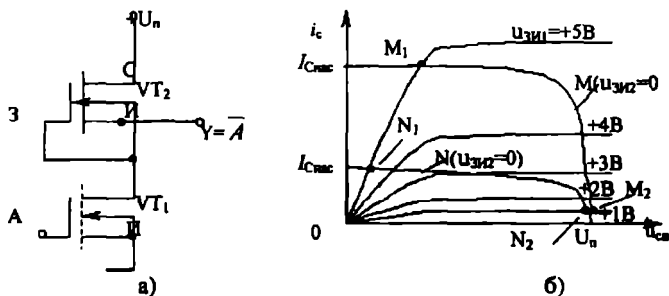


9.5-расм. И²Л – элемент 2ЁКИ/2ЁКИ – ЙЎҚ.

9.6. МОП – мантиқ

Затвори ҳимояланган майдон транзисторлари – МОП – транзисторлар интеграл мантикий схемаларда кенг қўлланилади. МОП – транзисторлари p каналлик ва n каналликлари ҳам қўлланилади. Ҳар иккала ҳолатларда ҳам транзисторлар индукцияланган ва жойлаштирилган каналлилари қўлланилади.

9.6, а-расмда n – типдаги каналли МОП транзисторли инвертор схемаси тасвирланган. Пастки VT₁ транзистори бошқарувчи бўлиб, уни одатда актив дейилади.



9.6-расм. МОП транзисторли инвертор. а) схемаси;
б) транзисторнинг стокли характеристикаси.

Транзистор VT₂ юклама ҳисобланади. У қаршилик вазифасини ўтаб, ноқизғий қаршиликка эга. Бунда канал жойлаштирилган. Унинг затвор-исток кучланиши нолга тенг. VT₁ транзистори эса индукцияланган каналга эга.

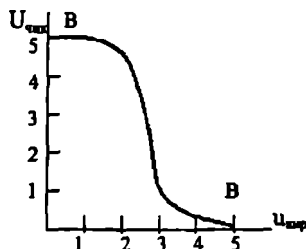
9.6, б-расмда стокли характеристикалари тасвирланган. VT₁ транзисторининг оилавий сток характеристикаси нолдан бошланади. Характеристика анализидан маълум бўладики, VT₁ транзисторининг останаий кучланиши $U_{зи,б;с} \approx +1$ В. VT₂ транзисторининг затвор-исток

кучланиши $u_{3и}=0$, ўзгармас бўлади. Шунинг учун у фақат биргина битта "М" характеристика билан тасвирланади. N эгри чизиги эса, VT_2 транзисторининг $u_{3и}=0$ ҳолдаги характеристикаси бўлиб бошқа кўринишда бўлади. Маълумки майдон транзисторининг характеристикаси ўтказувчи каналнинг кўндаланг кесим юзи билан канал узунлигини нисбатига боғлиқ бўлади. N характеристикали транзисторда, M характеристикали транзисторга нисбатан бу нисбат бир неча баробар катта.

M ва N характеристикалар $u_{сн}=U_{п}$ ва $i_c=0$ нуқтали координаталардан бошланади. Улар тепага қараб чапга йўналади. M_1 ва N_1 нуқталарнинг келиши VT_1 транзисторининг характеристикаси $u_{3и}=5$ В бўлганда VT_1 транзисторининг максимал очик ҳолатига мос келади, яъни $A=1$. Ушбу нуқта абсциссалари $U_{сн}^0$ кучланишини беради. Чизмада кўриниб турибдики, $U_{сн}^0$ кучланиши N характеристика учун M характеристикадан кичик. Демак, VT_2 транзистори ўтказувчи каналининг кўндаланг кесим юзасига нисбатан иложи борица катта бўлиши лозим.

M_2 ва N_2 нуқталари эса, бир хил абсциссага эга. Улар M ва N кесилиш нуқталари, ҳамда VT_1 актив транзисторининг $u_{3и}=1$ В кириш кучланишидаги характеристикаси билан кесилиш нуқталаридир. $U_{сн}^0$ кучланиши 1 В дан кичик бўлганлиги учун $A=0$ $U_{сн}^0 \approx U_{п}$.

9.7-расмда $U_{п}=5$ В бўлгандаги инверторнинг узатиш характеристикаси тасвирланган.



9.7-расм. МОП транзисторли инверторнинг узатиш характеристикаси.

VT_1 ва VT_2 транзисторининг реал характеристикаларини билган ҳолда унинг аниқ характеристикасини ҳосил қилиш мумкин. VT_1 транзисторига параллел қилиб шундай бир нечта транзисторларни улаб, ЁКИ – ЙЎҚ мантикий элементини тузиш мумкин. Транзисторларни кетма-кет улаб эса ВА – ЙЎҚ мантикий элементини ҳосил қилиш мумкин.

9.7. Комплементар МОП - мантиқ (КМОП - мантиқ)

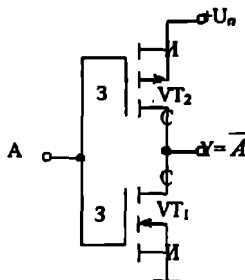
9.8-расмда комплементар МОП транзисторли инвертор схемаси тасвирланган.

VT_2 транзистор p - типдаги каналли МОП транзисторидир. VT_1 транзистори эса, n - типдаги каналли транзистор бўлиб, инвертор қуйидагича ишлайди. $A=0$ бўлганда VT_1 транзистори ёпик, VT_2 эса очик, чунки затвор-

исток кучланиши $0-U_{\Pi}$. Чикиш кучланиши эса, бунда U_{Π} га якин бўлиб, V_{T_2} эса ёпик. $U_{\text{чир}} \approx U_{\Pi}$ V_{T_1} транзистори очик, V_{T_2} эса ёпик. Бунда $U_{\text{чир}} \approx 0$ бўлиб, $Y = \bar{A} = 0$ бўлади.

V_{T_2} транзистори нафақат юклама бўлиб, балки у актив ҳамдир. Шунинг учун ҳар иккала транзистор бир хилда ўлчамларга эга бўлиб, якин характеристикаларга эга бўлишлари ва фақатгина фарқлари бири p - типдаги иккинчиси эса n - типдаги каналларга эга эканликларидadır.

Инверторнинг узатиш характеристикаси 9.7-расмдагига ўхшаш бўлиб, тахминан икки баробар ўрта қисми тиклиги катта бўлади, чунки V_{T_2} транзистори V_{T_1} транзистори каби актив ишлайди. Бу эса инверторни ҳалақитга қарши чидамчилигини оширади.



9.8-расм. Комплементар МОП транзисторли инвертор.

КМОП – мантиқнинг хусусиятларидан бири, схеманинг улаб – узиш режимда катта энергия сарфланиши, яъни иккала транзистор ишлаётган вақтида чиқилиш сизимини зарядлайди. Стационар ҳолатида 0 ва 1, битга транзистор очик, бошқаси – ёпик.

Транзисторлар кетма-кет уланган, тох занжири узилган деб фараз қилинади, агарда ёпик транзистордан оқадиган кичик миқдордаги токни инобатга олмадик.

9.8. Сумматорлар

Йигинди. Электрон ҳисоблаш машиналарида (ЭХМ) асосий арифметик операциялардан бири иккилик сонларни қўшишдир. Мисол тариқасида, тўрт разрядли иккилик соннинг йигиндисини кўрайлик: 0111 ва 0101 сонларнинг йигиндисини. Ўнлик тизимда ушбу сонлар 7 ва 5 га тенг. Бу сонларнинг йигиндисини қуйидагига тенг бўлади

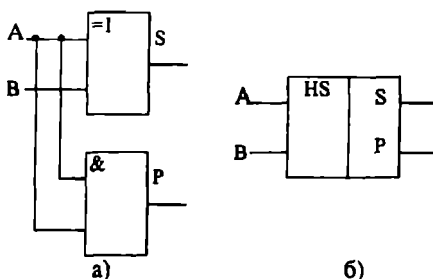
$$\begin{array}{r} 0111 \\ + \\ 0101 \\ \hline 1100 \end{array}$$

Ўнли тизимдаги сон каби, қўшишни кичик разряддан бошланади. Иккита паст разрядли бирликлар йиғиндиси $2_{(10)}$, иккилик тизимда эса 0 бўлади ва бир бирликни иккинчи разрядга ўтказилади. Демак, 2 модули бўйича йиғиндини пастки разряди $S_0=0$ ва «ўтказишни» $P_0=1$ деймиз.

Шунингдек, иккинчи устундагини қўшсак, чапдан ўнгга қараб, $S_1=0$ ва $P_1=1$; Учинчи устунда эса $S_2=1$ ва $P_2=1$; тўртинчи устунда – $S_3=1$ ва $P_3=0$. Натижада $12_{(10)}$, ҳосил қиламиз. Бунини иккилик тизимда ёзсак тўрт разрядли 1100 сонини ҳосил қиламиз.

Ҳар қандай тўрт разрядли сонни иккилик тизимда қуйидагича ёзишимиз мумкин: $C_32^3+C_22^2+C_12^1+C_02^0$, бу ерда C_i коэффициенти 0 ва 1 қийматларини олиши мумкин. Кўрилайтган ҳолат учун иккилик тизимли сонда ҳосил қилинган 1100 йиғинди учун: $C_3=1$, $C_2=1$, $C_1=0$ ва $C_0=0$. Натижада $1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0 = 8 + 4 = 12$ бўлади.

Яримсумматор. ЭХМ ларда энг оддий арифметик ҳисоблаш операциясига, иккита 0 ва 1 кўринишдаги бир разрядли сонларни қўшиш киради. Ушбу операцияни 9.9-расмдаги қурилма ёрдамида амалга оширилади.



