

ЎЗБЕКИСТОН РЕСПУБЛИКАСИ ОЛИЙ ВА ЎРТА МАХСУС ТАЪЛИМ ВАЗИРЛИГИ
ТОШКЕНТ ДАВЛАТ ТЕХНИКА УНИВЕРСИТЕТИ

«Электроника ва автоматика» факультети

«Бошқаришда ахборот технологиялари» кафедраси

5330200 – «ИНФОРМАТИКА ВА АХБОРОТ ТЕХНОЛОГИЯЛАРИ»
(Саноат ишлаб чиқаришида)

таълим йўналаши учун

«СХЕМАТЕХНИКА ВА МИКРОПРОЦЕССОРЛИ ТИЗИМЛАР»
фанидан

13. МАЪРУЗАЛАР МАТНИ

т.ф.н., доцент Абдуллаев Махмуджон Мухамедович

Тошкент-2015

МУНДАРИЖА

- 1-маъруза. Кириш. Схемотехниканинг асосий тушунчалари, терминлари ва куллаш сохдлари.
- 2- маъруза. Ярим ўтказгич диодлар, уларнинг турлари ва қўлланилиши
 - 2.1. Ярим ўтказгичли диодлар
 - 2.2. $p - n$ ўтишнинг вольт-амперли характеристикаси
 - 2.3. Паст частотали тўғрилагич диодлари.
 - 2.4. Кремнийли стабилитрон
- 3- маъруза. Диодларнинг асосий турлари.
 - 3.1. Юқори частотали диодлар
 - 3.2. Импульсли диодлар
 - 3.3. Варикап
 - 3.4. Параметрик диодлар
 - 3.5. Тунелли диод
- 4- маъруза. Биполяр транзисторлар
 - 4.1. Транзисторнинг ишлаш принципи
 - 4.2. Транзисторнинг уч хил уланиш схемаси
 - 4.3. Транзистор - актив тўртқутблик. h - параметрлар
 - 4.4. Транзисторнинг частотавий хусусияти
 - 4.5. Транзисторнинг кучайтириш хусусияти
- 5- маъруза. Тўрт қатламли ярим ўтказгичли асбоблар
 - 5.1. Тиристор
 - 5.2. Диод – тиристори
 - 5.3. Триод – тиристори, характеристикаси
- 6- маъруза. Майдон транзисторлари ва уларнинг қўлланилиши
 - 6.1. $p-n$ ўтишли бошқарувчи майдон транзисторлари
 - 6.2. МОП - транзисторлари
7. Электрон кучайтиргичлар. Биполяр транзисторлардан тузилган кучайтиргичлар
 - 7.1. Кучайтиргич таснифлари ва асосий техник кўрсаткичлари
 - 7.2. Кучайтиргич каскадларини иш ҳолатлари
 - 7.3. Биполяр транзисторлардан тузилган кучайтиргичлар
 - 7.4. Кучайтиргичнинг умумий эмиттер уланиш схемаси
 - 7.5. Кучайтиргичнинг умумий база уланиш схемаси
- 8- маъруза. Майдон транзисторлардан тузилган кучайтиргичлар
 - 8.1. Майдон транзисторлари орқали ҳосил қилинган кучайтиргичлар
 - 8.2. Сигим орқали боғланган қўп каскадли кучайтиргичлар
 - 8.3. Қувват кучайтиргичлари
 - 8.4. Икки тактли чиқиш кучайтиргичлари
 - 8.5. Кучайтиргичларда тескари боғланиш
9. Ўзгармас ток кучайтиргичлари
 - 9.1. Ўгармас ток кучайтиргичи
 - 9.2. Дифференциал кучайтиргич
 - 9.3. Операцион кучайтиргич
 - 9.4. Операцион кучайтиргичларни улаш схемалари
 - 9.5. Дифференциалловчи ва интегралловчи улаш.
- 10-маъруза. Сигналлар генераторлари.
 - 10.1. Мультивибраторлар.
 - 10.2. Транзисторли мультивибратор ва унинг ишлаш принципи.
 - 10.3. Транзисторли бирвибратор ва унинг ишлаш принципи.
 - 10.4. Потенциал мантикий элементлар асосидаги мультивибраторлар
 - 10.5. Блокинг-генераторлар
- 11- маъруза. Хисоблаш техникасининг элементлари ва қурилмалари
 - 11.1. Компьютерларнинг ички кодлари.
 - 11.2. Компьютерларда қўлланиладиган санок системалари.
 - 11.3. Бутун сонларни бир санок системасидан бошқасига ўтказиш.

- 11.4. Каср сонларни бир санок системасидан бошқасига ўтказиш
- 11.5. Компьютерларда маълумотларни тасвирлаш.
- 11.6. Иккилик санок системасидаги сонларни қўшиш ва айириш
- 12- маъруза. Мантикий элементлар ва уларнинг ишлаш принциплари
 - 12.1. Асос мантикий элементлари.
 - 12.2. Мантикий элементларни ишлаб чиқариш технологиялари.
 - 12.3. Мантикий элементлар асосида турли қурилмаларни лойихалаш.
- 13- маъруза. Хотира элементлари – триггерлар.
 - 13.1. Триггерлар ҳақида асосий тушунча.
 - 13.2. Триггерларнинг синфланиши
- 14- маъруза. Рақамли қурилмалар.
 - 14.1. Регистрлар.
 - 14.2. Параллель ва кетма кет принципда ишловчи регистрлар.
 - 14.3. Регистрларни қўлланилиши.
- 15- маъруза. Санаш қурилмалари (хисоблагичлар).
 - 15.1. Санаш қурилмаларининг асосий турлари.
 - 15.2. Санаш қурилмаларининг схемалари.
- 16- маъруза. Камбинацион қурилмалар.
 - 16.1. Дешифратор ва шифраторлар.
 - 16.2. Мультиплексор ва демюльтиплексорлар.
- 17- маъруза. Рақам-аналог ўзгартирувчилар.
 - 17.1. Рақам-аналог ўзгартируиш принциплари.
 - 17.2. Рақам-аналог ўзгартиргичлар схемалари.
- 18- маъруза Аналог-рақам ўзгартирувчилар.
 - 18.1. Аналог-рақам ўзгартириш принциплари.
 - 18.2. Аналог-рақам ўзгартиргичлар схемалари.

1-маъруза. Кириш. Схемотехниканинг асосий тушунчалари, терминлари ва куллаш сохдлари.

Ракамли электрон автоматлариинг ишлаши мантилий алгебра асосида тузилиб, иккита тушунчага таянади: хакикий (мантилий 1) ва хакикий эмас (мантилий 0). Шунинг учун фойдали ахборот сигналини курсатувчи функция хар кандай вақт моментида иккита «1» ва «0» ни қабул қилади. Автоматнинг киришига таъсир этувчи кириш буйругини узгартириш, чиқишда чиқиш буйругини олиш учун улар устидан мантилий операциялар бажарилади. Электрон қурилмаларнинг асосий мантилий операциялари мантикан қулайтириш ёки конъюнкция, мантикан қу'йиш ёки дизъюнкция ва мантикан айириш ёки инверсия ҳисобланади. Мантикан қулайтиришни ёзиш учун кириш узгиртгичи ($X_1, X_2 \dots, X_n$) белгиси билан бирлаштирилиб ва (Y) операцияни бажариш учун қулайтириш ($\cdot$) белгиси билан белгиланади. Мантикан қушиш, ёзишда кириш узгиртгичлари «ЁКИ» боғловчиси билан бирлаштирилади ва (« + ») қушнш белгиси билан белгиланади: $Y = X_1 + X_2 + \dots + X_n$. Мантикан айириш (инверсия) узгарувчан микдор устига қизик қуйиб белгиланиб (X) қуйидагича уқилади: «ЭМАС» $Y = \bar{X}$. Мантикий «ТАКИК» мустақил қиймат-лардан бири бўлиб ҳисобланади ва у қуйидагича ёзилади: $Y = X_1 + X_2$. Ракамли электрон автоматнинг киришига ихтиёрий берилган мураккаб буйрук (команда) амалларга ишлов бериш учта мантилий операцияларни — конъюнкция, дизъюнкция ва инверсияларни аралаштириб ёзиш мумкин. Шундай қилиб, мантилий алгебра операцияси мураккаб буйрук формуласини соддалаштиришга ёрдам беради. Бу эса ихтиёрий мураккаб кириш функциясини содда мантилий амаллар ёрдамида ҳал қилишга олиб келади. Бу вазифани ракамли автомат қурилма таркибига қирувчи мантилий электрон микросхемалар бажаради.

Интеграл микросхемалардан ташкил топган ракамли техника ва ракамли усуллар, шу жумладан, микропроцессор системалари, телевизион, радиоузатиш ва алоқа аппаратураларида ахборот ташкил этишда кенг татбиқ этилган.

Ракамли техника ҳозирги кунда ҳисоблаш техникасининг асосини ташкил қилиб қуйидаги йўналишларда кенг қулланилмоқда:

Технологик жараёнларни автоматик бошқариш, техник хусусиятларини автоматик назорат қилиш ва ташхис қилиш;

Электрон ҳисоблаш машиналарида административ бошқариш, илмий ишлар ва автоматлаштирилган лойиҳалаштиришлар учун фойдаланилмоқда.

Ракамли техниканинг ривожланишига 1949 йилда транзисторнинг яратилиши туртки бўлди. Бизга маълум бўлган мантикий функция ва амалларни ҳосил қилишда транзисторлардан фойдаланиш имконияти мавжудлиги ракамли техниканинг шу даражада жадал ривожланишига олиб келди. Ҳозирги кунга келиб барча ЭХМ процессорларининг асосини ташкил қилувчи интеграл микросхемаларда, транзисторларда қурилган мантикий функциялар асосий ҳисоблаш ишларини амалга оширади.

Ракамли қурилмалар деб, мантикий алгебра функцияларини амалга ошириш учун ишлатиладиган қурилмаларга айтилади.

Мантикий алгебра функцияларини ташкил этишда қулланиладиган қурилма мантикий қурилма ёки мантикий қурилма деб аталади. Ракамли қурилмалар кодли сузларни киритиш ва чиқариш усулига қараб кетма-кет, параллел ва аралаш турларга бўлинади.

Кетма-кет ракамли қурилма киришига кодли суз белгилари бир вақтда берилмайди.

Параллел ракамли қурилма киришига киришига хар бир кириш белги бир вақтда берилади.

Бунда киришда 2 та (I, II) уч разрядли сигнал белгилари бир вақтда берилади ва чиқишда ҳам уч разрядли сигнал белгилари бир вақтда чиқади.

Аралаш турли ракамли қурилмаларда кириш ва чиқиш кодли сузлари хар хил турда берилади. Масалан, киришлар кетма-кет, чиқишлар параллел. Бундай қурилмалар кодли сузларни бир формадан бошқа формага ўтказишда ишлатилиши мумкин (Масалан, кетма-кет формадан, параллел формага ва аксинча).

Автоматлашган тизимларда ахборот алмашилиши сигналлар ёрдамида амалга ошади. Сигнални ташувчилари сифатида физик катталиклар тушунилади, масалан, ток, қучланиш, магнит ҳолатлар ва ҳк. Физик катталиклар узининг вақт функцияси орқали ёки белгиланган фазовий тақсимланишида ифодаланади.

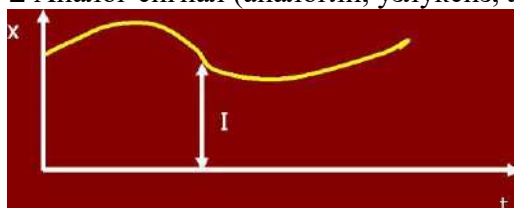
Частота, амплитуда, фаза, импульслар давомийлиги, кетма-кет импульслар серияларининг бир ёки бир нечта параллел линияларида таксимланиши, тасвир нукталарининг текислик ва х. к. ларда таксимланиши каби узатувчи вақтлик функцияларни аниқловчи параметрлар (улар орқали ахборот узатиш ҳолатида) ахборот параметрлари деб аталади. Агар физик катталиқ икки ёки ундан ортиқ ахборот параметрларнинг ташувчиси бўлса, у куп улчовли сигнал ҳисобланади. Ахборот параметрлар бир катор аниқ микдорлар тупламига эга.

Аналог сигналлар (ахборот параметрлари берилган диапазон ичида ҳар қандай микдорни қабул қилиши мумкин);

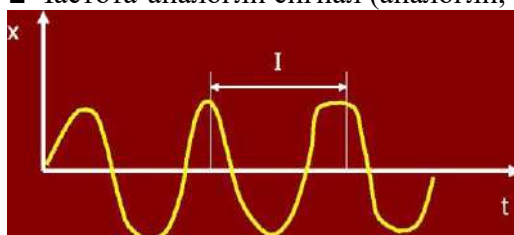
Дискрет сигналлар (ахборот параметрлари фақатгина берилган аниқ дискрет микдорларни қабул қилиши мумкин);

Узлуксиз сигналлар (ахборот параметрлари ҳар вақтда ўзгариши мумкин); Узлукли сигналлар (ахборот параметрлари вақтнинг дискрет онларидагина бошқа микдорни қабул қилиши мумкин); ЭХМ ёрдамида автоматлаштириладиган тизимларда учрайдиган сигналларнинг типик формаларига баъзи мисоллар қуйида келтирилган:

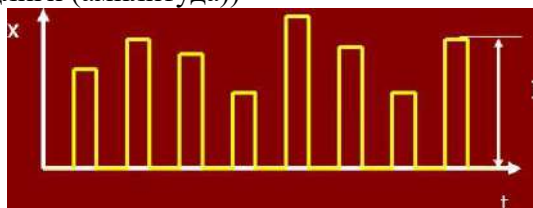
■ Аналог сигнал (аналогли, узлуксиз, ахборот параметри: амплитуда)



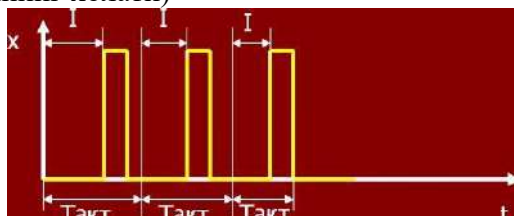
■ Частота-аналогли сигнал (аналогли, узлуксиз, ахборот параметри: частота)



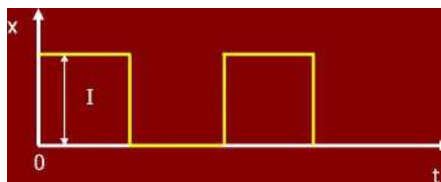
■ Шакирилган сигнал (аналогли, узлукли, ахборот параметри: туртбурчакли импульслар баландлиги (амплитуда))



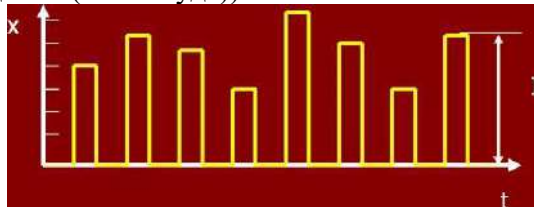
■ Импульсли сигнал (аналогли, узлукли, ахборот параметри: туртбурчакли импульс фазасининг ҳолати)



■ Иккилик сигнал (дискрет, узлукли, ахборот параметри: иккита белги 0 ва L)



■ Дискрет сигнал (аналогли, узлукли, ахборот параметри: туртбурчакли импульслар баландлиги (амплитуда))



Дискрет сигналлар ракамли ва куп позицияли сигнал турларига булинади.