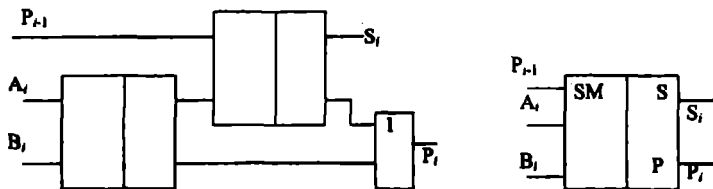
9.9-расм. Яримсумматор. а) структура схемаси; б) шартли белгиси

«ЁКИ ва ВА» мантиқни кириш қисмига A ва B кўринишидаги мантиқий сатҳга эга бўлган кучланиш берилади, қайсики бир разрядли сонлар қўшилади. ЁКИ элементининг чиқиш қисмида 2 ни модули бўйича сумма ҳосил бўлади – S , қайсики 0 га тенг, агарда $A=B=0$ ҳамда $A=B=1$ бўлса.

Агарда $A=1$ ва $B=0$ ёки $A=0$ ва $B=1$ бўлса, $S=1$ бўлади. “ВА” элементининг чиқиш қисми “ўтказиш” дейлиб, P ҳарфи билан белгиланади. Агарда $A=B=0$, $A=1$ ва $B=0$, $A=0$ ва $B=1$ бўлса, ўтказиш $P=0$ бўлади. $A=B=1$ ва $P=1$ бўлса, бирни кейинги разрядга ўтказишга мос келади. Демак, модул бўйича сумма $2S=A \oplus B = A\bar{B} + \bar{A}B$, ўтказиш эса $P=AB$ бўлади.

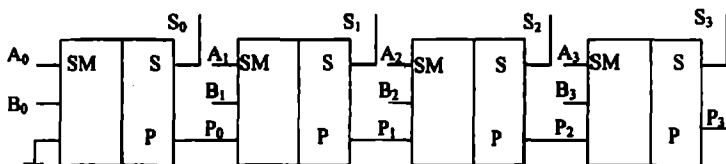
Тўлиқ сумматор. Иккилик кўп разрядли икки сонни қўшишда фақат кичик разрядда икки сон қўшилади. Бошқа разрядларда учта сон қўшилади: иккитаси қўшилади ва олдинги разряддаги суммадан кўчирилади.

9.10, а-расмга тўлиқ сумматорнинг структура схемаси келтирилган. Бунда у иккита ЁКИ элементли ярим сумматордан ташкил топган.



9.10-расм. Бир разрядли тўлик сумматор.
а) структура схемаси; б) шартли белгиси

Тўрт разрядли сумматор. Тўрт разрядли сумматор 9.11-расмда тасвирланган.



9.11-расм. Тўрт разрядли сумматор.

Бу сумматор ёрдамида 2 та тўрт разрядли иккилик сонни қўшиш мумкин.

Айрма. Икки соннинг айирмаси амалини қўшиш амали кўринишига келтириш мумкин. Ҳақиқатдан ҳам, $A-B=(A-C)+(C-B)$. Шунинг учун ЭХМ ларда қуйидаги ҳисоблаш кетма-кетлиги қўлланилади. Аввал айирувчи «В» сонни тўғри иккилик кодга айлантириб, нолни бирга, бирни эса нолга айлантириб тескари код ҳолида ёзилади.

Масалан, 5 сонини тўғри иккилик кодда тўрт белги билан 0101 ёзилса, бу сонни тескари кодда 1010 деб ёзилади. Бирни қўшиб, қўшимча код билан ўтказилади. Натижада 5 сони 1011 сонига айланади. Шундай қилиб айирувчи «В» сонига қўшилган қўшимча кодни камаювчи «А» сонига, иккилик тўғри код ҳолида ёзилган $A-B$ айирмага эквивалент бўлади. Масалан, $7-5=0111+1011=(1) 0010$. Бешинчи (олий) разряд сонини ташлаб, қавсдагини, $0010=2_{(10)}$ ҳосил қиламиз.

9.9. Шифратор ва дешифратор

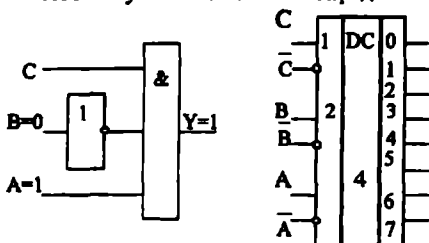
Электрон қурилмаларнинг кўпчиликлари қисмларида, шунинг билан бирга электрон ҳисоблаш машиналарида ҳам кодланган сигналлар ёки кодлар қўлланилади. Ахборотни электр тизимида кодлаб узатиш қўлланилади. ЭХМ да одатда иккилик ва иккилик-ўнлик кодлар қўлланилади. Бунда сигналлар мантиқий 0 ва 1 кўринишида узатилади.

Бир кўринишдаги кодни, бошқа бир кўринишга айлантирувчи қурилмага код ўзгартиргичи деб аталади. Масалан, тўғри иккилик кодни

тескари ва қўшимча кодларга айлантирувчи қуришмалар мавжуд. Ҳазартиргичларга шифратор ва дешифраторлар кирати. Улар сигналларни мос равишда кодлайди ва декодерлайди.

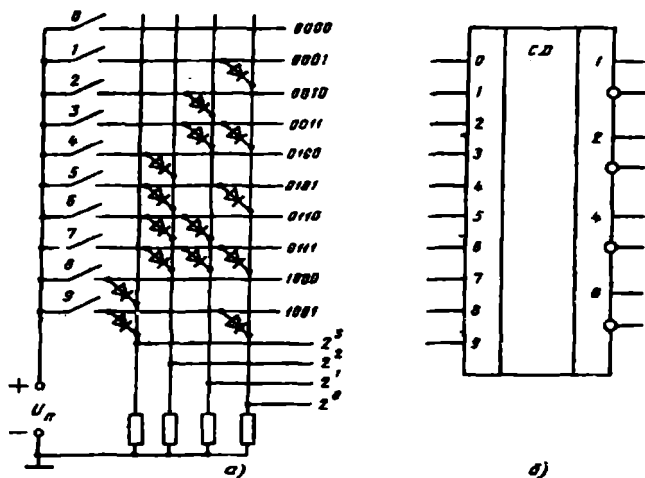
Дешифратор ёки декодер деб, маълум бир код комбинациясини қандайдир кўп кодли комбинациядан ажратиб «билволадиган» қуришмага айтылади. Масалан, 9.12, а-расмда келтирилган схемадан фойдаланиб, саккизта учразрядли иккилик сонда 101 сонини ажратиб олиш мумкин. Шунга ўхшаш, бошқа сонларни ҳам ажратиб оладиган схемаларни тузиш мумкин.

9.12, б-расмда C, B, A уч разрядли иккилик сонни дешифраторловчи 8 дан 1 ни ўзли сонга мос келувчи 0+7 га айлантиради.



9.12-расм. Дешифратор.

а) 101 ли код комбинациясига жавоб берувчи; б) 8 дан 1 ни ажратиб берувчи дешифраторнинг шартли белгиси



9.13-расм. Шифратор (кодер). а) схемаси; б) шартли белгиси

ЭХМ лариди иккилик – ўзли коддан ташкари тўртразрядли ҳар бир рақами ўзли сонни иккилик сонли кодлар ҳам ишлатилади.

Масалан, 9 8 3 сонини иккилик – ўнли кодда 1001 1000 0011 сонли код кўринишида, бўлади. 9.12-расмда тасвирланган қурилма 0 дан 9 гача ўнли рақамларни тўртгазрядли иккилик кодда таниши учун қўлланилади.

Шифратор, шунингдек кодловчи ва кодёр деб аталувчи қурилма кодлаш операциясини бажаради. 9.13, а-расмда матрицали шифратор схемаси тасвирланган бўлиб, 0 дан 9 гача ўнли рақамларни тўртгазрядли иккилик сонда кодлаш имкониятига эга. Шифрлаш рақамли клавиатурани босиш билан амалга оширилади. Масалан, 5-клавиатурани босилса, горизонтал 0101 кучланиши берилади, қайсики иккита диод уланган. Чап диод орқали вертикал шинага 2^2 кучланиш, ўнг диод орқали эса – вертикал шинага 2^0 кучланиш берилади. Демак, 2^2 ва 2^0 совларининг суммаси 5 сонга тенг. 9.13, б-расмда шифраторнинг шартли белгиси тасвирланган.

X. ИМПУЛС ГЕНЕРАТОРИНИ ИШЛАБ ЧИКИШ

10.1. Рақамли-мантиқий элементлар асосида тузилган тўғрибурчак импульслар генератори

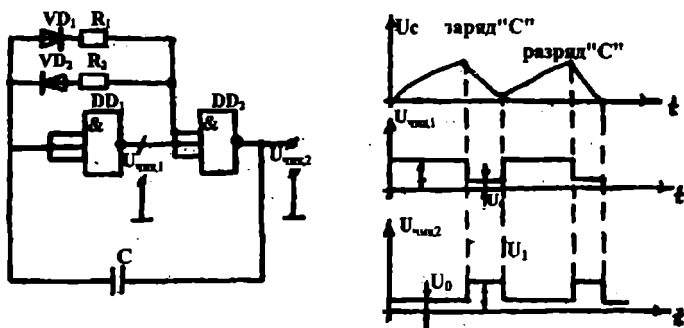
Импульс генератори алоҳида қурилма бўлиб, берилган частота билан тўғрибурчак шаклга яқин, давоми ва маълум амплитудага эга бўлган электр импульслар ишлаб чиқаради.

Қуйида тўғрибурчакли импульслар ишлаб берувчи ҳар-хил фаол элементлардан тузилган генераторлар схемасини вариантлари келтирилган: рақамли мантиқий элементларда, операцион кучайтиргичларда, биполяр транзисторларда. Генераторлар симметрик ва носимметрик автобраниш мултивибратори, вақт белгилаб берувчи RC занжирлар асосида тузилади.

Генераторнинг аниқ схемасини танлаш техник вазифасини таҳлилий асосида амалга оширилади. Фаол элементларни хилини танлаш асосида амалга оширилади.

Бу қисмда танлаб олинган мантиқий ёки операцион кучайтиргичнинг электр схемаларини ва уларнинг асосий параметрини, керакли тушунтиришлари билан кўрсатиш тавсия этилади.

Схемада берилган сусткаш (пассив) элементларнинг ҳисоблаш йўллари аввал баён этилган услубда аниқланиб, уларнинг қиймат катталигини энг яқин стандарт мейёрларгача келтирилади.



10.1-расм. Рақамли-мантиқий элементлардан тузилган
генераторнинг схемаси ва вақт диаграммаси.

ТТЛ турли интеграл микросхемалар учун "С" конденсаторнинг зарядланиш вақти t_z қуйидаги муносабатга нисбатидан аниқланади.

$$\frac{t_z}{R_3 \cdot C} = \ln \frac{2u^0 + I'_m \cdot R_2 - u_n - u'}{u^0 + I'_m \cdot R_1 - u_n} \quad (10.1)$$

C - конденсаторнинг разрядланиш (зарядсизланиш) вақти - t_p :

$$\frac{t_p}{R_p \cdot C} = \frac{R_{\text{экв}}}{R_p + R_{\text{экв}}} \cdot \ln \frac{2u' - u_1 - u_2}{u' - u_2} \quad (10.2)$$

Бу ерда R_p - конденсаторнинг зарядланиш занжиридаги қаршилик;
 C - заряд йиғувчи конденсаторнинг сивими;
 u' - манتيқий нолга тенг кучланишнинг қиймати;
 u'_1 - мантиқий бирга тенг кучланишнинг қиймати;
 $I_{\text{ксп}}$ - мантиқий бир ҳолатидаги кириш токи;
 u_2 - остонавий кучланиш;

(10.1;10.2) формулаларда иккитадан номатълум катталиклар бор R_3 , C ва R_p , C шунинг учун улардан бирортаси мустақал равишда берилиши шарт. R_3 ёки R_p -нинг катталигини 5-20 $k\Omega$ оралиғида олиш тавсия этилади. Зарядланиш ва разрядланиш занжирлардаги V_{D1} ва V_{D2} диодларни танлашда, уларнинг тўғри улангандаги i_{T1} -максимал тўғри ток ва минимал қаршиликлари R_{T1} кўзда тутилади. Тўғри токи $i_{T1} \approx 10(\text{mA})$ га тенг бўлгани учун хоҳлаган нуқтавий диодни танлаш мумкин.

Шуни ҳам эсда тутиш керак:

$$t_1 + t_2 = T = \frac{1}{f}.$$

Ҳисоблаш тартиби:

- (10.1) ва (10.2) - формулаларга кирувчи параметрларни аниқлаш;
 - диодларнинг турини танлаш ва унинг R_{T1} - тўғри қаршилигини аниқлаш;

- R_3 ва R_p - зарядланиш-разрядланиш занжирларидаги қаршиликларни катталигини танлаш;

- C - сивим катталигини аниқлаш;

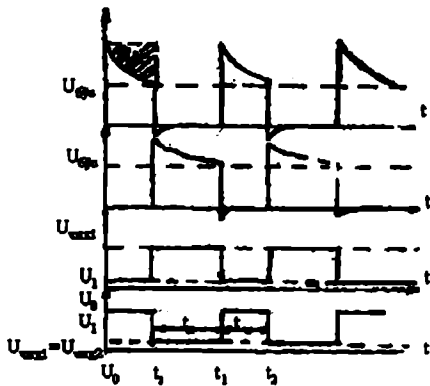
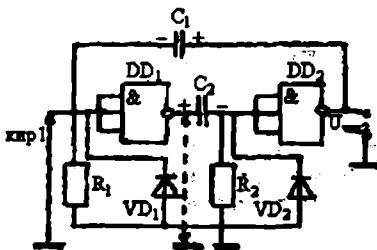
Сивим зарядланиш-разрядланиш занжиридаги диоднинг (R_{T1}) тўғри қаршилиги қўшимча ҳисобга олинishi лозим. Тўғрибурчакли импульслар ишлаб чиқарувчи генератор схемасининг иккинчи варианты 10.2-расмда келтирилган.

Берилган (t_0) вақтда $u_{\text{кк2}}(t_0) = u^1$ ва $u_{\text{кк2}}(t_0) = u^0$ кучланиш $u_{\text{кк2}} - u_{\text{кк2}} > u_{\text{ср2}}$, МЭ (мантиқий элементнинг) чиқишидан, R -резистор орқали, C - конденсаторни зарядловчи ток ўтади.

Рақамли мантиқий элементлардан тузилган генераторнинг (2-тури) C_2 -конденсатори зарядланган сари МЭ₂ киришидаги кучланиш камаё боради, лекин $u_{\text{кк2}} - u_{\text{кк2}} > u_{\text{ср2}}$ бўлганда, МЭ₂-нинг чиқишида нол ҳолати сақланади.

Берилган (t_1) вақтда $u_{\text{кк2}}(t) = u_{\text{кк2}} = u_{\text{ср2}}$ ва МЭ₂ чиқишидаги кучланиш $u_{\text{кк2}}(t) = u^1$. МЭ₂-нинг чиқишидаги кучланиш камайганлиги учун C_2 конденсатори R_2 резистор орқали разрядлана бошлайди.

Кучланишнинг манфий кутби таъсирида диод V_{D2} очилади ва конденсатордаги кучланиш C_2 даражасигача разрядланади. Шу жараённинг охирида МЭ₂-нинг киришидаги кучланиш $u_{\text{кк2}} = 0$ бўлади.



10.2-расм. Тўғрибурчакли импульслар ишлаб чиқарувчи генератор схемаси ва вақт диаграммаси.

Демак, C_1 -конденсатор зарядлана бошлайди ва $MЭ_1$ киришидаги кучланиш камаяди. Берилган (t_2) вақт нчида кучланиш $u'_{\text{квп}}(t_2) = u_{\text{кв}}(t_2) = u_{\text{ср}}$ бўлади. Элементлар ҳолати ўзгаради $u_{\text{вх1}}(t_2) = u'$; $u_{\text{вх2}}(t_2) = u''$ ва бу жараёнлар такрорланаверади. C_2 -конденсатор зарядланганда, C_1 -конденсатори очик VD_1 диод орқали тез разрядланади. $MЭ_2$ элементнинг киришидаги кучланиш ($t_1 - t_2$) вақт нчида C_1 конденсаторнинг зарядланиш жараёнига боғлиқ бўлиб,

$$u(t) = u_{\text{вх}}(t) = u_{\text{вх}}(\infty) - [u_{\text{вх}}(\infty) - u_{\text{вх}}(0)] e^{-\frac{t}{\tau}} \text{ ўринли бўлади:}$$

бу ерда $\tau = C_1(R_1 + r_{\text{вх2}})$, $r_{\text{вх2}} = MЭ_2$ -нинг 1-ҳолатидаги чиқиш қаршилиги
 $u_{\text{вх}}(\infty) = 0$
 $u_{\text{вх}}(0) = u' - u''$.

бу ерда $u_{\text{квп}}(t) = (u' - u'') e^{-\frac{t}{\tau}}$ бўлганда $MЭ_2$ элементнинг чиқишида импульс шаклланиши тугайди. Демак импульснинг давомийлиги қуйидагича бўлади:

$$t_1 = C_1(R_1 + r_{\text{вх2}}) \ln \frac{u' - u''}{u_{\text{ср}}}.$$

Импульслар оралиғидаги узилиш вақти (t_2) - сукунат (пауза), C_2 - конденсаторнинг зарядланиши билан аниқланади, шунинг учун:

$$t_2 = C_2(R_2 + r_{\text{вх1}}) \ln \frac{u' - u_{\text{ср}}}{u_{\text{ср}}}$$

К 155 сериали микросхема учун:

$u' > 2,4 \text{ В}$, $u' < 0,4 \text{ В}$ - ҳисоблаганда $u_{\text{ср}} = 1,4 \text{ В}$ олиш мумкин.

$r_{\text{вх1}} = r_{\text{вх2}}$, $R_1 = R_2 = 10 \text{ КОм}$

t_2 билан $1/1$ топшириқ вариантларида берилади.

C_1 ва C_2 - конденсаторнинг сизимини аниқлаш керак, маълумотномадан ХАМ-ИЎҚ мантикий микросхемани танлаймиз.

Рақамли-манتيкий элементлардан тузилган генераторнинг 3-тури 10.3-расмда келтирилган.

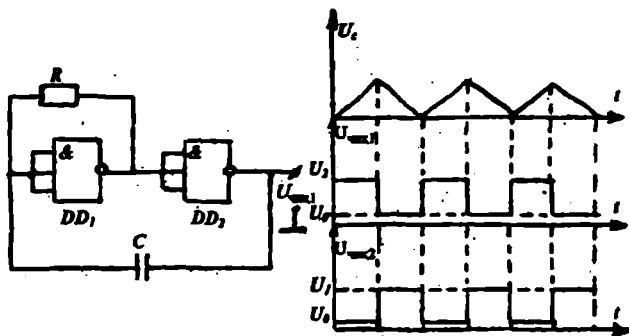
Бу вариант хусусий ҳолга тўғри келади, яъни бошланғич ҳолатда $\zeta_1 = \zeta_2$, шунинг учун:

$$u_{\text{зар}1} = u^p, u_{\text{зар}2} = u_{\text{зар}1} = u^p, u_{\text{зар}2} = u_{\text{зар}1} = u^p$$

C - конденсаторни зарядланиши шу занжирнинг вақт доимийлиги билан аниқланади

$$\tau = RC = \frac{t_1}{\ln \frac{u^p - u^d}{u_{\text{зар}}}}$$

Конденсаторнинг зарядланиши сари $MЭ_1$ -нинг киришида ток кучланиши ортади ва бўсағавий (остонавий) микдорига етганда $MЭ_1$ и $MЭ_2$ элементларнинг ҳолатлари ўзгаради.