Барча ракамли булмаган дискрет сигналлар куп позицияли деб аталади.

Ракамли сигналлар асосан кетма-кет ёки параллел тарзда узатилади. Параллел сигналларда ахборот параметрларининг барча параметрлари турли n сигнал линиялари оркали узатилади.

Кетма-кет сигналларда ахборот параметрларнинг барча параметрлари аниқ вақт кетма-кетлигида умумий сигнал линиялари буйича бирин-кетин амал килади.

Ракамли сигналлар

Куйидаги 2-расмда турт разрядли ракамли сигналнинг куруниши тасвирланган.

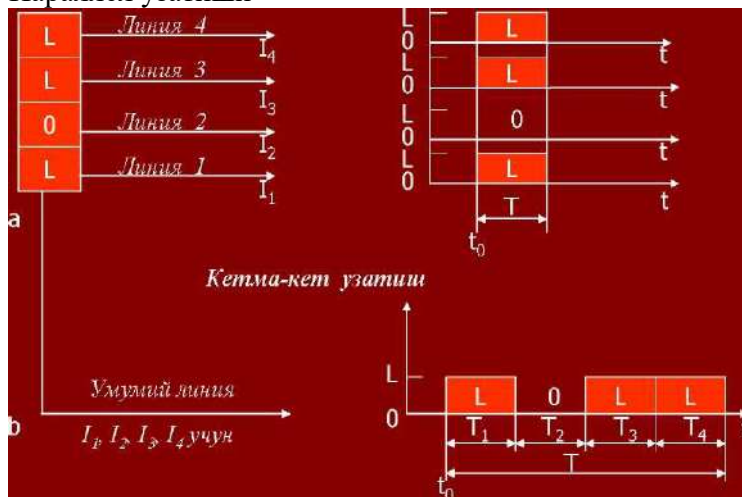
Унда,

a - параллел сигнал;

b - кетма-кет сигнал;

Расм 2

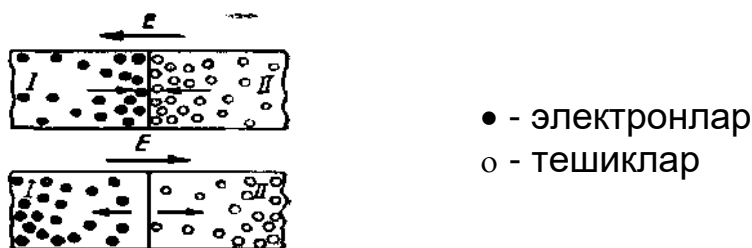
Параллел узатиши



2. Ярим ўтказгич диодлар, уларнинг турлари ва қўлланилиши

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 ходиса 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 II га ўтиб, тешикларни тўлдиради. Майдон йўналиши олдингига тескари бўлганда электронлар билан тешиклар контактнинг сиртидан узоқлашади ва электр ўтказувчанлик бузилади.



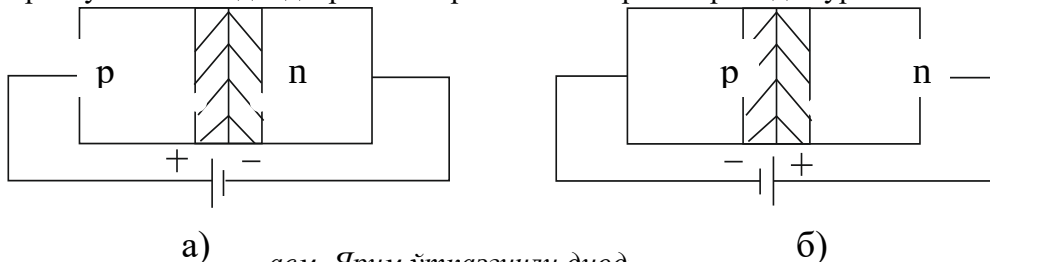
2.1-расм. Иккита ярим ўтказгич контактининг бир томонлама ўтказувчанлигини тушунтирувчи схема

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 “Р” эга бўлади. Бунда турли ўтказувчанликка эга бўлган иккита оддий контакт эмас, балки бир бутун монокристал ҳақида гап кетаяпти. Унинг бир соҳаси акцепторли қўшимча (примесь) билан, бошқа соҳаси эса донорли қўшимча билан легирланган бўлади.

Электрон ва тешик соҳалари оралигида доимо юпқа ўтказувчанлик қатлами бўлиб, у алоҳида хусусиятга эга. Бу юпқа қатлам электрон – тешикли ўтказувчан ёки p-n ўтказувчанлик дейилади.

Электрон – тешикли ўтказувчанлик кўпчилик ярим ўтказгичли асбобларнинг асосий структура элементи бўлиб, унинг хусусиятлари орқали ишлаш принципи ва функционал имкониятлари аниқланади. Шунинг учун p-n ўтказувчанликдаги асосий қонуниятлар ва физик жараёнлар, характеристикалари ҳамда ўтказувчанлик параметрлари билан танишиб чиқиш лозим. Диодларнинг ҳамма тури шиша, металл, сопол ёки махсус прессланган смоладан тайёрланган корпусга жойлаштирилади. p-р ўтишнинг конструкциясига ярим ўтказгичли диодлар нуктавий контактли ва ясси диодларга бўлинади.

Ярим ўтказгичли диодларнинг шартли белгилари 2.2-расмда кўрсатилган.



а) тўғри уланиш; б) тескари уланиш

Диодларни маркировкаси 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–ёруғлик диодлари ва ҳоказо.
 Учинчи сон, диоднинг хусусиятини аниқлайди.
 Тўғрилагич диодларда 1 - кам. қувватли $I_{тғ.}=0,3 \text{ А}$,
 2 - ўрта қувват $I_{ўзг}\leq 10 \text{ А}$,
 4 - универсал иш частота 103МГц .
 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 кенгаяди. Мусбат потенциал берилганда p-n ўтиш силжиши тўғри йўналишда бўлади, манфий кучланиш уланганда эса, тескари йўналишда бўлади. Тўғри йўналишда, силжиш кучланиши қийматига, электронлар ва тешиклар учун силжиш потенциал барерни камайтиради, тескари уланганда эса, потенциал барерни кўпайтиради.

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

Юпқа p-n ўтиш учун токни қуйидаги ифодаси ўринли:

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

бу ерда IS – тўйиниш тескари токи;

u – ўтишдаги кучланиш;

γ – 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 – абсолют температура). Уй температурасида ($T = 2900 \text{ К}$) $U_T = 0,025 \text{ В}$.

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

Чизмадан кўринадики, нисбатан кичик ток қийматида тескари ток IS тўйиниш токига эга. Ушбу ток асосий бўлмаган ташувчилар ҳисобига содир бўлади: p-соҳада электронлар ва n-соҳада тешиклар бир соҳадан иккинчисига соҳа чегераси 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 волт-ампер характеристикаси нолдан ўтиб, германийли диодларда $0,1 \div 0,2$ В, кремнийлида эса, $0,5 \div 0,6$ В да сезиларли ток қийматига эга бўлади.

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

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

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

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

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

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

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

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

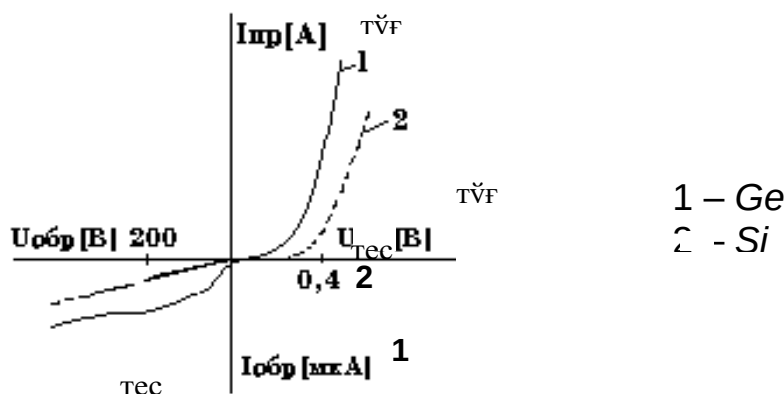
Нуқтавий диодларда тескари ток, кучланиш ортиши билан деярли чизикли ўзгаради. Улар гўё ўтказувчанлик қаршилигига эга бўлиб, ўтишига параллел улангандек бўлади.

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.

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

Бундай диодларнинг асосий параметрларига куйидагилар киради.



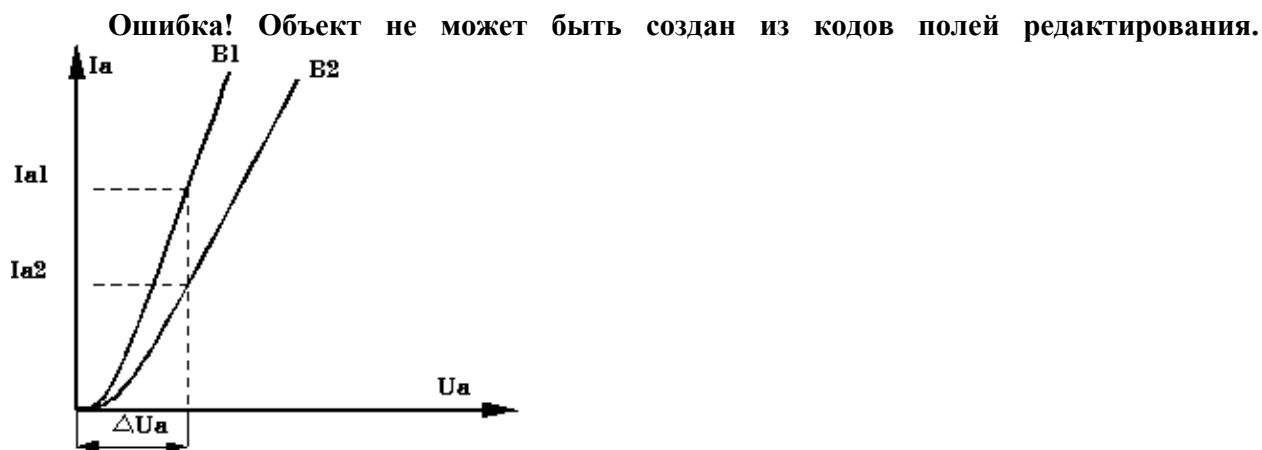
2.4-расм. Диоднинг волт-амперли характеристикаси.

Рухсат этилган максимал тескари кучланиш:

Ge: Up.T.=100-400 В;
Si: Up.T.=1000-1500 В.

Куйидага ҳароратда ишлаши мумкин:

Ge: = - 60°+85° С;
Si: = - 60°+150° С.



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

Параметрлари:

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

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

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

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

Рухсат берилган максимал тўғриланиш ток - $I_{\text{мак}}$ [А]

Ошибка! Объект не может быть создан из кодов полей редактирования.

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

Диодларни қувватлироқ ўзгартиргичларда ишлатиш учун бир нечта диодни улашимиз мумкин. Масалан, $I_{\text{ўр.тўғр}}$ параметри бўйича ошириш учун диодлар параллел (2.5-расм) уланади. 2.5, а-расмда параллел уланиш схемаси ва 2.5, в-вольт - ампер характеристикаси кўрсатилган.

Рухсат этилган максимал тескари кучланиш $U_{\text{теск-рух.б}}$ бўйича ошириш учун диодлар куйидагича 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.

Ошибка! Объект не может быть создан из кодов полей редактирования.

2.7-расм. Ярим ўтказгичли стабилитроннинг вольт-амперли характеристикаси

Ярим ўтказгичли диодларда уч хилдаги ток ўтказиш бўлади: иссиқлик, тожли ва зерерли.

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 каттарок токларда иссиқликдан ток ўтказиш содир бўлади.

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

Зерерли ток ўтказиш юқори майдон кучланиши 105 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 коэффиценти абсалют ёки нисбий кучланиш ўзгариши температурани бир градусга ўзгаришида характерланади.

Тожли ток ўтказиш стабилитронларида кучланиш температура коэффиценти 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 тўсиқ зонада электрик ўпирилишига асосланиб ишлайдиган асбоб ҳисобланади.

2.8, а-расмда уланиш схемаси ва 2.8, б-расмда вольт-ампер характерис-тикаси кўрсатилган

Ошибка! Объект не может быть создан из кодов полей редактирования.

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

кир

юк

тўғ

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

Қуйидаги параметрларга эга:

Уст - стабилизация кучланиши;

Истах, Истmin - максимал ва минимал стабилизация токи;

Ртах - максимал сочилиш қуввати.

тес

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

Стабилизация кучланишининг ҳарорат коэффиценти $TKU = \Delta U_{ст} / \Delta U_{ст} \cdot \Delta T$.

3- маъруза. Диодларнинг асосий турлари.

3.1. Юқори частотали диодлар

Юқори частотали диодларга: детекторли диодлар, модулланган сигналларни детекторлаш учун унинг таркибидан паст частотани ажратиб олиш учун мўлжалланган силжиш

диоды, модулланган 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_p), ҳамда ярим ўтказгичнинг p ва n соҳаси (r_b) қаршиликлари билангина аниқланса, юксак частотада ишловчи диодларда барер ва диффузия сиғимлари ҳам катта рол ўйнайди. Натижада, актив r_b қаршилиги ва сиғимни таъсирида юксак частота диодида частота ортиши билан унинг тўғрилагичли эффекти деярли йўқолади. Юксак частота диодларини бир неча ўн гегогерцга ҳам қўлланилади. Рухсат этилган тескари кучланиши бундай диодлар учун $3\div 5$ В дан ошмайди. Қуввати ҳам жуда кичик.

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

Юқори частотали диодлар - жуда кўп схемаларда ишлатилади: тўғрилагичларда, дитекторларда ва ўзгартиргичларда ишчи частотаси 600 МГц гача бўлган сигналларни ишлатишда 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 радиоаппаратураларнинг юқори частотали схемаларида ишлатилади.

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

Ошибка! Объект не может быть создан из кодов полей редактирования.

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

Юқори частотали диодлар куйидаги параметрларга эгалар:

- Тўғри ток – $I_{тўғр}$; тес $t_{тўғ}$
- Тўғри кучланишни пасайиши – $U_{тўғр}$;
- Тескари ток – $I_{тескари}$;
- Тескари максимал кучланиш – $U_{тескари.max}$;
- Ўтиш сиғими - C_g ;
- Юқори ишчи частота – f_{max} . тес

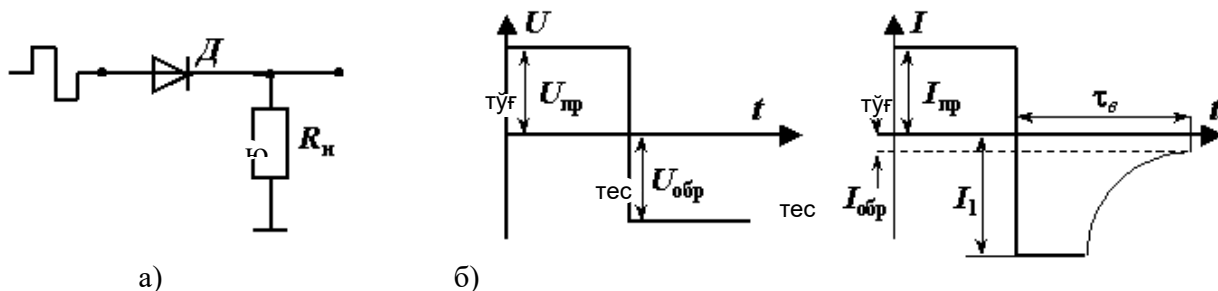
3.2. Импульсли диодлар

Ярим ўтказгичли диодлар кенг қўламда калит сифатида, яъни икки ҳолатда: “очик”, асбобни қаршилиги жуда кичик ва “ёпиқ”, қаршилиги жуда юқори ҳолатларда ишлатилади. Диодни бир ҳолатидан иккинчи ҳолатига ўтиши иложи борида кичик бўлиши лозим, чунки шу билан жиҳозларни тезкорлиги характерланади. Ушбу мақсад учун мўлжалланган диодларни импульсли ёки калитли 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_p , йиғилган заряддан Q_n доимо 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_p/Q_n бўлади.

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

Импульсли диоднинг уланиш схемаси 2.10, а-расмда куйидагича кўрсатилган



2.10-расм. Импульсли диоднинг уланиш схемаси

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

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

Асосий параметрлари қуйидагилар:

$I_{имп.тўғ}$ - импульсли тўғри кучланиш;

$t_{т}$ - тикланиш вақтн.тескари қаршилиikka;

C_g — диодни чиқишдаги сиғим;

$I_{тўғр}$ - тўғри ток;

$U_{тўғр}$ - тўғри кучланиш;

$I_{теск}$ — тескари ток;

$U_{теск}$ - тескари кучланиш.

3.3. Варикап

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

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

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

Ошибка! Объект не может быть создан из кодов полей редактирования.

2.11-расм. Варикапнинг уланиш схемаси

Варикапнинг сифати қуйидагилар орқали аниқланади:

сиғим ва тескари кучланиш орқали бошқарилаётган мумкин бўлган сиғим чегараси;

сахийлиги ва частота оралиғи;

температурадан сиғим стабиллиги ва сахийлиги.

Варикап сиғими. Варикап сиғимини қуйидаги формуладан аниқланади:

Ошибка! Объект не может быть создан из кодов полей редактирования.,

(2.5)

бу ерда C_v – варикап электродлари ва учлари орасидаги, берилган кучланишга боғлиқ бўлмаган, сиғими.

Бошланғич сиғими C_0 қуйидаги формуладан аниқланади:

Ошибка! Объект не может быть создан из кодов полей редактирования..

Бошланғич сиғими варикап ўтиш майдони P 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,

Ошибка! Объект не может быть создан из кодов полей редактирования..

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

Варикапнинг сахийлиги. Варикапнинг эквивалент схемаси қуйидагича бўлади.

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

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

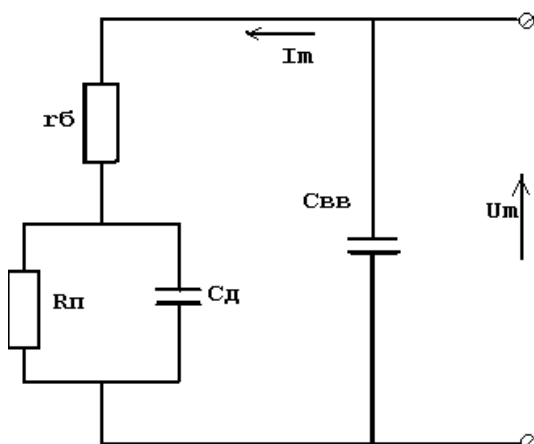
бу ерда $P_{реакт} = 1/2 \cdot \omega C D U_m^2$.

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

Ошибка! Объект не может быть создан из кодов полей редактирования.;

р-п ўтишдаги энергия сарфи

Ошибка! Объект не может быть создан из кодов полей редактирования. .



2.12-расм. Варикапнинг эквивалент схемаси

Бундан варикапнинг сахийлиги

Ошибка! Объект не может быть создан из кодов полей редактирования..

Ушбу ифодадан кўринадики, варикапнинг сахийлиги унинг частотасига боғлиқ экан.

Паст частоталарда ифоданинг бир қисмини ҳисобга олмаса ҳам бўлади, натижада $Q_{ПЧ} = \omega C D R_{П}$ ҳосил қиламиз.

Юксак частоталарда эса қуйидагича бўлади:

Ошибка! Объект не может быть создан из кодов полей редактирования.

(2.7)

Максимал сахийлик **Ошибка! Объект не может быть создан из кодов полей редактирования.** бўлганидаги частотага тўғри келади.

Дифференциаллаб, қуйидагини ҳосил қиламиз:

Ошибка! Объект не может быть создан из кодов полей редактирования. (2.8)

Амалда варикапнинг сахийлиги 100 дан кам бўлмайди.

Варикапнинг минимал ишчи частотаси қуйидагича бўлади

Ошибка! Объект не может быть создан из кодов полей редактирования., (2.9)

максимал ишчи частотаси эса, қуйидагича аниқланади

Ошибка! Объект не может быть создан из кодов полей редактирования.. (2.10)

Варикап параметрларини стабиллигини температурага боғлиқлиги. Варикап сиғимига температуранинг таъсири, контактли потенциаллар айирмасига боғлиқ бўлади:

Ошибка! Объект не может быть создан из кодов полей редактирования..

Умуман, бу унчалик катта эмас, температурани таъсири кўпроқ сахийликка таъсир этади. Температура ортиши билан, тескари ток экспоненциал ортади. Варикапнинг чегаравий ишчи температураси, германийлик учун $50 \div 600$ С, арсенид-галлийлик учун эса 1500 С гача бўлади.

Варикапнинг қўлланилиши. Кучланиш ўзгариши билан варикап сиғими ўзгаришидан фойдаланиб, юксак частота тебраниш контурини созлаш, 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.

3.4. Параметрик диодлар

Бу типдаги диодлар юқори частотали кучайтиргичларда ва генераторларда ишлатилади. Диодларни тайёрлаш учун солиштирма қаршилиги кам бўлган кристалллардан фойдаланилади. Бу ерда асосий бўлмаган заряд ташувчилар тезликда рекомбинациялашади ва р-п ўтказувчанликдаги сиғим эса жуда кам бўлади.

Асосий параметрлари қуйидагилар:

Сд - р-п ўтказувчанлик сиғими;

R_p - ҳосил бўлаётган қаршилик;

τ - ўзгармас вақт;

$U_{\text{ўпр}}$ - ўпирилиш кучланиши;

$I_{\text{теск}}$ - тескари ток;

S_k - диодни корпусидаги сиғим;

L_k - диодни индуктивлиги;

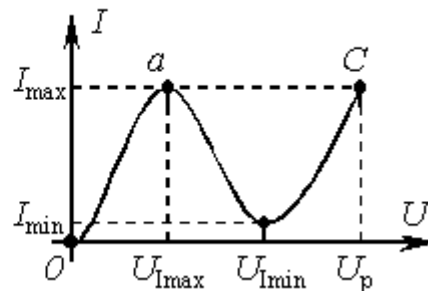
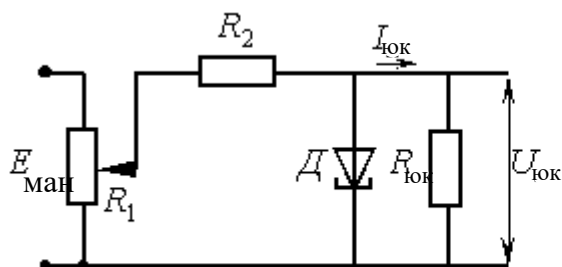
Рухсат берилган зуриқиш қуввати (P_{max}).

3.5. Тунелли диод

1958 йилда Япон олими Есаки, р-п структурада жуда катта қўшимча концентрациясига эга бўлганда ($10^{19} \div 10^{20}$ 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 микдорда легирланган р-п структура, аномал характеристикага эга бўлиб, туннел 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. Тунелли диодларда эса, қўшимча концентрацияси юқорилигидан ўтиш қалинлиги $0,01$ мкм, яъни барер жуда ҳам тор бўлади.



а)

б)

2.13-расм. Тунелли диоднинг а) уланиш схемаси, б) характеристикаси

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

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

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

Қолган диодлардан афзаллиги шундан иборатки, ишчи частотаси жуда юқори (1011Гц). Диодни бир ҳолатдан иккинчи ҳолатга ўтиши оний тезликда бўлади 10-9 – 10-8с.

Параметри:

$I_{\max}$ - максимал тўғри ток;

$I_{\min}$ - минимал ток;

$U_{\max}$ - максимал токдаги кучланиш;

$U_{\min}$ - минимал токдаги кучланиш;

C_g - диодни сифими.

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

4- маъруза. Биполяр транзисторлар.

4.1. Транзисторнинг ишлаш принципи

Транзисторлар иккита электрон - кавак 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 - кавак 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 - каваклар) ва n - p - n типли (асосий заряд ташувчилар - электронлар) транзисторларга бўлинадилар. қуйидаги 3.1-расмда p - n - p типли транзисторларни ишлаш принципи кўрсатилган.

Транзисторнинг коллектор занжирига - $E_{\text{кб}}$ 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 $I_{\text{ко}}$ билан белгиланади.

Агарда кириш занжирига, яъни эмиттер ва база оралиғига $+E_{\text{эб}}$ манбани тўғри уланса майдон кучланганлиги эмиттер ўтказувчанлигида пасаяди ва натижада зарядларнинг ҳаракати тезлашади. Каваклар эмиттер қатламидан база қатламига (асосий заряд ташувчилар), электронлар база қатламидан эмиттер қатламига (асосий бўлмаган заряд ташувчилар) ўтадилар

ва каваклар $I_{\text{эп}}$ токни электронлар $I_{\text{эп}}$ токини ҳосил қиладилар. Натижада эмиттер занжирида тўғри ток ҳосил бўлади, бу токни эмиттер токи дейилади $I_{\text{э}} = I_{\text{эп}} + I_{\text{эп}}$.

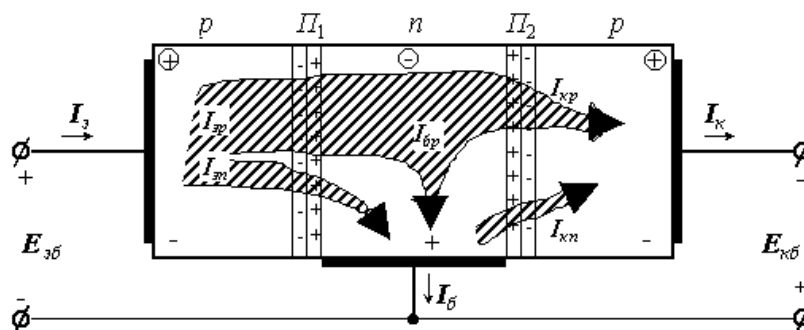
Бунда $I_{\text{эп}} \gg I_{\text{эп}}$ чунки эмиттердаги асосий заряд ташувчиларнинг концентрацияси базадагиларга нисбатан қуюқдир. Эмиттердан базага ўтган зарядлар диффузия натижасида коллектор майдони таъсирида тортиладилар ва коллектор қатламига ўтадилар, натижада коллектор қатламида асосий заряд ташувчиларнинг концентрацияси кўпаяди ва занжирнинг коллекторга ёпишган чегарасига етиб бориб занжирдан келаётган ($-E_{\text{бк}}$) 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 камаяди бу эса кириш занжирининг манбаи $E_{\text{бэ}}$ орқали тўлади ва эмиттер қатламида ҳам мувозанат ҳолати тикланади. Кўпчилик транзисторларда ток бўйича узатиш коэффиценти $\alpha = 0,92 \div 0,997$.