10.3-расм. Рақамли-манتيкий элементлардан тузилган генератор схемаси ва вақт диаграммаси.

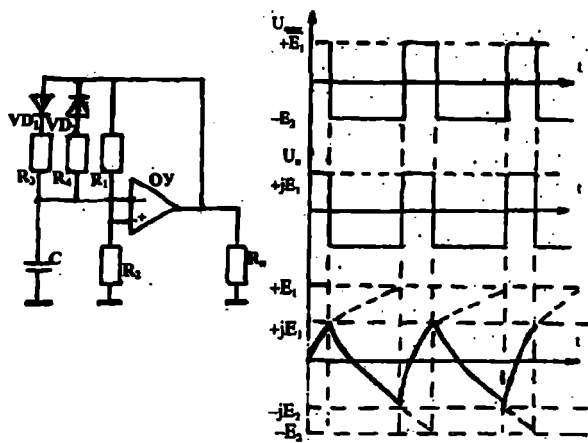
C - конденсатор, қарама-қарши қутбли кучланиш таъсирида, шу занжир орқали қуйидаги вақт доимийлиги билан разрядланади

$$\tau = \frac{t_1}{\ln \frac{u^p - u^d}{u_{\text{зар}}}}$$

Маълумот адабиётидан иккита ВА-ЭМАС (И-НЕ) манتيкий элементни танлаб оламиз. Шунинг ҳам эътиборга оламизки, яна иккита манتيкий элемент, шакллантиргич схемасида қўлланилиши керак. Шунинг учун 4-та $MЭ$ микросхемани танлаймиз. Маълумот адабиётида u^d , u^p , $u_{\text{зар}}$, параметрларни аниқлаймиз R -нинг қийматини I (ком) деб оламиз ва C -нинг сифимини ҳисоблаб чиқамиз.

10.2. Тўғрибурчакли импульслар генераторининг операцион кучайтиргичдаги тузилиши

ТБГ-нинг операцион кучайтиргичдаги (ОК) схемаси 10.4-расмда келтирилган. С-конденсаторнинг заряд-разрядланиш ҳар-хил қаршиликка эга бўлган R_3 ва R_4 резисторлар орқали бажарилади. Агар импульснинг шаклланиши $t_0 - t_1$ вақт ичида бўлиб, ОК-нинг чиқишидаги (А-нуқта) кучланиш мусбат бўлса, (А-нуқта) диод V_{D1} очилади ва конденсатор R_3 қаршилик орқали зарядланади.



10.4-расм. ТБГ-нинг операцион кучайтиргичдаги (ОК) схемаси ва вақт диаграммаси.

Манфий кучланиш ($t_1 - t_2$) вақт ичида бўлса, V_{D2} диод очилади ва конденсатор R_4 қаршилик орқали разрядланади. Тескари боғланиш сабабли кучайтиргичнинг чиқиши, А нукта, инверторланмайдиган кириши билан кучланиш бўлувчи резисторлар R_1 , R_2 орқали боғланган.

Чиқишдаги кучланиш (ҳуйи қийматидан) $-E_2$ юқори қийматигача E_2 ўзгаради. R_3 ва диод V_{D1} орқали конденсатор зарядланади, разрядланиш эса R_4 ва диод V_{D2} орқали бажарилади. Конденсатор зарядланиш вақти:

$$t_1 = (R_3 + R_2) \cdot C \cdot \ln\left(1 + \frac{2R_1}{R_4}\right) \quad (10.3)$$

разрядланиш вақти:

$$t_2 = (R_4 + R_2) \cdot C \cdot \ln\left(1 + \frac{2R_1}{R_3}\right) \quad (10.4)$$

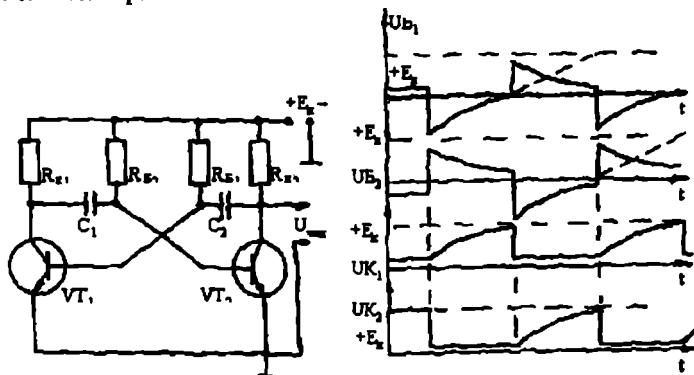
Конденсаторнинг зарядланиш вақти генераторнинг чиқишидаги (А-нуқтадан), мусбат импульснинг давомийлиги билан мослашади.

R_3 - диоднинг тўғри уланishiдаги ўртача қаршилиги. Д311, КД103 тигли диодлар учун R_3 -нинг қиймати 100 Омга тенг деб олиш мумкин (кичик ток режими). Тебраниш частотаси $f = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_1 + t_2} \cdot R_2 / R_1$ нисбатини 0,2 + 0,5 тенг деб олиш мумкин. R_3 қаршилиқнинг қаршилигини 10 + 50 ком-га тенг олаииз.

Импулснинг давомийлигини билган ҳол учун $t_3 = t_4$ (10.3) формула ёрдамида C -конденсаторини ситғимини аниқлайииз. Зарядсизланиш давомийлигини ва C -конденсаторининг билган ҳолда (10.4) формула R_3 -нинг қийматини аниқлайииз. 10кГц частотали тебранишлар учун операцион кучайтиргичнинг энг оддий тури К140 УДЛА тавсия этилади.

Импулснинг ўсиш вақти (фронти) ва камайиш вақтини аниқлаш учун, чиқишдаги кучланишнинг ўсиш тезлигини 5 В/мкс деб олаииз. Маълумот адабиётидан берилган вариантта биноан импулснинг ўсиш вақтини ва камайиш вақтини таъминловчи ОК таишлаб олаииз, бу ерда $U_{\text{макс}}$ -кучланишнинг энг юқори қиймати $V_{\text{макс}}$ -кучланишнинг ўсиш тезлиги -В/мкс.

ОК-нинг чиқишдаги ситғалнинг катталиги келгуси блок-шақлантиргичнинг киришдаги ситғалга мосланишини таъминлайдиган ОК - турини таишлаш керак.



10.5-расм. Дискрет (алоҳида қисмлардан иборат) элементлардан тузилган мултивибратор схемаси.

10.3. Дискрет элементлардан тузилган мултивибраторнинг ҳисоби

Генератордан чиқаётган импулсларнинг давомийлиги C_1 конденсаторнинг зарядсизланиш вақти билан боғлиқ.

Транзисторнинг базиси билан корпус оралиғидаги кучланиши

$$u_{\text{бз}} = E_{\text{к}} - 2E_{\text{к}} \cdot e^{-\frac{t}{C_1 R_{\text{бз}}}} \quad (10.5)$$

t_1 - вақт давомида конденсатор зарядсизланади

$$0 = E_2(1 - 2 \cdot e^{-\frac{t}{R_2 C_2}})$$

(10.6)

бундан $t_1 = T \cdot 40,7 \cdot R_2 \cdot C_2$.

Транзисторига ҳам шундай мулоҳоза қилиб,

$$t_2 = R_{25} C_1 \ln 0,7 \cdot R_{25} C_1$$

t_1 - импульслар кенглиги унинг интервали билан тенг, шунинг учун импульслар даври: $T = t_1 + t_2 = 0,7(R_{25} + C_2 + R_{25} \cdot C_1)$ бўлади.

Чикшидаги импульсларнинг амплитудасини $u_m = E_2 - 0,5B$ деб олсак бўлади, бу ерда $0,5B$ - транзистор тўйинган ҳолатидаги эмиттер билан коллектор орасидаги кучланишнинг қиймати. Параметрларни ҳисоблашдан олдин R_{16} ва R_{25} -ларнинг қийматини $20+100 \text{ кОм}$ оралиғида деб олсак бўлади, C_1 ва C_2 конденсаторларнинг сизими бир кил бўлса, $R_{25}/R_{16} = t/T - t_1$ бўлади. Ундан кейин (10.5 ва 10.6) формулалар ёрдамида C_1 ва C_2 сизимларнинг миқдори аниқланади. Маълумот адабиётидан мос келадиган метриер қийматларни танлаш лозим. Импульснинг тикка ўсиш вақти (фронт)

$$t_{\text{фр}} \approx 3 \cdot C_2 \cdot R_{25}$$

Импульснинг пасайиш вақти (кесилиши)

$$t_{\text{р}} \approx 3 \cdot C_1 \cdot R_{16}$$

10.4. Аррасимон кўринишли кучланишга эга бўлган (ГПН) генератори

10.6-расмдаги аррасимон кучланиш кўринишидаги импульста аррасимон кучланиш дейилади. Аррасимон кучланиш қуйидаги ўлчамлари билан характерланади:

$t_{\text{т}} - U(t)$ даярли чизиқли қонуният билан ўзгараётган кучланишнинг тўғри ишчи қисмининг кенглиги;

t_0 - кейинги импульс бошланишигача бўлган (пауза) тўхтам кенглиги;

U_m - импульс амплитудаси;

ϵ - ночизғийлик коэффициентли.

Генераторнинг ишлашида ток манбаининг фойдаланилиш коэффициентли билан баҳоланади $\xi = \frac{U_m}{E}$.

Аррасимон кўринишли кучланишга эга бўлган (ГПН) - генераторни танлашда, унинг имкониятларини берилган қийматлар билан таққослаб, қарор қабул қилинади: оддий, токни стабилловчи, кучланишни компенсацияловчи, мусбат ёки манфий тескари алоқали, операцияон кучайтиргичли - аналогли интеграл миттисхемали.