Эмиттер токи эса $I_{\text{э}} = I_{\text{эп}} + I_{\text{эп}}$

$$I_{\text{к}} = I_{\text{кп}} + I_{\text{кн}}$$

$$I_{\text{б}} = I_{\text{эп}} + I_{\text{бп}} + I_{\text{кн}}$$



3.1-расм. p-n-p типли транзистор

Кириш занжиридаги $E_{\text{бэ}}$ манба электр майдони орқали электронлар эмиттерга ўтиб $I_{\text{б}}$ токини ҳосил қиладилар, каваклар эса эмиттер токининг $I_{\text{эп}}$ кавак ўтказувчанлиги ҳосил қилган қисмини ташкил қилади. Кавакларнинг қолган қисми эса $n-p$ ўтказувчанликдан коллекторга ўтиб коллектор токини $I_{\text{к}}$ 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 $I_{\text{к}}$ эмиттер токидан бир озгина кичикроқ бўлади.

4.2. Транзисторнинг уч хил уланиш схемаси

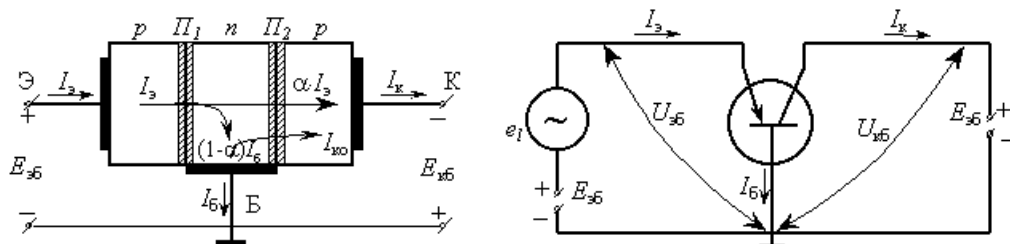
Транзистор электродларининг қайси бири бошқалари учун умумий бўлишига қараб туриб учта уланиш схемасига эга:

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

3.2-расмда умумий база уланиш схемаси кўрсатилган.

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

Бу схемада кириш токи $I_{\text{б}}$ токидир, чиқиш токи $I_{\text{к}}$ коллектор токидир. Кириш кучланиши $U_{\text{бэ}}$, чиқиш кучланиши $U_{\text{кэ}}$ дир.

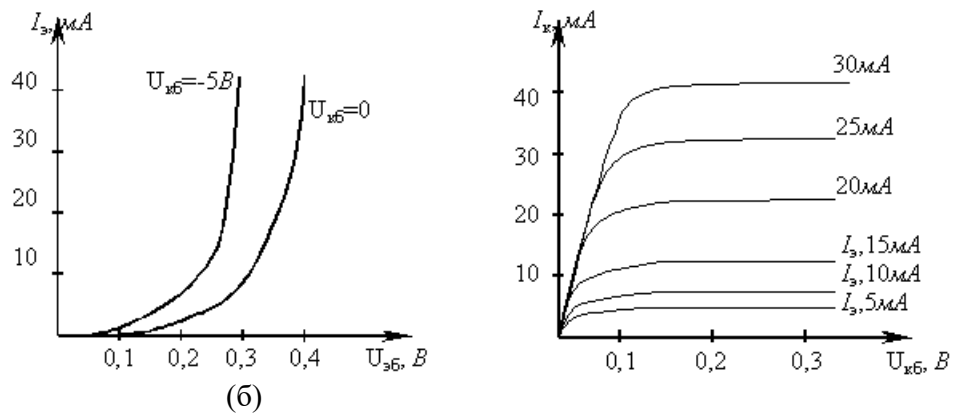


а)

б)

3.2-расм. Транзисторни умумий база уланиш схемаси

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



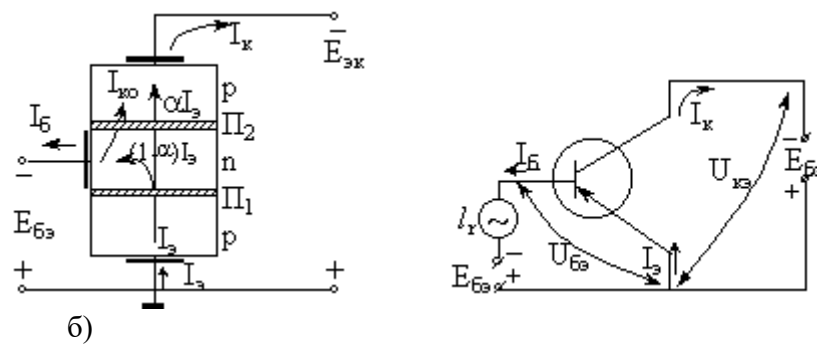
а)

б)

3.3-расм. Транзисторнинг умумий база уланиш схемаси:

а) статик кириш ҳарактеристикаси; б) статик чиқиш ҳарактеристикаси

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



а)

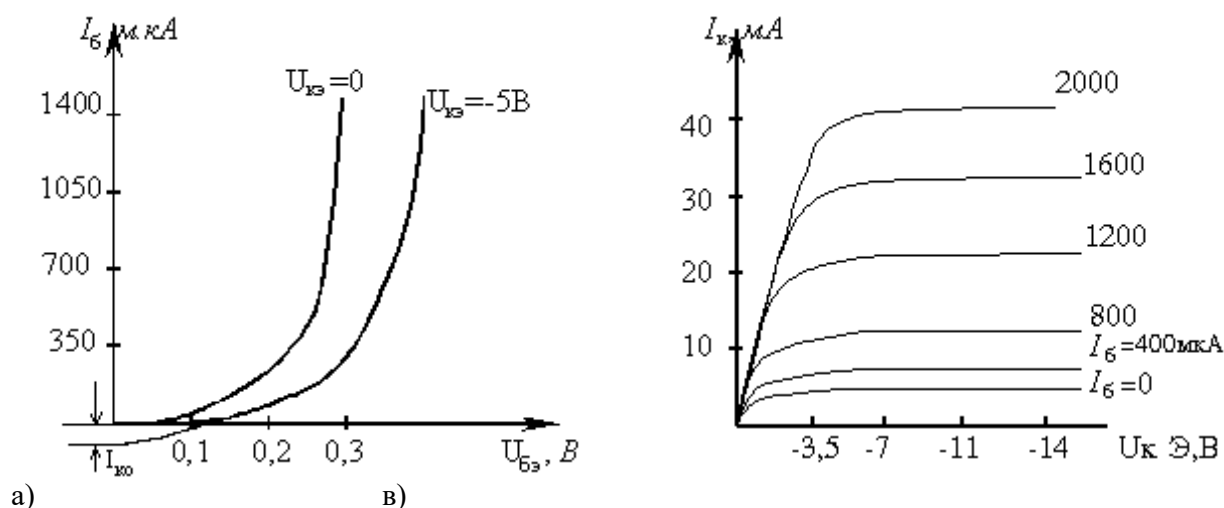
б)

3.4-расм. Транзисторнинг умумий эмиттер уланиш схемаси

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

$$\beta = \Delta I_{\text{э}} / \Delta I_{\text{б}} = \Delta I_{\text{э}} / (\Delta I_{\text{к}} - \Delta I_{\text{э}}) = \Delta I_{\text{э}} / \Delta I_{\text{к}} / (\Delta I_{\text{к}} / \Delta I_{\text{э}} - 1) = (1/\alpha - 1) = \alpha / (\alpha - 1) = 49. \quad (3.1)$$

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



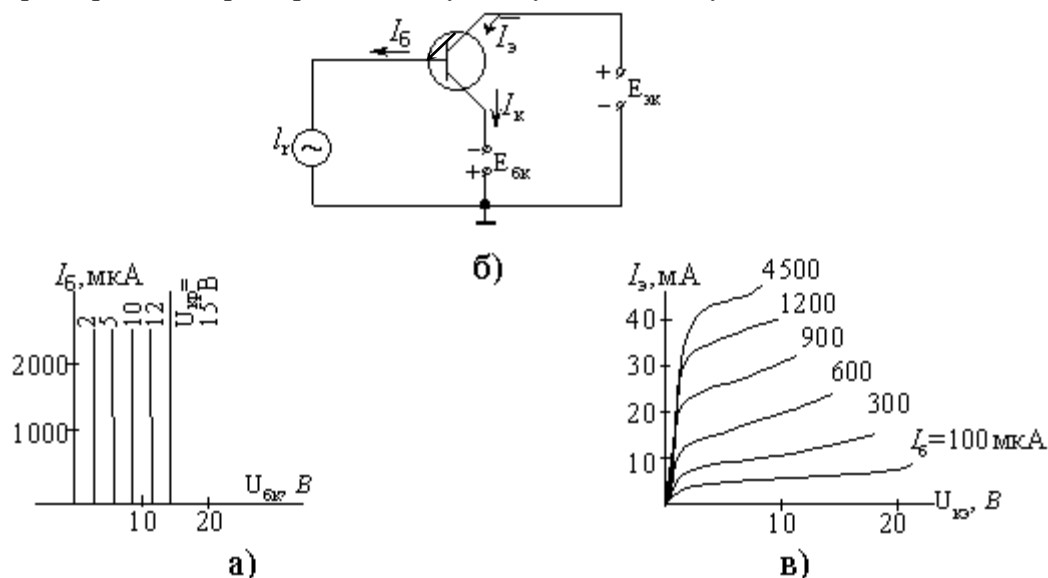
3.5-расм. Транзисторнинг умумий эмиттер уланиш схемаси.
а) статик кириш; б) статик чиқиш

Бу схемада база токи ($I_б$) - кириш токи эмиттер токи ($I_э$) - чиқиш токи ҳисобланади. Бу уланиш схемасида ток бўйича узатиш коэффициенти қуйидагига

$$\Delta I_y / \Delta I_a = \Delta I_y / \Delta I_y - \Delta I_e = \beta + 1 \text{ тенг.} \quad (3.2)$$

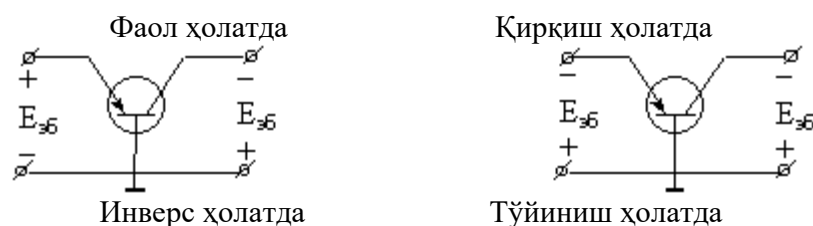
3.6, а ва в-расмларда умумий коллектор уланиш схемасининг статик кириш (а) ва статик чиқиш (в) характеристикаси келтирилган

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



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

Умуман транзисторнинг коллекторига ва эмиттерига манба қутбларини уланишига қараб туриб тўртта ҳолатда ишлатиш мумкин.





3.7-расм. Транзисторни тўрт қутбlilik ҳолати

3.1-жадвал

Схема тури	Кучайтириш			Кириш қаршилиги [Ом]
	K _l	K _u	K _p	
УБ	1	1000	1000	бир нечтадан- ўнларгача
УЭ	10-100	100	10000	Юзлар
УК	10-100	1	100	ўн минггача

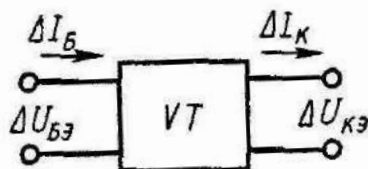
4.3. Транзистор - актив тўртқутблик. h - параметрлар

Кичик сигналларни кучайтириш режимида умумий база билан транзисторни чизикли турт қутбlilik сифатида тасвирлаш мумкин (3.8-расм)

Бу ҳолда транзисторнинг кириш ва чиқиш параметрлари узаро қуйидаги тенгламалар орқали боғланган:

$$\Delta U_{эб} = h_{11б} \cdot \Delta I_{э} + h_{12б} \cdot \Delta U_{кб}$$

$$\Delta I_{к} = h_{21б} \cdot \Delta I_{э} + h_{22б} \cdot \Delta U_{кб}$$



Транзистор h – параметрининг физикавий маъноси қ

$h_{11б}$ – чиқишда киска туташуш режимида транзисторнинг кириш қаршилиги.

$h_{12б}$ – киришнинг салтиш режимида ички тескари боғланиш коэффициенти.

$h_{21б}$ - чиқишнинг киска туташув режимида токни узатиш коэффициенти.

$h_{22б}$ - киришнинг салтиш режимида транзисторнинг чиқиш утказувчанлиги. Умумий база (УБ)

схемали учун h – параметрлар қуйдаги формулалар орқали ҳисобланади:

$$h_{11б} = \frac{\Delta U_{эб}}{\Delta I_{э}} \quad U_{кб} = const \quad \text{булганда,} \quad (1)$$

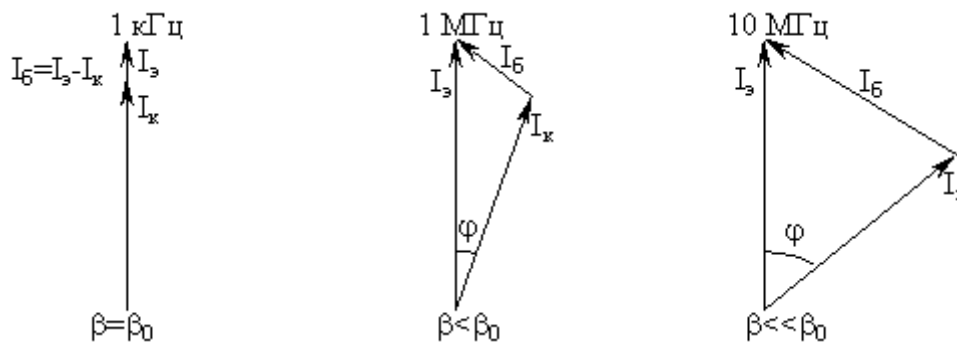
$$h_{12б} = \frac{\Delta U_{эб}}{\Delta U_{кб}} \quad I_{э} = const \quad \text{булганда,} \quad (2)$$

$$h_{21б} = \frac{\Delta I_{к}}{\Delta I_{э}} \quad U_{кб} = const \quad \text{булганда,} \quad (3)$$

$$h_{22б} = \frac{\Delta I_{к}}{\Delta U_{кб}} \quad I_{э} = const \quad \text{булганда,} \quad (4)$$

h – параметрларни аналитик ҳисоблаш кийин ва аник эмас. Шу сабабли уларни улчаш ёки вольт – ампер характеристика орқали аниклаш кулай ва осондир.

4.4. Транзисторнинг частотавий хусусияти



3.9-расм. Вектор диаграммаси

Частота хусусиятига транзисторнинг $p-n$ ўтказувчанлигидаги сиғимнинг таъсири сезиларлидир. Частота ошган сари сиғим қаршилиги камаяди ва сиғимнинг шунтловчи хусусияти ошади.

Транзисторнинг иш ҳолатига асосан C_k сиғим зиён етказади, чунки $1/\omega C_k$ қаршилик r_k қаршиликка нисбатан кам бўлади.

Транзисторнинг иш ҳолатини ёмонлаштирадиган сабаблардан иккинчиси бу коллектор токининг эмиттер токидан фаза бўйича орқада қолишидир. Бунинг сабаби эмиттердан база орқали коллекторга оқайтган зарядларнинг ҳаракатини қаршиликка учраб сустлашишидир. Бу ҳодиса вектор диаграмма орқали кўрсатилган (3.9-расм).

4.5. Транзисторнинг кучайтириш хусусияти.

Танзисторлар уланиш схемаларига қараб туриб электр сигналларини ҳар хил кучайтирадилар.

3.10-расмда энг содда кучайтириш схемалари $p-n-p$ транзистор орқали ташкил қилинган (3.10, а-расмда умумий база уланиш схемаси, 3.10, б-расмда умумий эмиттер уланиш схемаси, 3.10, в-расмда умумий коллектор уланиш схемаси кўрсатилган)

Транзисторли кучайтиргичларнинг асосий кўрсаткичлари куйидагича: ток бўйича кучайтириш коэффициенти

$$K_1 = \Delta I_{\text{вых}} / \Delta I_{\text{вх}} \quad (3.10)$$

Кучланиш бўйича кучайтириш коэффициенти

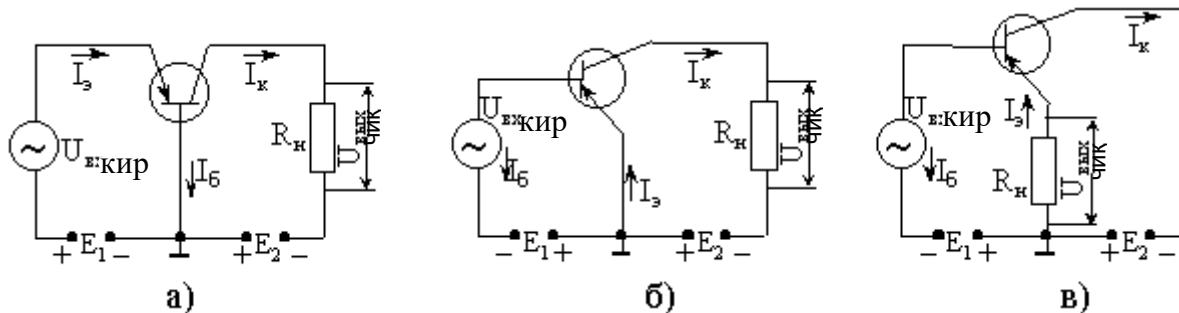
$$K_u = \Delta U_{\text{вых}} / \Delta U_{\text{вх}} \quad (3.11)$$

Кувват бўйича кучайтириш коэффициенти

$$K_p = K_1 \cdot K_u \quad (3.12)$$

Кириш қаршилиги

$$R = \Delta U_{\text{вх}} / \Delta I_{\text{вх}} \quad (3.13)$$



3.10-расм.

Келтирилган схемалар учун ток бўйича, кучланиш бўйича, қувват бўйича кучайтириш коэффиценти қуйидагича аниқланади.

Умумий база уланиш схемаси учун

$$K_{Iá} = \Delta I_{\hat{e}} / \Delta I_{\hat{y}} = \alpha ; \quad (3.14)$$

$$K_{uá} = \Delta I_{\hat{e}} \cdot R_{p\hat{e}} / \Delta I_{\hat{y}} \cdot R_{\hat{e}\hat{e}\hat{d}\hat{a}} = \alpha \cdot R_{p\hat{e}} / R_{\hat{e}\hat{e}\hat{d}\hat{a}} ; \quad (3.15)$$

$$K_{\delta\hat{a}} = \alpha^2 R_{p\hat{e}} / R_{\hat{e}\hat{e}\hat{d}\hat{a}} \quad (3.16)$$

Умумий эмиттер уланиш схемаси учун

$$K_{I\hat{y}} = \Delta I_{\hat{e}} / \Delta I_{\hat{a}} = \beta ; \quad (3.17)$$

$$K_{u\hat{a}} = \Delta I_{\hat{e}} \cdot R_{p\hat{e}} / \Delta I_{\hat{a}} \cdot R_{\hat{e}\hat{e}\hat{d}\hat{a}} = \beta \cdot R_{p\hat{e}} / R_{\hat{e}\hat{e}\hat{d}\hat{a}} ; \quad (3.18)$$

$$K_{\delta\hat{a}} = \beta^2 R_{p\hat{e}} / R_{\hat{e}\hat{e}\hat{d}\hat{a}} \quad (3.19)$$

Умумий коллектор уланиш схемаси учун

$$K_{I\hat{y}} = \Delta I_{\hat{y}} / \Delta I_{\hat{a}} = \beta + 1 ; \quad (3.20)$$

$$K_{u\hat{a}} = \Delta I_{\hat{y}} \cdot R_{p\hat{e}} / \Delta I_{\hat{a}} \cdot R_{\hat{e}\hat{e}\hat{d}\hat{a}} = (\beta + 1) \cdot R_{p\hat{e}} / R_{\hat{e}\hat{e}\hat{d}\hat{a}} ; \quad (3.21)$$

$$K_{\delta\hat{a}} = (\beta + 1)^2 \cdot R_{p\hat{e}} / R_{\hat{e}\hat{e}\hat{d}\hat{a}} \quad (3.22)$$

Келтирилган ифодалардан кўриниб турибдики ток бўйича, кучланиш бўйича, қувват бўйича кучайтириш коэффиценти уланиш схемасига ҳамда схеманинг кириш қаршилигига боғлиқ.

5- маъруза. Тўрт қатламли ярим ўтказгичли асбоблар.

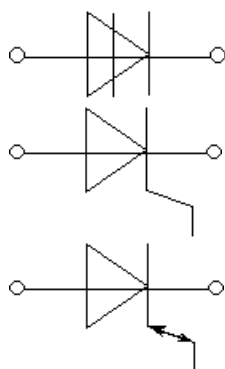
5.1. Тиристор

Тиристор деб тўрт қатламли ярим ўтказгичли асбобга айтилади. Уларда p ва n қатламлар навбатма навбат ёпиштирилган. Улар иккита турғун ҳолатда ишлайди: юкори 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:

Диодли – тиристор;

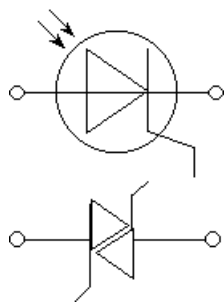
Триодли – тиристор.



- Динистор

- Бир операцияли тиристор

- Икки операцияли тиристор



- Фототиристор

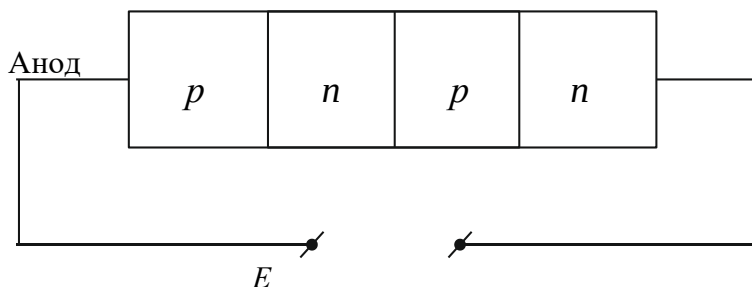
- Симистор

4.1-расм

Триодли тиристорларда бошқариш уни бошқарувчи учинчи электроди орқали олиб борилади. Бу электродлар битта ёки иккита операцияни бажарувчи қилиб тайёрланади. Битта операцияли тиристорларда тиристорни очик, ҳолга келтириш учун тиристорга катодига нисбатан мусбат импульс берилади. I_6 икки операцияли тиристорда тиристорни очиш учун катодига нисбатан мусбат импульс $-I_6$, ёпиш учун манфий импульс $+I_6$ берилади. Икки тарафига электр токини ўтказувчи асбобга симметрик тиристор (симистор) дейилади. Симистор иккита тиристорнинг вазифасини бажариб беради.

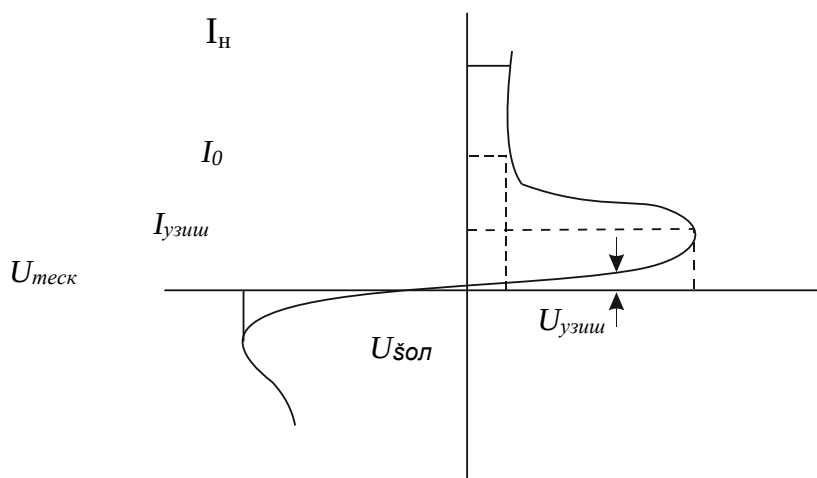
5.2. Диод – тиристори

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.



4.3-расм. Диод - тиристорнинг вольт - ампер характеристикаси

Бу характеристика қуйидаги соҳаларга бўли...

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).

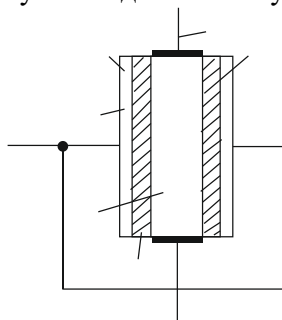
6- маъруза. Майдон транзисторлари ва уларнинг қўлланилиши.

6.1. p - n ўтишли бошқарувчи майдон транзисторлари

Бизга маълумки биполар транзисторда ток электронлар ва коваклар ҳисобига утар эди, аммо майдон транзисторида токнинг ўтишида фақатгина бир хил зарядлар иштирок этади, электронлар ёки коваклар. Бу эса майдон транзисторининг канали 1 қандай материалдан қилинганига боғлиқ бўлади.

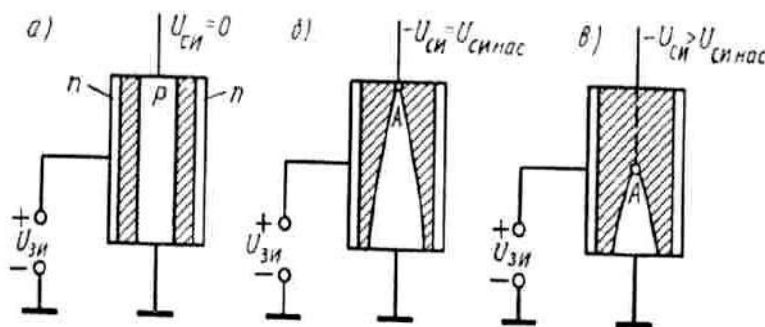
Ишда КП101 тинли майдон транзисторидан фойдаланилади. Бу майдон транзисторининг канали p типлидир (5.1-расм). Каналнинг чекки қисмларига n – типли ярим ўтказгич билан қопланган ва бу затвор вазифасини ўтайди 2. Затвор билан канал орасида p - n ўтиш ҳосил бўлади. Каналдан сток ва исток (3 ва 4) электродлари чиқарилган. Сток ва исток кучланиш манбаига уланганда асосий зарядлар каналда сток томон ҳаракатланади.

P – типли каналга эга бўлган транзисторда унинг сток электроди манбанинг манфий кутбига уланади, затвор ва исток эса тескари йўналишда манбага уланади.



5.1-расм

Транзисторнинг чиқиш токи, яъни сток токи I_C стокдаги кучланиш U_{CH} катталигига боғлиқ ва бу кучланиш ортиши сток токининг ортишига сабаб бўлади. Бундан ташқари I_C токи $U_{зи}$ кучланиши катталигига ҳам боғлиқ. Бу кучланишнинг ошиши электр занжиридан ҳоли бўлган соҳани кенгайтишига олиб келади, бошқача айтганда каналнинг кўндаланг кесимини ўзгартиради. Канал кўндаланг кесимининг ошиши эса ўз навбатида I_C сток токининг камайишига сабаб бўлади. $U_{CH} = 0$ бўлганда $U_{ни}$ кучланиши каналнинг кўндаланг кесимини кенгайтишига олиб келади ва шу сабабли каналнинг электр қаршили ортади (5.2-расм).