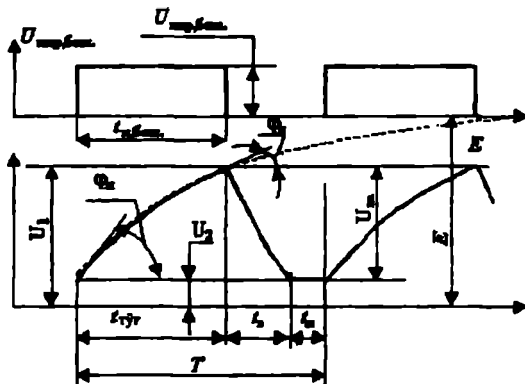
Оддий (ГПН) лар нисбатан кичик кучланишли (ўндан бир вольтли, транзисторли ГПН) ва катта ночизғийлик коэффициентли (бир неча фойз).

Оддий ГПН учун $\epsilon = \xi$ ўринли бўлади.

Оддий ГПН RC - занжирли ва қаятти бўлади.

Ночизғий зарядли элементли - ГПН мос келган ток стабилизаторли бўлса, нисбатан яхши чикшиш ўлчамларини таъминлайди, (яъни ночизғий коэффициентини 1%, чикшиш кучланиши бир неча вольтни ташкил этади).

Лекин стабилловчи элементнинг юкламадаги шунтловчи таъсири $U(t)$ чизғий таснифини яхшилайди.

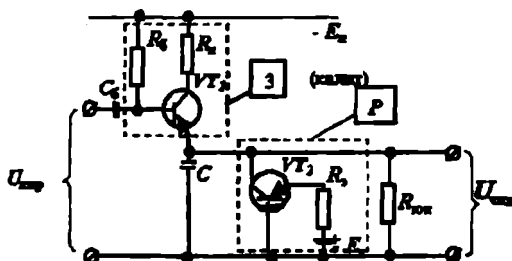


10.6-расм. Аррасимон кучланиш ҳосил қилиш эпюраси.

ЭЮКни компенсацияловчи ПИН ноқизмели коэффициентининг қиймати ундав бир улушли қиймати, транзисторнинг рухсат этилган қиймати чегарасида таъминлайди.

Операцион интеграл кучайтиргичли ПИН нисбатан универсал ва талаб даражасида бўлади.

Келтирилган адабиётлардан фойдаланиб, ПИН ни танлаб олинган схемаси бўйича келтирилган кетма - кетлик формуллари ёрдамида ҳисобланади.



10.7-расм. Аррасимон кўриниш кучланишни ҳосил қилувчи генератор.

ПИН ни ток стабилловчи ноқизғий элементли умумий база схема транзисторли схемаси келтирилган. Бундай ПИН ни ҳисоблаш қуйидаги кетма - кетликда бажариш мақсадга мувофиқ бўлади:

1. Транзисторни танлаш. VT_2 разрядловчи транзисторни берилган ε қийматини таъминловчи чиқиш қаршилигини максимал таъминловчи қилиб танланади. Бунда R_c қаршилиқни шунтовчи вазифасини ҳисобга олинади.

$U(t)$ муносабатдан, айнан

$$U_c(t) = (U_{c\max} + E_c) e^{-\frac{t}{\tau_c}} - E_c, \text{ бўлади}$$

бу ерда $E_c = I_{0x} R_{\text{чек тр}}$;

I_{0x} - коллектор токи, $R_c \rightarrow \infty$ да конденсатор токига тенг;

$$\tau_c = R_{\text{чек тр}} C.$$

ε билан $R_{\text{чек тр}}$ қуйидаги муносабат билан боғланган

$$\varepsilon = 1 - e^{-\frac{t_{\text{тр}}}{\tau_c}}.$$

Юқламани ҳисобга олганда $\tau_c = CR_{\text{чек тр}}$, бу ерда $R_{\text{чек тр}} = R_{\text{чек тр}} \parallel R_c$.

Транзисторни берилган U_m ва талаб этилган эмиттер токига қараб, келтирилган нисбатлар қуйидагидан кичик бўлмаслиги лозим

$$I_3 = \frac{E_3}{R_3} \geq \frac{U_m}{\varepsilon R_{\text{чек тр}}} (1 - \varepsilon).$$

VT_1 транзисторини VT_2 каби танлаш мумкин.

2. R_x қаршилигини қуйидаги оралиқда бўлиши ҳисобланади:

$$\frac{E_x}{I_{x.p.3}} < R_x \leq \frac{\delta U_m U_m}{\Delta I_{x.02}},$$

бу ерда δU_m - температурага боғлиқ ҳолда чиқиш кучланиши амплитуда қийматини ўзгариши;

$$\delta U_m = \frac{\Delta I_{x.02} R_x}{E_x - I_3 R_x},$$

$$\Delta I_{x.02} = I_{x.02} \frac{\theta_{\text{max}} - 20}{10}.$$

3. Қуйидаги формуладан конденсатор сифминини ҳисобланади

$$C = \frac{t_{\text{тр}} (\alpha_2 I_3 + I_{x.02})}{U_m}.$$

4. Қайта тикланиш вақти қуйидагидан аниқланади

$$t_3 = 3R_x C.$$

5. Ночизғийлик коэффициентини текширинг.

6. R_3 қаршилигини ҳисобланг.

$$R_3 = \frac{E_3}{I_3} = \frac{(3+5)}{I_3},$$

$E_3 \geq 10U_{\text{об}}$ деб қабул қилсак, транзисторни ишлашига температуранинг таъсири камаяди.

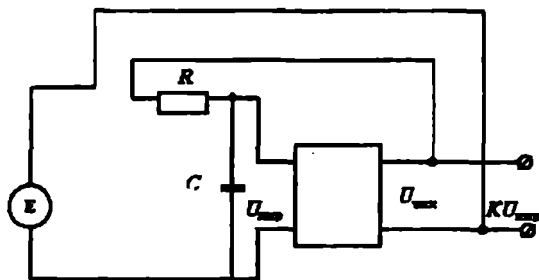
7. R_6 қаршилиқни ҳисоблаймиз:

$$R_0 = \frac{\beta R_{\text{н}}}{K_{\text{тгн}}},$$

бу ерда $K_{\text{тгн}}$ - транзисторнинг тўйиниш даражаси ($K_{\text{тгн}}=1,5+2$), ва сизим C_0 :

$$C_0 = \frac{(50+100)}{R_0} t_{\text{тгн}}.$$

Аппарсимон кучланиш генератори (ГПН), кучланишни компенсацияловчи RC занжирли ва кучланиш қайтаргичли бўлиб, унинг структура схемаси 10.8-расмда келтирилган.



10.8-расм. Аппарсимон кучланиш генераторини структура схемаси.

Ушбу ГПН чиккиш кучланиши ишчи жараён даврида қуйидаги қонуният билан ўзгаради:

$$U_c(t) = \frac{E}{1-K} \left(1 - e^{-\frac{t(1-K)}{RC}} \right).$$

$$\epsilon = \frac{\left(\frac{dU_c}{dt} \right)_n - \left(\frac{dU_c}{dt} \right)_в}{\left(\frac{dU_c}{dt} \right)_н}, \text{ бўлганлиги учун,}$$

бунда $\epsilon = 1 - e^{-\frac{t_{\text{тгн}}}{\tau_{\text{экс}}}}$, бу ерда $\tau_{\text{экс}} = \frac{RC}{1-K}$;

K - кучланиш қайтаргич кучайтиргич коэффициентини, $K < 1$.

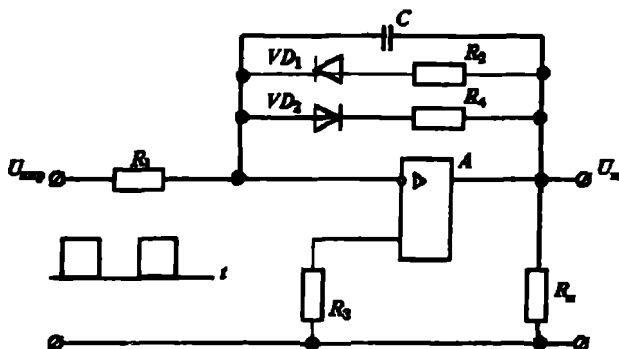
Операцион кучайтиргичли ГПН принципиал схемаси 10.9-расмда келтирилган.

ГПН ни асосий параметри вақт доминийси - τ . Оддий ГПН учун $\tau \approx RC$, 10.9-расмдаги ГПН учун эса қуйидагича бўлади:

$$\tau_{\text{тгн}} = KC \left[R_1 \left(\frac{R_2}{K} \right) \right] \approx CR_2;$$

$$\tau_s = KC \left[R_1 \left(\frac{R_4}{K} \right) \right] \approx CR_4.$$

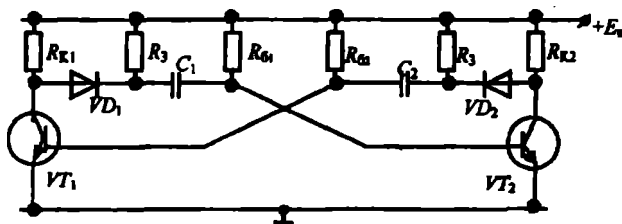
бу ерда K - операцион кучайтиргичнинг тескари алоқасиз кучайтириш коэффициенти.



10.9-расм. Операцион кучайтиргичли ПИН принципнал схемаси.

Тўғри бурчакли импульс генератори - мультивибраторни (МВ) - қуйидаги уч хилдан танлаб олишни тавсия этилади.

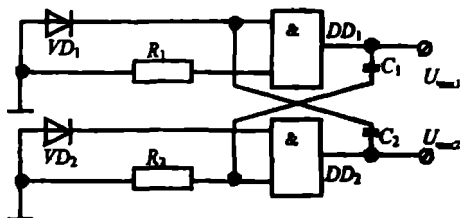
1. МВ - мультивибратор дискрет элементларда бажарилган, 10.10-расмда келтирилган.