5.2-расм

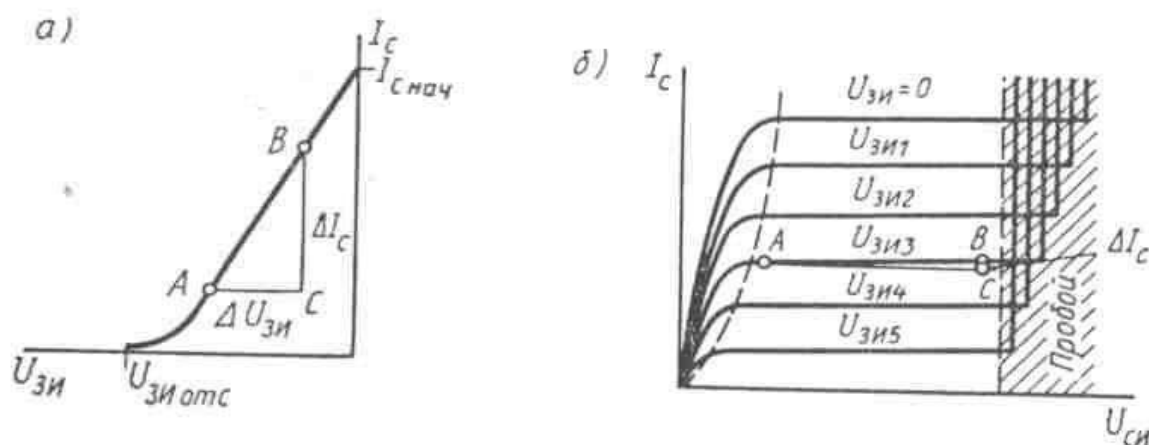
Уси кучланишнинг пайдо бўлиши электр зарядларидан ҳоли бўлган соҳанинг шаклини (конфигурациясини) ўзгартиради. Каналнинг қўндаланг кесими сток томони кичрайиб боради, чунки затвор ва канал орасида потенциаллар фарқи канал томон ортиб боради. $U_{СИ}$ кучланишнинг маълум бир қийматида ($U_{ЗИ} = \text{const}$ бўлган вақтда). Заряддан ҳосил бўлган соҳалар бир-бирига жипслашади (А нукта) (5.2, б-расм) ва бу вақтда тўйиниш вужудга келади. $U_{СИ} = U_{СИ\text{тўй}}$ – тўйиниш кучланиши деб аталади. $U_{СИ}$ кучланишнинг янада ошиши А нуктани исток томон силжишига сабаб бўлади. $U_{СИ}$ кучланиши катта қийматга етган вақтда транзистор каналида тешилиш вужудга келади ва у ишдан чиқади.

Майдон транзисторларининг асосий характеристикаларидан бири уларнинг сток – затвор характеристикасидир (5.3, а-расм). Унда $I_C = f(U_{ИЗ})$ боғлиқлик $U_{СИ} = \text{const}$ бўлган ҳолатда олинади. Бу характеристика транзисторнинг беркилиш кучланиши $U_{ЗИ}$ берк ни аниқлашга имкон беради.

Майдон транзисторининг чиқиш токи (I_C) биполяр транзисторлардан фарқли ўларок затвордаги кучланиш орқали аниқланади ($U_{ИЗ}$), чунки майдон транзисторларида затвордан ўтаётган ток миқдори нолга яқин ва у р – п ўтишни тескари токидир.

Майдон транзисторининг яна бир характеристикаси уларнинг сток характеристикасидир. Аналитик ҳолда у қуйидаги тенглама билан кўрсатилади:

$I_C = f(U_{СИ}), U_{ИЗ} = \text{const}$ бўлган ҳолат учун олинади (5.3, б-расм).



5.3-расм

Майдон транзисторининг асосий параметри уларнинг сток – затвор характеристикасининг тиклиги – S ва транзистор чиқишининг актив ўтказувчанлиги g_{22u} . Тиклик – S затвордаги кучланиш $U_{ЗИ}$ 1 В га ўзгарганда, сток токи I_C қанча миллиамперга ўзгаришини кўрсатади, яъни

$$(1) S = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{ЗИ}}; U_{СИ} = \text{const} \text{ бўлганда.}$$

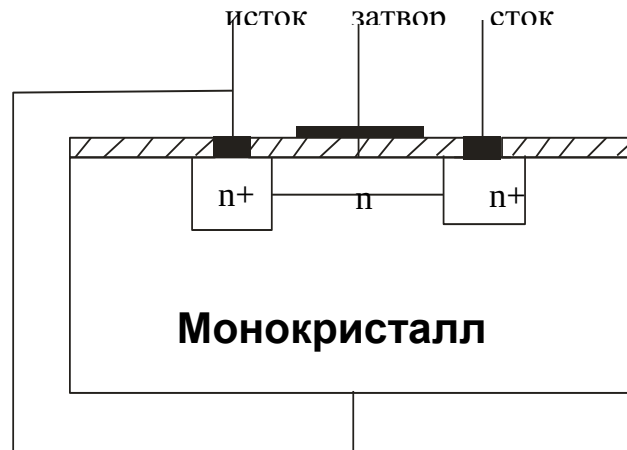
Бу параметр билан транзисторнинг кучайтириш хусусиятлари аниқланади. ΔI_C ва $\Delta U_{ЗИ}$ катталиклар сток – затвор характеристикаси орқали топилади (5.3, а-расм). Бу мақсадда характеристикани текис чизиқли участкасида ABC учбурчак кўрилади ва ΔI_C ва $\Delta U_{ЗИ}$ орттирмаларининг катталиклари аниқланади ва шундан сўнг S – тиклик формула ёрдамида топилади.

Транзистор чиқишининг актив ўтказувчанлиги g_{22u} характеристикасининг қиялиги бўйича аниқланади (5.3, б-расм). Бу мақсадда характеристиканинг тўйиниш участкасида ABC учбурчак кўрилади ва ундан ΔI_C ва $\Delta U_{СИ}$ орттирмаларининг катталиги топилади ва қуйидаги формула ёрдамида g_{22u} аниқланади:

$$g_{22u} = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{Cu}}; \text{ бунда } U_{3H} = \text{const бўлади.}$$

6.2. МОП – транзисторлари.

5.4-расмда затвори алоҳида бўлган транзисторларни схематик кўриниши келтирилган



5.4-расм. МОП – транзистори

Бундан транзисторларни кўпинча МОП ёки МДП транзисторлар деб аталади. Асбоб p турдаги пластинкали монокристал асосдан ташкил топган. Асос юзасига n - турдаги примесни сурилиши натижасида исток ва сток соҳаси учун қуюқ концентрацияли қатлам ҳосил қилинган. Сток билан исток орасидаги масофа 1 $\mu\text{м}$. Бу масофада юпқа n турдаги кремний қатлами ҳосил қилинган (канал). Затвор эса қалинлиги 0,1 $\mu\text{м}$ ли диэлектрик билан каналдан изоляцияланган. Диэлектрик сфатида 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 сийраклашади (камбағаллашади). Масалан: истокка нисбатан затворга манфий потенциал берсак каналдан оқаётган зарядлар асосга қараб сурилади, натижада истокдан чиққан зарядлар стокка кам етиб келади ва сток токи кам ҳосил бўлади. Агар истокка нисбатан затворга мусбат потенциал берсак, каналдан оқаётган 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 ишламасдан балки затворга мусбат ва ноль потенциаллар берганда ҳам ишлайди.

7. Электрон кучайтиргичлар.

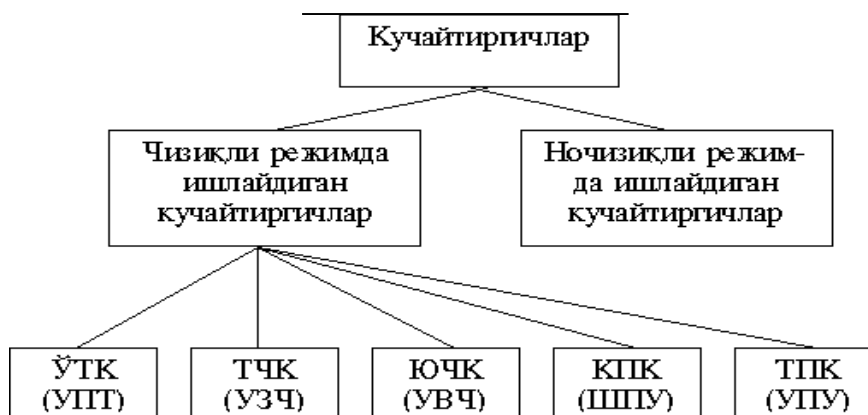
Биполяр транзисторлардан тузилган кучайтиргичлар.

7.1. Кучайтиргич таснифлари ва 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, созловчи системаларда, электрон ҳисоблаш машиналарда, текширувчи ва ўлчов асбобларда ишлатилади.

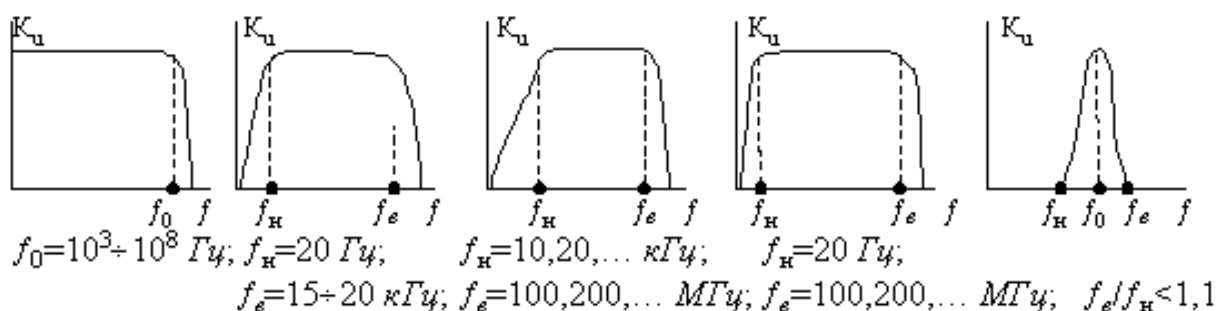
Кучайтиргичлар асосий белгиларига қараб қуйидагиларга бўлинадилар: кучайтирмоқчи бўлган сигналнинг ҳарактерига қараб (гармоник сигнал кучайтиргичлари, импульс сигнал кучайтиргичлари ва бошқалар) кучайтиргичда ишлатиладиган элементларга қараб (транзисторли ёки лампали); кучайтиргич каскадларининг сонига қараб; ишлатиладиган манбага қараб ва бошқалар. Аммо асосий белгиларидан бири бу ишлатилиши мумкин бўлган частота чегараси. Ҳамма Кучайтиргичлар чизиқли ва ночизиқли ҳолатда ишловчи

кучайтиргичларга бўлинадилар. Чизиқли ҳолатда ишловчи кучайтиргичларга чиқиш сигналининг шакли, кириш сигналининг шаклига ўхшаган сигнал олиш талаби қўйилади. Чизиқли ҳолатда ишловчи кучайтиргичларнинг асосий кўрсаткичлари, амплитуда характеристикаси (АХ), амплитуда-частота характеристикаси (АЧХ), амплитуда-фаза характеристикаси (АФХ) дир.



6.1-расм. Кучайтиргич синфлари

АЧХ нинг хилига қараб улар қуйидагиларга бўлинадилар 6.1-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.)



6.2-расм. Кучайтиргичларнинг амплитуда-частота характеристикалари.

Тор поласали кучайтиргичлари фақатгина паст частотада эмас, юқори частоталарда ҳам ишлатилади. Юқори частоталарда фильтр сифатида ишлатилади, чунки керакли диапазондаги тўлқинларни ажратиб олиш учун ишлатилади. Шунинг учун бу кучайтиргичлар резонансли кучайтиргичлар дейилади. Ишлаётган вазифасига қараб кучайтиргичлар дастлабки каскадда ишловчи кучайтиргичларга ва чиқишда ишловчи кучайтиргичларга бўлинади. Дастлабки каскадда ишловчи кучайтиргичлар кучланишни ошириш учун ишлатилса, чиқишда ишловчи кучайтиргичлар токни қувватни ошириш учун ишлатилади.

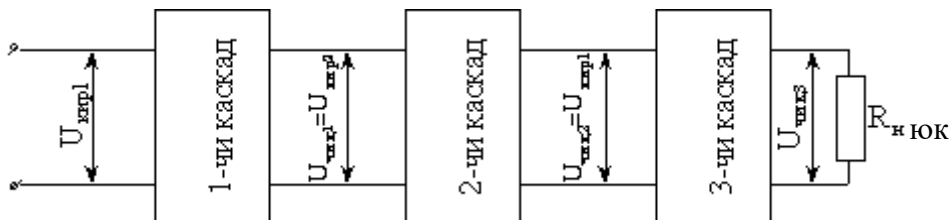
Кучайтиргичларнинг асосий техник кўрсаткичлари. Кучайтиргичларнинг асосий техник кўрсаткичларига қуйидагилар киради:

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

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

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

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



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

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

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

Ёки $K_u = U_{\text{чик3}} / U_{\text{кир1}}$ K - ўлчовсиз катталиқ.

Яъни:

$$K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 = U_{\text{чик1}} / U_{\text{кир1}} \cdot U_{\text{чик2}} / U_{\text{чик1}} \cdot U_{\text{чик3}} / U_{\text{чик2}} = U_{\text{чик3}} / U_{\text{кир1}}$$

Кучайтиргичларда кучайтиргичларни баҳолаш учун логорифм катталиқ киритилади. Логорифмнинг ўлчов бирлиги-децибел (дб) дир.

Кучайтириш коэффициентини децибелда ифодаласак қуйидагича бўлади.

$$K_{\text{дб}} = 20 \lg U_{\text{чик}} / U_{\text{кир}} = 20 \lg K \quad (6.3)$$

Яъни

$$\begin{aligned} K_u(\text{дб}) &= 20 \lg K_u \\ K_I(\text{дб}) &= 20 \lg K_I \\ K_p(\text{дб}) &= 10 \lg K_p \end{aligned} \quad (6.4)$$

Формулада $K_p(\text{дб})$ да коэффициент 10 олинади, чунки сигнал куввати сигнал кучланиши квадратига пропорционалдир.

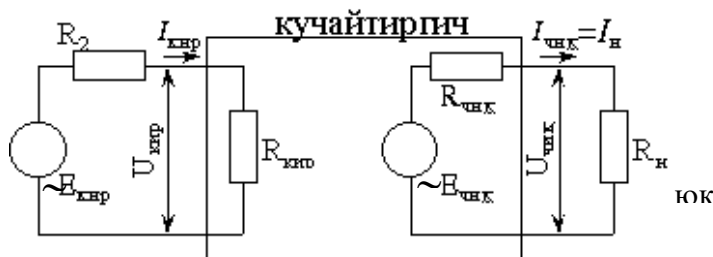
Умумий кучайтириш коэффициента. $K_0(\text{дб}) = K_1(\text{дб}) + K_2(\text{дб}) + \dots + K_n(\text{дб})$.

Инсонларнинг эшитиши 1дб овозни фарқлайди,

Яъни $K_u = U_2 / U_1 = 1.12$

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

Кучайтиргичнинг кириш ва чиқиш қаршилиги. Кучайтиргични актив тўрт кутблик десак киришига кучайтирмокчи бўлган сигнал берилади, чиқишидан эса кучайган сигнал олинади яъни чиқишига ток қаршилиги уланади. 6.4-расмда кучайтиргични эквивалент схемаси кўрсатилган.



6.4-расм.

Кириш сигналининг манбаи бўлиб $E_{кир}$ ҳисобланади, унинг ички қаршилиги R_2 дир. Чиқишда $E_{чик}$ -кучланиш генератори сифатда берилган ($R_{чик}$ - ички қаршилик). Кучайтиргични кириш ўаршилиги

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

Кучайтиргични чиқиш ўаршилиги

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

Манбанинг ички қаршилиги R_2 билан $R_{кир}$ орасида қуйидаги тафовутлар бўлиши мумкин, бу ҳолатда:

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

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

$R_{кир} = R_2$ қаршиликлари мослашган ҳолатда дейилади.

Чиқиш занжири учун:

$R_{юк} \gg R_{чик}$ - салти иш ҳолати;

$R_{юк} \ll R_{чик}$ - қисқа туташган ҳолат;

$R_{юк} = R_{чик}$ - қаршиликлари мослашган ҳолат.

Чиқиш қуввати. Юк актив қаршилик кўринишида бўлса.

$$P_{чик} = U_{чик}^2 / R_{юк} = U_{чик}^2 m_{чик}^2 / R_{юк}$$

Кучланишни $U_{чик}$, $U_{мчик}$ - ҳаёсий ва амплитуда ўийматлари. Чи (6.7) бу фойдали ўувват бўелиб юкда қосил бўелган ўувватдир.

Фойдали иш коэффиценти. Бу коерсатгич сёрта ва катта ўувватли кучайтиргичларда асосий коерсатгич қисобланади. Кучайтиргични Ф.И.К.

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

P_0 - кучайтиргичнинг ҳамма элементларига иш давомида сарф бўлган қувват.

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

Частота бўйича кучайтириш оралиғи. Бу шундай частота оралиғики, кучайтириш коэффиценти белгиланган техник кўрсаткичдан силжимаиди.

Кучайтиргичнинг хусусий ҳалақити.

Амплитуданинг динамик чегараси.

Кучайтиргичларда кучайтиргичлар ҳар-хил сабабларга кўра ҳосил бўлади. Иссиқлик натижасида ҳосил бўладиган шовқин, кучайтиргичнинг элементларини ҳосил қиладиган шовқин.

3) Манба кучланишининг пулсланиши ҳамда ташқи муҳитдан магнит ва электр майдон таъсирида ҳосил бўладиган шовқин.

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

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

$$U_{\text{ш}} \approx 0.13 \sqrt{(f_{\text{п}} - f_{\text{н}}) \cdot R} \quad (6.9)$$

$U_{\text{ш}}$ - шовқин кучланиши, $f_{\text{п}}$, $f_{\text{н}}$ ва пастга частота чегараси, кГц да; R занжирнинг актив қаршилиги

Мисол, Агарда $f_{\text{п}} = 10000$, $f_{\text{н}} = 100 \text{ Гц}$, $R = 500 \text{ Ом}$ бўлса, $U_{\text{ш}} \approx 0.27 \text{ мкВ}$ бўлади.

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

$$D_{\text{дб}} = 20 \lg U_{\text{кир max}} / U_{\text{кир min}} \quad (6.10)$$

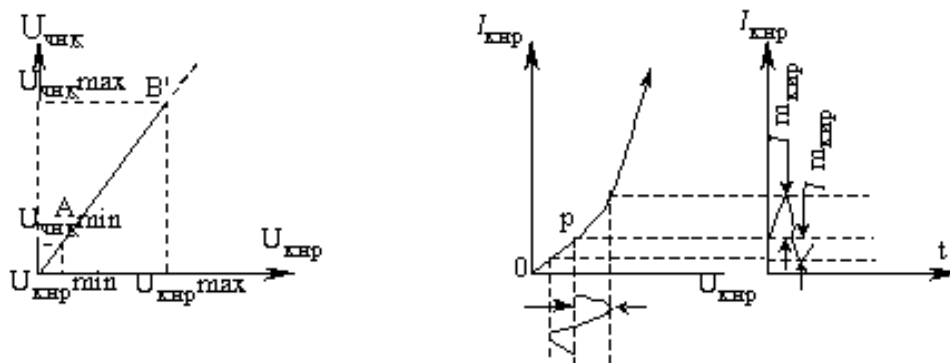
Кучайтиргичларда бузилиш. Кучайтиргичларда кириш сигнали кучайиши жараёнида бузилиш пайдо бўлади. Улар қуйидагилар: ночизикли, частотавий ва фазавий.

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

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

Ночизикли бузилишнинг даражаси ночизикли бузилиш коэффициенти орқали аниқланади (гармоника коэффициенти).

Фурье теоремасига асосан ҳар қандай носинусоидал сигнал синусоидал ва субгармоник сигналларни йиғиндисидан ташкил топади.



6.5-расм. Кучайтиргичнинг кириш ва чиқиш характеристикаси.

Гармоник коэффициент қуйидагича аниқланади:

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

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

P_1 - биринчи гармоник қувват.

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

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

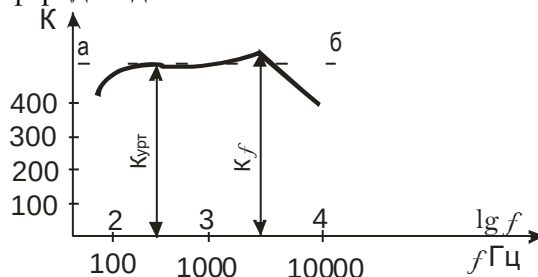
$I_1, I_2, I_3, \dots$ ток бўйича ҳақиқий (ёки амплитуда) қийматлари, $U_1, U_2, U_3, \dots$ кучланиш бўйича ҳақиқий (ёки амплитуда) қийматлари. Ночизикли бузилиш коэффициенти фоизда ифодаланади. Шунинг учун (6.11), (6.12) нинг натижасини 100 га кўпайтирилади.

Умумий ночизикли бузилиш коэффициенти қуйидагича аниқланади:

$$K_{2, \text{умум}} = K_{21} + K_{22} + \dots + K_{2n} \quad (6.13)$$

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

Частотавий бузилиш. Ҳар хил частоталарда чиқиш сигналининг частотаси кириш сигналининг частотасидан фарқланади.



6.6-расм. Кучайтиргичнинг амплитуда-частота характеристикаси.

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

Частотавий бузилиш коэффициенти амплитуда-частота характеристикасидан аниқланади (6.6-расм).

Бузилиш даражаси частотавий бузилиш коэффициенти M орқали аниқланади. M эса ўрта частотадаги кучайтириш коэффициенти $K_{\text{ўр}}$; шу текширилаётган частотадаги кучайтириш коэффициентига K_f нисбати олинади:

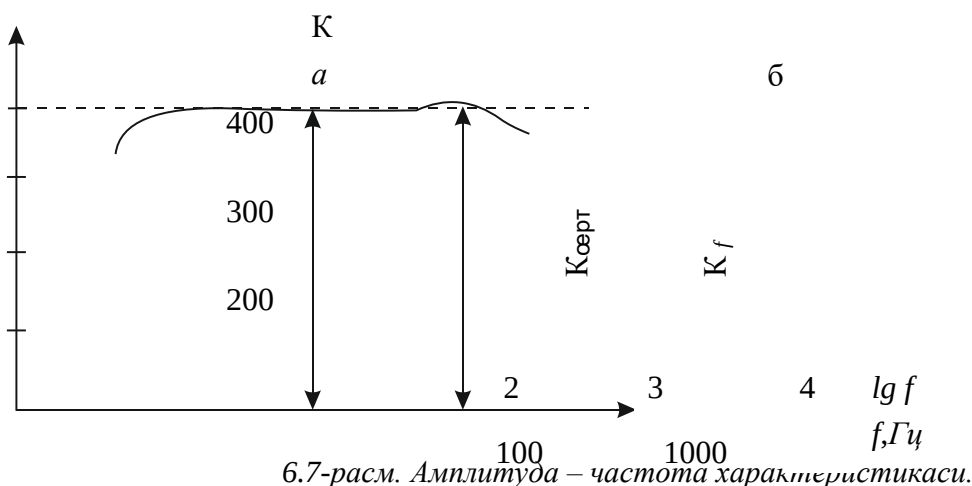
$$M = K_{\text{од}} / K_f \quad (6.14)$$

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

$$M_{\text{паст}} = K_{\text{ўр}} / K_{\text{паст}}; \quad M_{\text{юкор}} = K_{\text{ўр}} / M_{\text{юкор}} \quad (6.15)$$

$K_{\text{паст}}$ ва $K_{\text{юкор}}$ - паст ва юкори частоталардаги частотавий бузилиш коэффициенти.

Агарда $M > 1$ бўлса АЧХ да шу қидирилаётган частотада характеристика пасаяди, агарда $M < 1$ бўлса АЧХ да шу қидирилаётган частотада характеристика кўтарилади (6.7-расм).



6.7-расм. Амплитуда – частота характеристикаси.

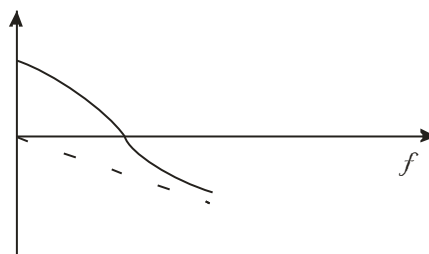
Агар кучайтиргич кўп каскадли бўлса,

$M_{\text{умум}} = M_1 \cdot M_2 \cdot M_3 \cdot \dots \cdot M_n$. M ни децибел орқали ифодалаш қулайдир Шунинг учун $M_{\text{дб}} = 20 \lg M$:

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

Фазавий бузилиш. Фазавий бузилишнинг фаза-частота характеристика-сидан аниқланади. Бу бузилиш 6.8-расмда кириш сигнали билан чиқиш сигнали орасидаги фазалар фарқи билан частота орасидаги боғлиқлик орқали келтирилади.

Агарда фаза сурилиши частотага чизиқли боғланган бўлса унда фаза бузилиши бўлмайди. 6.8-расмдаги характеристикадан кўриниб турибдики бўлиниб - бўлиниб чизилган характеристика назарий характеристика бўлиб, бузилиш бўлмаган ҳолатдаги характеристикадир.



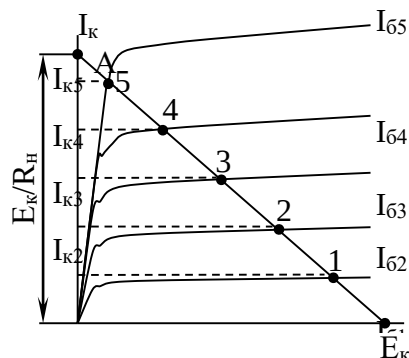
6.8-расм. Фазалар фарқи билан частота орасидаги боғлиқлиги

Сидирға чизик, билан чизилган характеристика эса амалий олинган характеристикадир. Амалий олинган характеристикадан кўриниб турибдики, паст частотада ва юкори 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.

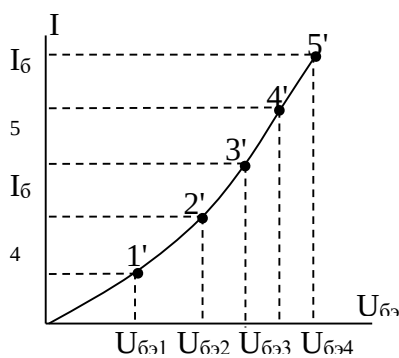
7.2. Кучайтиргич каскадларини иш ҳолатлари

Кучайтиргичларни схемаларини ўрганишдан олдин уларни иш ҳолатларини ўрганамиз. Бунинг учун $n-p-n$ транзисторни умумий эмиттер уланиш схемаси учун динамик ўтиш характеристикасидан фойдаланамиз, яъни $I_{\text{чик}} = f(U_{\text{кир}})$:
Бу куйидагича амалга оширилади

1. Статик чиқиш характеристикасига $E_{\text{к}}$ ва $R_{\text{юк}}$ за АВ юклама характеристикаси ўтказилади. (6.9, а-рasm)



а)



б)

6.9-рasm. Транзисторнинг кириш ва чиқиш характеристикалари.

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

3. Топилган $I_{\text{б}}$ токини статик кириш характеристикасига кўчирилади, яъни $U_{\text{кэ}} = 5\text{В}$ бўлган ҳолда (6.9, б-рasm)

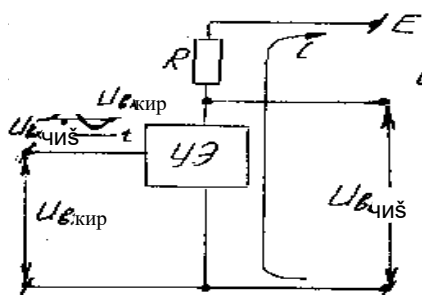
4. Ҳар бир $I_{\text{б}}$ токига мос келган $U_{\text{бэ}}$ кучланиши топилади (6.9, б-рasm)

5. Ҳар бир $U_{\text{бэ}}$ кучланишига мос келадиган $I_{\text{к}}$ токини топилади ва $I_{\text{к}} = f(U_{\text{бэ}})$ характеристикаси тузилади. (6.9, в-рasm)

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

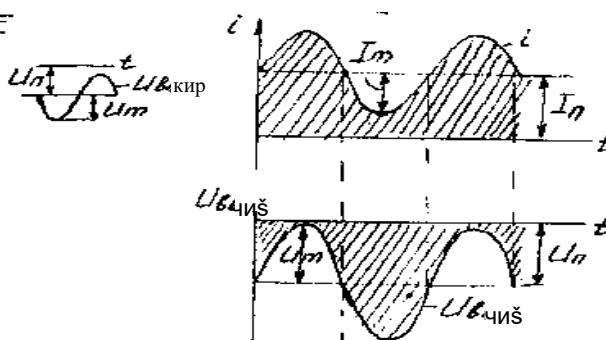
7.3. Биполяр транзисторлардан тузилган кучайтиргичлар

Кучайтиргичнинг асосий элементларидан бири бошқарилувчи элементдир (БЭ). Бунинг функциясини биполяр ёки майдон транзистори бажаради. Бундан ташқари қаршилик R билан E кучайтиргичнинг чиқиш занжирини ташкил қилади (6.10-рasm).



а)

б)



6.10-рasm. Кучайтиргичнинг а) структура схемаси;

б) кириш ва чиқиш сигналлари.