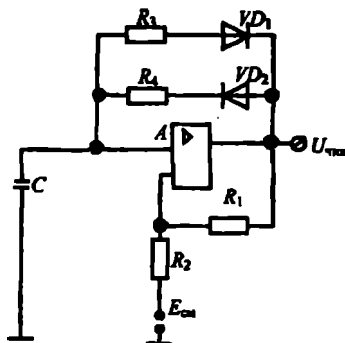
10.10-расм. МВ - мультивибратор дискрет элементларда бажарилган принципнал схемаси.

2. МВ - мультивибратор логикий «ВА-ЙУК» интеграл элементда ёки «ЁКИ-ЙУК» элементда. Бундай схема 10.11-расмда келтирилган.

3. МВ - мультивибратор операцион кучайтиргичда қурилган варианты 10.12-расмда келтирилган.



10.11-расм. МВ – мультивибратор логикий «ВА-ИУК» интеграл элементда ёки «ЁКИ-ИУК» (ИЛИ-НЕ) элементда бажарилган схемаси.



10.12-расм. МВ – мультивибраторни операцион кучайтиргичда қурилган принципал схемаси.

Келтирилган мультивибраторлар релаксацион генератор ҳам дейилади. Улар кучайтиргич ёки интеграл логикий элемент асосида кенг полосали тесқари алоқали схемадир. Мультивибраторда мусбат тесқари алоқа RC – занжир ёрдамида амалга оширилади. Қўрилаётган мультивибраторлар автотебраттич режимида ишлаши керак.

Мультивибратордан чиқаётган импульснинг амплитудаси, импульс кенглиги ва частота тақорланиши, асосан мультивибратор элементлари параметрларига боғлиқ бўлади. Мультивибратор тесқари алоқа занжиридаги конденсаторлардаги кучланишларни ўзгаришининг элемент параметрларига боғлиқлик формулаларини кўрайлик.

10.10-расмдаги 1-тур мультивибраторда асосий боғлиқлик $U_C(t)$ конденсатор разрядланганида:

$$U_C(t) = (E_x + U_{C_{\max}}) e^{-\frac{t}{\tau}} - E_x,$$

бундан импульс кенглиги ва пауза кенглигини ҳисоблаш формулалари олинган:

$$t_n = C_1 R_{\delta 1} \ln \frac{E_x + U_{C \max}}{E_x}; \quad (10.7)$$

$$t_n = C_2 R_{\delta 2} \ln \frac{E_x + U_{C \max}}{E_x}. \quad (10.8)$$

Ушбу формулалар $E_x \gg I_{\kappa 00}$ шарт учун ҳосил қилинган.

$I_{\kappa 00}$, R_{δ} , $U_{\text{брс } \delta x}$ ларни ҳисобга олиб (10.7)–формуладан қуйидагини ҳосил қиламиз:

$$t_n = CR_{\delta} \ln \frac{E_x + U_{C \max} + I_{\kappa 00} R_{\delta} - U_{\text{брс } \delta x}}{E_x + I_{\kappa 00} R_{\delta} - U_{\text{брс } \delta x}}.$$

Рухсат этилган коллектор токи орқали R_x қийматини аниқланади

$$R_{x \min} \geq \frac{E_x}{I_{x \rho \rightarrow}}$$

транзисторнинг база занжиридаги қаршиликнинг рухсат этилган максимал қийматидан, берилган температура стабиллигини таъминлашни ҳисобга олсак (тескари алоқа занжирида) R_{δ} :

$$R_{\delta} \leq \frac{\beta R_x}{K_{\text{туй}}}; \quad R_{\delta} \leq \frac{1,4 \sigma_T E_x}{\Delta I_{\kappa 00}}$$

бу ерда $K_{\text{туй}} = 1,2 + 2$.

$\tau_T = \frac{|\Delta t_n|}{t_n}$ – мультивибратор температура ностабиллигини характерловчи

нисбий вақт хатолиги паузасининг кенглик коэффиценти;

$\Delta I_{\kappa 00}$ – коллектор ўтиш тескари токининг ўзгариши.

R_3 -VD – занжир импульс фронт кенлигини минимал қийматини таъминлаш учун хизмат қилади.

Бу схеманинг камчиликларидан бири мультивибраторнинг юклагамага чидамлилиги ва импульслар серияси чуқурлигини камайишидир, чунки схема чиқиш қаршилиги ортиши билан зарядланиш вақти ҳам ортади.

10.11-расмдаги 2-тур мультивибраторда логикий элемент остона кучланиши U_n -ни ҳисобга олиб, интеграл логикий элементнинг вақтни белгиловчи занжири ҳисобланади. Мультивибраторда конденсатор разряди диод орқали амалга оширилиб, разрядланиш вақти мультивибраторни улаб – ўчириш оралигидан кичик вақтда ўтади. Конденсатор, R_1 ёки R_2 қаршиликлари занжирдан қуйидаги шартда, зарядланади:

$$U_{\text{адапт}} \gg E_{\text{чек}}; R_1 \gg R_{\text{чек}}; R_2 \gg R_{\text{чек}}.$$

Ҳисоблаш формулалари қуйидаги кўринишда бўлади:

$$t_u = \tau_1 \ln \frac{1}{1-\gamma}; \quad t_n = \tau_2 \ln \frac{1}{1-\gamma},$$

бу ерда $\gamma = \frac{U_n}{E}$; $\tau_1 = R_1 C_1$, $\tau_2 = R_2 C_2$.

Ёки нисбатан аниқроқ ҳисоблаш қуйидагича бўлади:

$$t_u = (R_1 + R_{\text{чик}}) C_1 \ln \frac{U_{\text{чик}}^1 - U_{\text{чик}}^0 + U R_1}{U_{\text{чик}}};$$

$$t_n = (R_2 + R_{\text{чик}}) C_2 \ln \frac{U_{\text{чик}}^1 - U_{\text{чик}}^0 + U R_2}{U_{\text{чик}}},$$

бу ерда U_{R_1} , U_{R_2} , R_1 , R_2 қаршиликлардаги ток оқишидан $I_{\text{чик}}$ миттисхеманинг кириш токи, (кириш кучланишининг кичик қийматидаги) кучланиш пасайиши;

$U_{\text{чик}}^1$ – бир бирликка мос келадиган чиқиш кучланиши;

$U_{\text{чик}}^0$ – ноль бирликдаги чиқиш кучланиши;

$U_{\text{чик}}^{\text{сх}}$ – миттисхеманинг остона кучланиши.

10.12-расмда 3-тур мультивибратор операцион кучайтиргичли генератор, бир конденсаторли ва икки занжир тескари алоқали схемаси кўрсатилган. Импулс кенлиги конденсаторни зарядланишига, пауза кенлиги эса, конденсаторнинг разрядланишига боғлиқ.

Ҳар икки ҳолатда ҳам конденсатордаги кучланиш ўзгариши γ - тескари алоқа узатиш коэффициентига боғлиқ.

Мультивибраторнинг ишлаш принципини тушинтирувчи кучланиш эшоралари 10.13-расмда келтирилган.

Тескари алоқа узатиш коэффициенти қуйидагича аниқланади:

$$\gamma = \frac{R_2}{R_2 + R_1}.$$

10.12-расмга биноан максимал дифференциал сигнал $U_{\text{эф}}$ $2\gamma U_{\text{чик}}$ га тенг. Операцион кучайтиргич ишдан чиқишини сақлаш учун қуйидаги шарт бажарилиши керак

$$2\gamma U_{\text{чик}} \leq U_{\text{эф п.э}},$$

бундан

$$\gamma \leq \frac{U_{\text{эф п.э}}}{2U_{\text{чик}}} \approx \frac{U_{\text{эф п.э}}}{2E}.$$

R_1 ва R_2 қийматларини (0,1-1) мА миқдорида рухсат этилган ток бўлувчи қийматида белгиланади.

Операцион кучайтиргичнинг максимал рухсат этилган токининг 20% ни қабул қилинган ток бўлувчи қиймати ташкил этиши лозим. Операцион

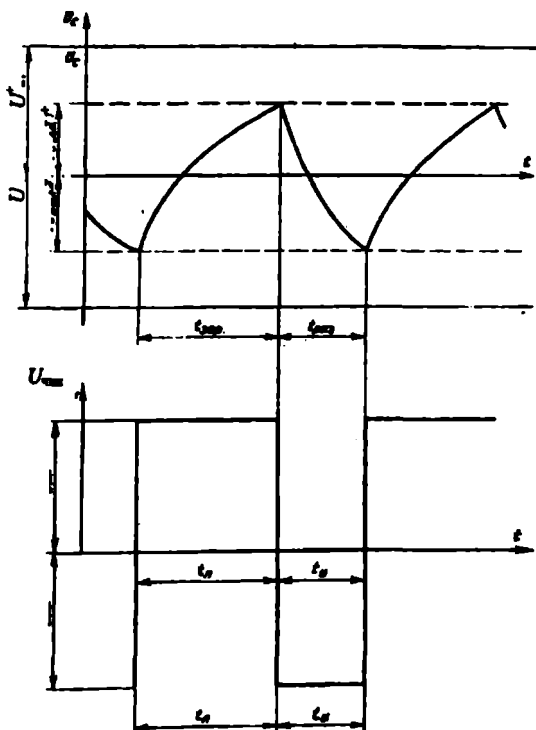
кучайтиргич чықиш токини унинг минимал рухсат этилган юкламаси ва маълум бўлган E_c қиймати орқали аниқлаш мумкин.

R_2 ва R_4 қаршиликларни танлашда операцион кучланиш ток силжишига таъсирини камайтириш тавсиясидан келиб чиқиб $R_2 = R_4 \parallel R_1$ деб олинади.

Конденсатор ва қаршилик қийматларини $U_c(t)$ муносабатдан, яъни қуйидагича аниқланади:

$$U_c(t) = (U_{\text{max}} + \gamma U_{\text{max}}) e^{-\frac{t}{\tau}} - U_{\text{max}} - \text{конденсатор разрядланганида};$$

$$U_c(t) = (U_{\text{max}} + \gamma U_{\text{max}}) \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) - \gamma U_{\text{max}} - \text{конденсатор зарядланганида}.$$



10.13-расм. Мульти vibratorнинг ишлаш принципини тушунтирувчи кучланиш эпюраси.

Ушбу муносабатдан қуйидагини ҳосил қиламиз;

$$t_n = \tau \ln \frac{1+\gamma}{1-\gamma},$$

бу ерда $\tau = CR$.

Бу ҳолда импульснинг такрорланиш даврини қуйидагидан аниқлаймиз;

$$T = (R_3 + R_4)C \ln \frac{1+\gamma}{1-\gamma}$$

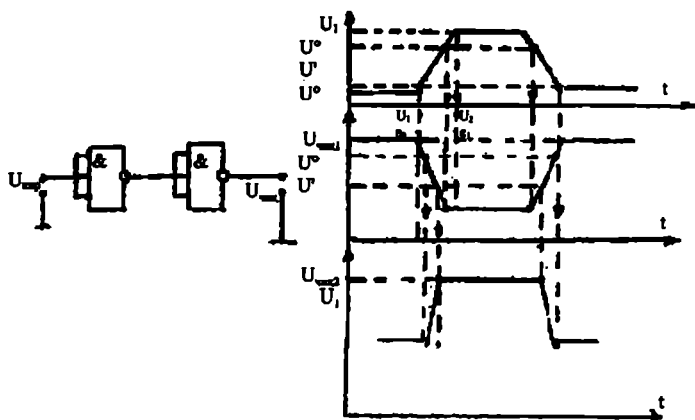
$R_3 \gg \dot{U}_{\text{чэк}}$ - бўлганда, $\dot{U}_{\text{чэк}}$ - операцион кучайтиргичнинг чиқиш қаршилиги, $U_{\text{чэк}} = U_{\text{чэк}}^*$ бўлганда, пауза кенлиги қуйидаги формуладан аниқланади

$$t_n = R_4 C \ln \left(1 + \frac{2R_2}{R_1} \right).$$

XI. ТЎҒРИ БУРЧАКЛИ ИМПУЛСЛАР - НИНГ ШАКЛЛАНТИРГИЧИ

11.1. Интеграл-мантиқий элементлардан тузилган шакллантиргич триггер

Кўзгатувчи генераторнинг чикишидаги импульсларни шакли тўғрибурчаклидан фарқ қилиши мумкин. Импульснинг олдинги тикка ўсиш вақтини ва кейинги пасайиш (кесилиш) вақтини ошириш учун генератордан кейин шакллантирувчи блок бўлиши керак.



11.1-расм. Интеграл мантиқий элементлардан тузилган шакллантиргич.

Шакллантирувчи асбоб қилиб ҳар-хил интеграл мантиқий элементлардан тузилган носимметрик триггерни қўллаш мумкин. Шакллантиргични турлари 11.1. ва 11.2. - расмларда келтирилган.

Интеграл-мантиқий элементларнинг жуфт сони кетма-кет уланган занжирда, импульсларнинг олдинги тикка ўсиш вақти ва кейинга пасайиш вақти меъёрлаштирилади. Агар импульснинг олдинги тикка ўсиш вақти генератордан чиқиб ДД1 элементнинг киришида ҳаддан ташқари катта бўлса, ДД2 элементнинг чикишида қисқаради (11.2-расм).

Элементларнинг сонини 2-4 дан ортқ қилишнинг ҳолати йўқ, нега деганда элементларнинг ҳолат ўзгартириш тезлиги унча катта эмас. Чикишидаги сигналнинг ўсиш вақти мантиқий элементнинг ишлаш тезлигига

боғлиқ. Триггер-шакланттиргич лойиҳасининг асосий мақсади R_1 - R_2 резисторли кучланиш бўлувчининг нисбат коэффициентини тўғри танлашдир.

Бу резисторли бўлувчи тескари боғланиш занжирида бўлиб, регенератив жараёни таъминлайди. Ҳолат ўзгартириш (ξ) давомида киришдаги кучланишнинг ўзгариши жуда суст бўлиб, иккала мантикий элементларни транзисторлари фаол ҳолатида ишлайди ва уларнинг кучайтиргич коэффициентини $K=20$ га тенг. Тескари боғланиш занжири чикшидаги кучланишнинг бир қисмини кучайтиргич киришига узатади. Шунинг учун киришдаги сигналнинг ўсиш тезлиги ортади ва ҳолат ўзгартириш жараёни бир онда ўтади.

Носимметрик триггернинг асосий параметрлари бўлиб, бошқарувчи кучланишнинг остонавий (ҳадлаб ўтиш) қийматлари E_1 ва E_2 бўлади. Триггер бир турғунлик ҳолатидан иккинчи ҳолатга ўтади. Идеалланган (соф) узатгич характеристикаси тўғрибурчак гистерезис-сиртмоғи шаклида бўлади.

Гистерезис сиртмоғининг кенлигини ҳисоблашда тахминан ушбу формуладан фойдаланса бўлади:

$$\varepsilon_1 = E R_1 / R_2$$

бу ерда

$$\varepsilon_1 = 1,520 B$$

$$\varepsilon_2 = 1,474 B$$

R_1 ва R_2 резисторларнинг катталиги мантикий элементнинг хилига боғлиқ. ТТЛ хилдаги миттисхема учун 100 Ом дан бир неча кОмгача. КМОП хилдаги учун эса, 100 кОмдан бир неча МегаОмгача бўлади.

11.2. Дискрет элементлардан тузилган шакланттиргич ҳисоби

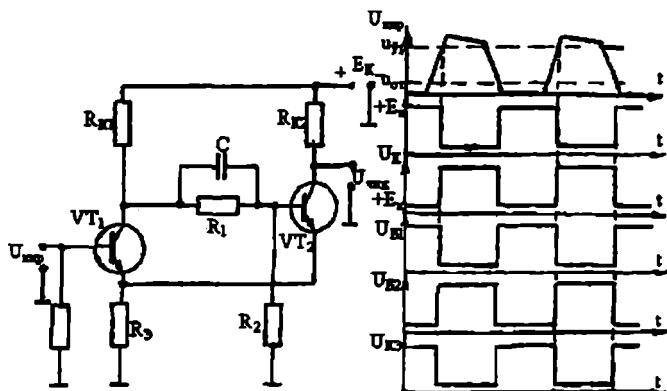
Дискрет элементлардан тузилган шакланттиргич схемаси 11.2-расмда келтирилган. Носимметрик триггер икки транзистордан иборат бўлиб, R_2 уларнинг эмиттерига умумий резистор уланган. Шундай уланганда транзисторнинг базасидаги кучланиши транзисторнинг коллекторидаги токига боғлиқ мусбат тескари боғланиш (МТБ)-нинг биринчи занжирини ташкил этади. Ўз навбатида VT_1 транзисторнинг базаси, бўлувчи резистордан VT_2 орқали транзисторни коллектори билан уланган. Бу занжирлар МТБ сиртмоғини ҳосил қилади ва "Шмидт триггери"ни бир турғун ҳолатдан иккинчи ҳолатга ўтказиши. Иккала транзистор фаолиятли ҳолатда ишлайди. Агар киришдаги кучланиши берилмаган бўлса $u_{\text{кп}}=0$, триггер турғун ҳолатини сақлаб туради: VT_2 транзистор очик ва тўйинган, чунки унинг базасига $R_{к1}$ резистор ва R_1 резисторлар орқали мусбат кучланиши берилади. VT_1 транзистор эса ёпиқ.

VT_1 транзисторнинг коллектор токи $i_{c2} = E_k / (R_{k2} + R_7)$ таъсирида резистор R_4 да кучланишнинг пасайиши ҳосил бўлади, у эмиттерга нисбатан манфий бўлиб VT_1 транзисторни ёпади: $U_{\text{эс1}} = -R_5 \cdot i_{c2}$.

Агар киришдаги кучланиш транзисторни очадиган микдоридан ортса, VT_1 очилади, унинг коллекторидаги потенциал пасаяди, демак VT_2 нинг базасидаги токи ҳам пасаяди. Бунинг натижасида транзистор VT_1 фаол (актив) ҳолатга ўтади ва регенератив жараён бошланади.

Бу транзистор VT_2 ёпилиши ва VT_1 очилишига олиб келади. Резистор R_5 кучланишнинг мусбат боғланишидан ташқари қўшимча токли манфий тесқари боғланиш ҳосил қилади. Киришдаги кучланишни янада қупайтирсак, $U_{\text{кв}}$ нинг фақат тўйиниши ортади, лекин триггер ҳолатини VT_1 ўзгартирмайди.

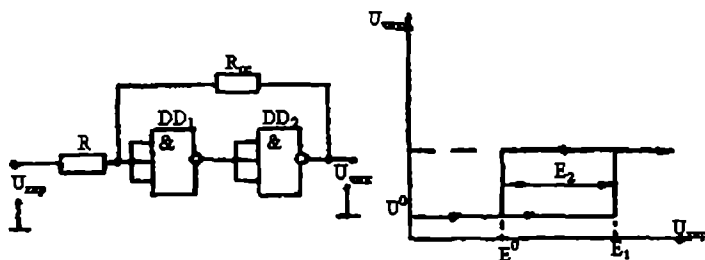
Триггер схемасининг параметрларини шундай ҳисоблаш керакки, киришдаги кучланишни қўйиб юборадиган микдорига етказганда $U_{\text{кв}}$ очилиб, триггер олдинги ўз ҳолатига қайтиши керак. Шундай шарт қўйилса, амплитуда ҳарактеристикаси гистерезис сиртмоғини ташкил этади.



11.2-расм. Дискрет элементлардан тузилган шакллантиргич схемаси.

Изоҳноманинг бу қисми ўз ичига қўйидагиларни киритиши шарт:

1. Импулснинг олдинги тикка ўсиш вақтини таъминловчи шакллантиргич схемасини;
2. Шакллантиргич иш принципини изоҳлаб бериш;
3. Шакллантиргич ишини тасвирловчи вақтий диаграммаларини;
4. Вақтий диаграммаларда келтирилган жараёнларни ва ҳолат ўзгартириш жараёнларини изоҳлаш;
5. Шакллантиргич ҳисобланишини;



11.3-расм. Триггер-шаклантиргич дискрет элементлардан тузилган схемаси.

6. Шаклантиргич элементларнинг ўзига хос жадвални, уларнинг миқдор ва турларини келтирган ҳолда. Бу жадвал чизмада ҳам кўрсатилади.

7. Танлаб олинган рақамли логик элементлар очилган ҳолдаги шаклантиргич тўла принципиал схемаси. Дискрет элементларнинг паспортда келтирилган катталигини кўрсатиш керак. Рангли қаламлар билан триггернинг ҳар бир турғун ҳолати учун фаол элементлардаги ток йўлларини кўрсатиб бериш керак.

Адабиётлар:

1. Холиқов А.А., Мавлонов Ш.А. «Электрон қурilmалар, аналогли ва рақамли схемотехника» фанидан маърузалар тўплами. ТошТЙМИ, Тошкент-2000.
2. Халиқов А.А., Мавлянов Ш.А. Конспекты лекций по дисциплине «Электронные устройства, аналоговая и цифровая схемотехника». Таш.ИИТ, Ташкент-2000.
3. Халиқов А.А., Пулатов Р.П., Шарипов Ш.А. Алгоритмы расчёта усилителей низкой частоты. Учебное пособие. Ташкент-1993.
4. Соклоф С. Аналоговые интегральные схемы перев. С англ. М: Мир, 1988г.
5. Справочник. Резисторы, М.: "Радио и связь" 1987 г.
6. Е.И. Манаев. Основы радиоэлектроники. М.: «Радио и связь» 1985г.
7. Алексеенко А.Г. Коломбет Е.А. Стардуб Г.И. «Применение прецизионных аналоговых микросхем». Изд. 2-е перероб. и допол. М: Радио и связь, 1985г.
8. Интегральные микросхемы. Справочник. Энергоатомиздат, 1885, 528с.
9. Интегральные микросхемы Справочник под редакцией Б.В. Тарабрина. Москва «Радио и связь» 1984г.
10. Б.С. Гершунский «Справочник по расчету электронных схем». Киев 1983г.
11. Войшвилло Г.В. Усилительные устройства. Учебник, Изд. 2-е перероб. и допол. М: Радио и связь, 1983г.

12. Проектирование усилительных устройств учебное пособие. Под ред. Н.В. Гиренугова. М: Высшая школа, 1982г.
13. Шило В.Л. Линейные интегральные схемы в радиоэлектронной аппаратуре. Изд. 2-е перероб. и допол. М: Сов. радио, 1979г.
14. Л.Н. Бочаров.... Расчет электронных устройств на транзисторах. Москва «Энергия» 1978г.
15. Холиқов А.А. «Электрон қурилмалар, аналогли ва рақамли схемотехника» фанидан маърузалар тўплами. 2-қисм Тошкент-2002.
16. Халиков А.А. Конспекты лекций по дисциплине «Электронные устройства, аналоговая и цифровая схемотехника» часть-2 Ташкент-2002.

М у н д а р и ж а

	Сўз боши	4
I	ЯРИМ ЎТКАЗГИЧЛАРДА ЭЛЕКТР ТОКИ ..	5
1.1	Ярим ўтказгичлар	5
1.2	Электр ўтказувчанликнинг зоналар назарияси ҳақида тушунча	6
1.3	Ташқи майдон бўлмаган ҳолатдаги электрон-тешикли ўтказувчанлик .	11
II	ЭЛЕКТР ЎЗГАРТИРГИЧЛИ ЯРИМ ЎТКАЗГИЧ ДИОДЛАРНИНГ ТУРЛАРИ ВА ҚЎЛЛАНИЛИШИ	14
2.1	Ярим ўтказгичли диодлар	14
2.2	$p - n$ ўтишнинг волт-амперли характеристикаси	15
2.3	Паст частотали тўғрилагич диодлари	17
2.4	Кремнийли стабилитрон	19
2.5	Юқори частотали диодлар	21
2.6	Импульсли диодлар	22
2.7	Варикап	23
2.8	Параметрик диодлар	26
2.9	Тунелли диод	26
III	БИПОЛЯР ТРАНЗИСТОРЛАР	28
3.1	Транзисторнинг ишлаш принципи	28
3.2	Транзисторнинг уч хил уланиш схемаси	29
3.3	Транзистор - актив тўртқутблик. h - параметрлари	33
3.4	Транзисторни калит ҳолатида ишлатиш	35
3.5	Транзисторнинг эксплуатацион параметрлари	37
3.6	Транзисторнинг кучайтириш хусусияти	38
IV	ТЎРТ ҚАТЛАМЛИ ЯРИМ ЎТКАЗГИЧЛИ АСБОБЛАР	40
4.1	Тиристор	40
4.2	Диод - тиристори	41
4.3	Триод - тиристори, характеристикаси	42
V	МАЙДОН ТРАНЗИСТОРЛАРИ ВА УЛАР- НИНГ ҚЎЛЛАНИЛИШИ	44
5.1	$p-n$ ўтишли бошқарувчи майдон транзисторлари	44
5.2	МОП - транзистори	45
5.3	$p-n$ типли майдон транзисторининг уланиш схемаси, характери- стикаси	47
VI	АНАЛОГЛИ ЭЛЕКТРОН ҚУРИЛМАЛАР, КЎЧАЙТИРГИЧЛАР	50
6.1	Аналог электрон қурилмаларнинг интеграл схемалардаги кўрсаткичлари	50
6.2	Кремнийли асбобларини тайёрлаш технологияси	52

6.3	Кучайтиргич синфлари, асосий техник кўрсаткичлари	53
6.4	Кучайтиргич каскадларини иш ҳолатлари	61
6.5	Биполяр транзисторлардан тузилган кучайтиргичлар	63
6.6	Кучайтиргичнинг умумий эмиттер уланиш схемаси	64
6.7	Кучайтиргични умумий коллектор уланиш схемаси (Эмиттер кайтаргич)	66
6.8	Кучайтиргичнинг умумии база уланиш схемаси	67
6.9	Майдон транзисторлари орқали ҳосил қилинган кучайтиргичлар	68
6.10	Сигим орқали боғланган кўп каскадли кучайтиргичлар	72
6.11	Кувват кучайтиргичлари	75
6.12	Икки тақтли чиқиш кучайтиргичлари	77
6.13	Кучайтиргичларда тескари боғланиш	81
6.14	Ўзгармас ток кучайтиргичи	85
VII	ИМПУЛС КУЧАЙТИРГИЧ ВА ЭЛЕКТРОН КУЧАЙТИРГИЧЛАРНИ ЛОЙИҲАЛАШ	88
7.1	Умумий маълумотлар, лойиҳалашнинг вазифалари.	88
7.2	Техник шартлар	88
7.3	Импульсли кучайтиргич каскадлари	90
7.4	Кучайтириш фаол элементини (транзисторини) танлаш	98
7.5	Каскаднинг иш режимини танлаш, (графо-аналитик ҳисоб)	98
7.6	Кучайтиргичнинг асосий параметрларини ҳисоблаш	100
7.7	Кучайтиргични ёрдамчи занжирларининг ҳисоби	101
7.8	Электрон кучайтиргичларни лойиҳалаш	101
7.8.1	Умумий тушунчалар	101
7.8.2	Кучайтиргич элементини (транзисторни) танлаш учун тавсиялар	103
7.8.3	Каскадларни ҳисоблашга мисоллар	104
7.8.4	Чиқиш олди фазаинверс каскадини ҳисоблаш	107
7.8.5	Фазаинверсли каскадолди кучайтиргич билан трансформаторсиз кувват кучайтиргичини ҳисоблаш	108
7.8.6	Майдон транзисторли кучайтиргич каскадини ҳисоблаш	112
VIII	ФОТОЭЛЕКТРАСБОБЛАРИ	114
8.1	Фотоэлектр эффекти. Электровакуумли фотоэлектр асбоблар. Фотоэлементлар	114
8.2	Фотокаршилиқлар	117
8.3	Фотодиод	118
8.4	Ёруғлик диоди	119
8.5	Оптронлар	120
IX	ИМПУЛСЛИ ВА РАҚАМЛИ СХЕМОТЕХНИКА ЭЛЕМЕНТЛАРИ	122
9.1	Мангикий элементларнинг параметрлари	122
9.2	Транзистор-Транзисторли мангик (ТТМ)	123

9.3	Учта ҳолатли мантикий элемент	124
9.4	Эмиттерли – боғланган мантиқ (ЭБМ-ЭСЛ)	125
9.5	Интеграл инъекцияли мантиқ (И ² Л)	127
9.6	МОП – мантиқ	129
9.7	Комплементар МОП – мантиқ (КМОП - мантиқ)	130
9.8	Сумматорлар	131
9.9	Шифратор ва дешифратор	133
X	ИМПУЛС ГЕНЕРАТОРИНИ ИШЛАБ ЧИҚИШ	136
10.1	Рақамли-мантикий элементлар асосида тузилган тўғрибурчак импулслар генератори	136
10.2	Тўғрибурчакли импулслар генераторининг операцион кучайтиргичдаги тузилиши	140
10.3	Дискрет элементлардан тузилган мултивибраторнинг ҳисоби	141
10.4	Аррасимон кўринишли кучланишга эга бўлган (ГПН) генератори	142
XI	Т Ў Ф Р И Б У Р Ч А К Л И И М П У Л С Л А Р Н И Н Г Ш А К Л Л А Н Т И Р Г И Ч И	152
11.1	Интеграл-мантикий элементлардан тузилган шаклантиргич триггер	152
11.2	Дискрет элементлардан тузилган шаклантиргич ҳисоби	153
	Адабиётлар	156

Муҳаррир:

Зокирова М.

Телник муҳаррир:

Махмадиев Ш.М.