Кучайтиргичнинг киришига эса синусоидал гармоник сигнал $U_{\text{кир}}$ берилади (6.10, б-рasm). Чиқиш сигнали БЭ нинг чиқишидан ёки қаршилик R дан олинади. БЭ нинг қаршилиги ўзгарганда чиқишдан оқаётган ток $I_{\text{чик}}$ ҳам ўзгаради, яъни киришдаги кучланиш $U_{\text{кир}}$ ўзгарганда.

Кучайиш принципи шунга асосланганки ўзгармас кучланиш E ўзгарувчан чиқиш кучланишига айланади, яъни $U_{\text{кир}}$ сигналининг қонуни асосида ўзгаради. Чиқишдаги кучланиш шундай қараладики ўзгарувчан кучланиш ва ток ўзгармас кучланиш ва токларнинг йиғиндисига тенг бўлади, яъни ўзгарувчан ташкил этувчилар ўзгармас ташкил этувчиларга $I_{\text{ўзг}}$, $U_{\text{ўзг}}$ устма уст тушади.

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

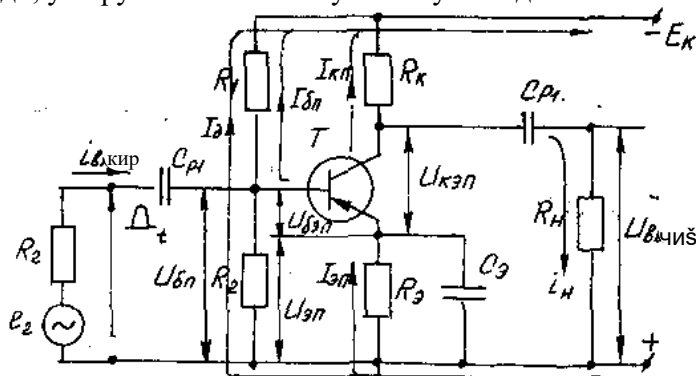
БЭ нинг киришига кучланиш берилса чиқишда ўзгарувчан ток ташкил этувчиси ҳосил бўлади, натижада БЭ нинг чиқишида ўзгарувчан кучланиш ташкил этувчиси ҳосил бўлади, бунинг катталиги эса кириш кучланишининг катталигидан катта бўлади. Транзисторларнинг уланишига қараб кучайтиргичларнинг кўрсаткичлари дар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

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

7.4. Кучайтиргичнинг умумий эмиттер уланиш схемаси

Қуйидаги схема орқали УЭ-уланиш схемаси ҳосил қилинади (6.11-расм).

Схеманинг асосий элементларидан манба E_k , бошқарилувчи элемент - транзистор T . қолган элементлар ёрдамчи вазифани бажарадилар. Масалан: Сиғим C_{a1} , C_{a2} -ажратувчи сиғим, C_{a1} - токнинг ўзгармас ташкил этувчисини ўтказмайди, C_{a2} - юкка ўзгармас ташкил этувчи кучланишни ўтказмайди, ўзгарувчан ташкил этувчини ўткази.



6.11-расм. Кучайтиргичнинг умумий эмиттер уланиш схемаси.

R_1 ва R_2 занжирда тинч ҳолатни ҳосил қилиб берувчи қаршиликлар. C_3 тескари боғланишнинг элементи бўлиб, ҳарорат ошганда занжирни тинч ҳолатига салбий таъсирини камайтиради. C_3 -эса R_3 қаршиликни ўзгарувчан ток орқали шунтлайди, шу билан бир қаторда ўзгарувчан ташкил этувчининг манфий тескари боғланишни чеклайди.

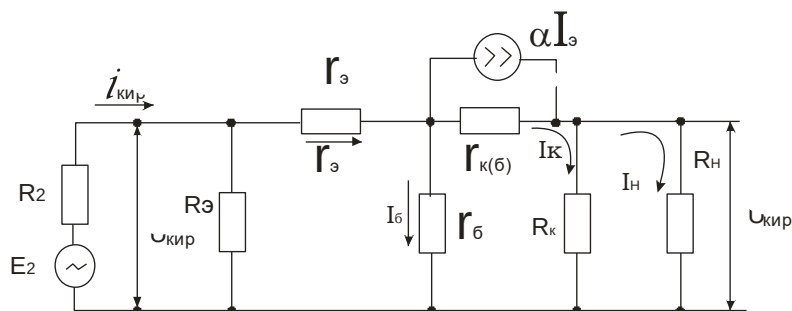
Бу схемани кучайтиргичнинг умумий эмиттер уланиш схемаси дейишдан мақсад эмиттер электроди кириш ва чиқиш занжири учун умумийдир. Схеманинг ишлаш принципи қуйидагича: Каскаднинг чиқишида ва кириш занжирида ўзгармас потенциал ҳосил қилинади. Чиқишдаги ҳосил қилинган потенциалнинг катталиги киришдаги потенциалдан катта бўлади. Киришига кучайтирмоқчи бўлган сигнални берсак $U_{\text{кир}}$ базанинг ўзгарувчан ташкил этувчи токини ўзгарилади, бу эса таъсирини коллекторнинг ўзгарувчан ташкил этувчи токига таъсирини ўткази ўз навбатида R_k қаршиликдаги кучланишни пасайишини ўзгаришига таъсир этади. Бу ўзгариш эса коллектор чиқишдаги сиғим C_{a2} 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 коэффицента – K_i , кучланиш бўйича кучайтириш коэффиценти – K_u , қувват бўйича кучайтириш коэффиценти K_p ва кириш қаршилиги $K_{\text{кир}}$, чиқиш қаршилиги $K_{\text{чик}}$. Бу параметрларни топишда ўзгарувчан ток орқали

топилади. Буни аниқлаш учун транзисторни ва бутун схемани эквивалент схема орқали алмаштирилади.

Қуйидаги 6.12-расмда кучайтиргичнинг умумий эмиттер уланиш эквивалент схемаси берилган.



6.12-расм. Кучайтиргичнинг умумий эмиттер уланиш эквивалент схемаси.

Каскаднинг ўртақлиги $R_{кир}$

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

$r_{кир}$ - транзисторнинг кириш ўртақлиги

$$r_{кир} = r_{б} + (1 + \beta) r_{э} \quad (6.18)$$

Шарт $R_1 // R_2 \geq (2/5) r_{кир}$, берилганда

кириш ўртақлиги $r_{кир} \approx 1 \div 3 \text{ кОм}$ ошмади. Чийиш ўртақлиги $R_{чий}$

$$R_{чий} = R_k // r_k (\approx) \quad (6.19)$$

$r_{кэ} \gg R_k$ чийиш ўртақлиги R_k орқали аниқланади.

Ток бөйича кучайтириш коэффициентини.

$$K_I \approx \beta R_{э} // R_{пэ} R \quad (6.20)$$

Кучланиш бөйича кучайтириш коэффициентини K_u

$$K_u = i_{юк} R_{юк} / i_{кир} (R_i + R_{кир}) = K_I R_{юк} / R_i + R_{кир}$$

Ўзвват бөйича кучайтириш коэффициентини K_p

$$K_p = P_{чий} / P_{кир} = K_u \cdot K_I \quad (6.21)$$

$$K_p = (0,2 \div 5) \cdot 10^3 \quad (6.22)$$

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

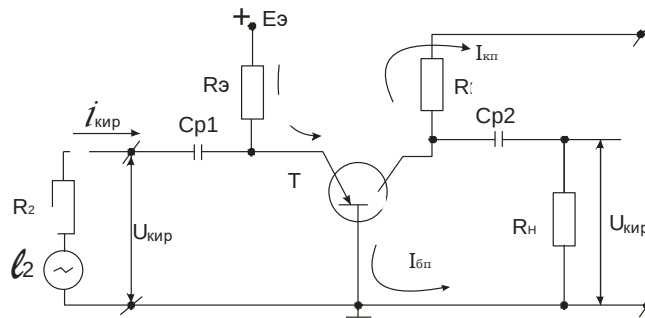
7.5. Кучайтиргичнинг умумий база уланиш схемаси

Кучайтиргичнинг умумий база уланиш схемаси 6.22-расмда кўрсатилган. Ундаги $E_э$, $R_э$, $I_э$ нинг токни ҳосил қилиш учун ишлатилади. қолган элементларнинг вазифаси худди КУЭ уланиш схемасидаги элементларнинг вазифасига ўхшайди.

Каскаднинг кириш қаршилиги

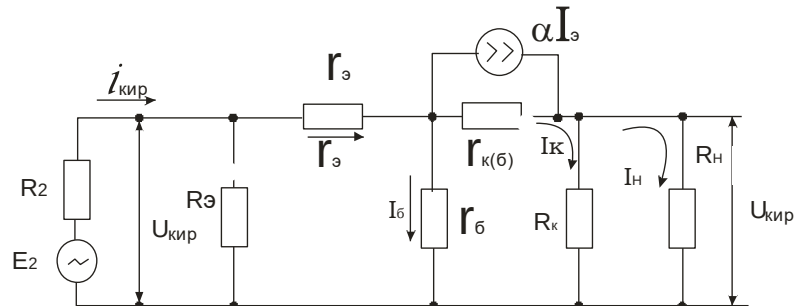
$$R_{кир} = R_э // [r_{э} + (1 - \alpha) r_{б}] \quad (6.23)$$

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



6.13-расм. Кучайтиргичнинг умумий база уланиш схемаси.

Кучайтиргич каскаднинг эквивалент схемаси қуйидаги 6.14-расмда кўрсатилган.



6.14-расм. Кучайтиргичнинг умумий база уланиш эквивалент схемаси.

КУБ уланиш схемасининг чиқиш қаршилиги

$$R_{\text{чик}} = R_K / r_{K(6)} \approx R_K$$

Коллектор токининг ўзгарувчан ташкил этувчиси $I_K = \alpha I_B$ (6.24) занжири ҳисоблангани учун ток бўйича кучайтириш $K_I < 1$ кичик бўлади. Яъни:

$$K_I \approx \alpha R_K / R_{\text{юк}} / R_{\text{юк}} \quad (6.25)$$

Кучланиш бўйича кучайтириш коэффициенти K_u

$$K_u \approx \alpha R_K / R_{\text{юк}} / R_I + R_{\text{кир}} \quad (6.26)$$

8- маъруза. Майдон транзисторлардан тузилган кучайтиргичлар.

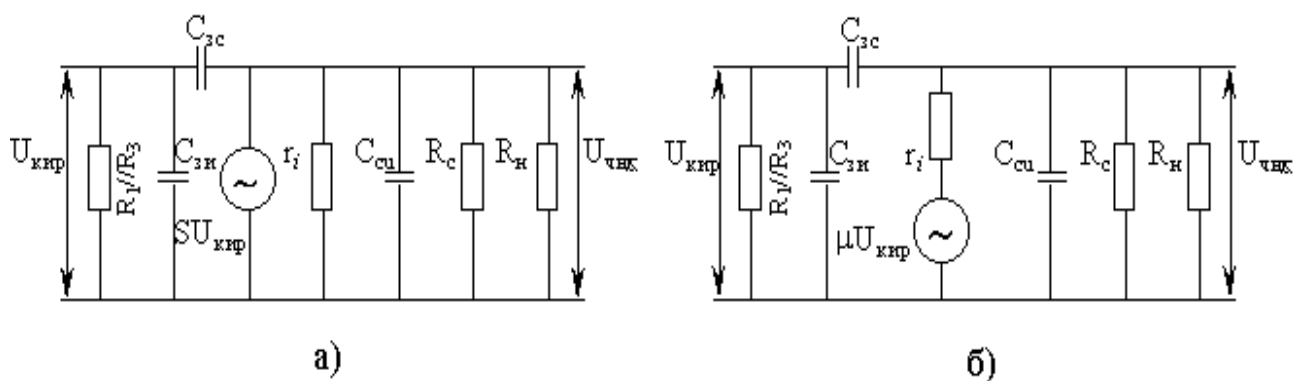
8.1. Майдон транзисторлари орқали ҳосил қилинган кучайтиргичлар

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 бажариладди.

Майдон транзисторлари худди биполяр транзисторлар сингари уч 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 6.15-расмда кўрсатилган ҳосил қилинган кучайтиргич n -каналли МДП транзистор орқали ҳосил қилинади. Бу транзисторнинг каналида зарядлар сийраклашган ва қуюқ (бойиган) ҳолатда бўлганида ишлайди.



6.17-расм

Кучайтиргичнинг кўрсаткич параметрлари бўлиб, ток бўйича кучайтиргич коэффициенти K_i кучланиш бўйича кучайтиргич коэффициенти K_u , қувват бўйича кучайтиргич коэффициенти K_p , кириш қаршилиги $R_{кпр}$, чиқиш қаршилиги $R_{чик}$ ва чиқиш ва кириш сифими. Кириш қаршилиги

$$R_{кпр} = R_1 // R_3 \quad (6.28)$$

Чиқиш қаршилиги

$$R_{чик} = R_c // r_i \approx R_c \quad (6.29)$$

Кучланиш бўйича кучайтириш коэффициенти

$$K_u = \mu \cdot R_{юк} / (r_i + R_{юк}) \quad (6.30)$$

μ - статик кучайтириш коэффициенти

$$S \cdot r_i = \mu$$

Каскаднинг кириш сифими

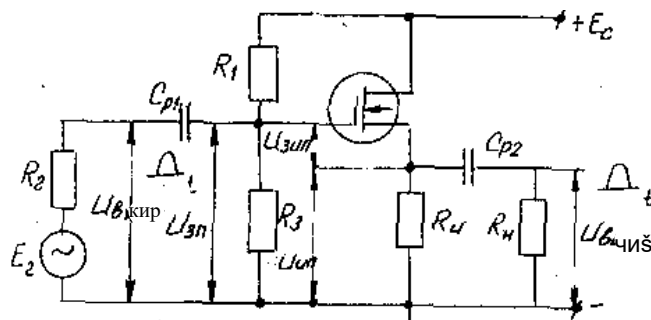
$$C_{кпр} = C_{зк} + (1 + K_u) \cdot C_{зс} + C_{м}$$

Мисол тариқасида шуни кўрсатиш мумкин

$$C_{зк} = 10 \text{ пФ}, C_{зс} = 2 \text{ пФ}, C_{м} = 2 \text{ пФ} \text{ ва } K_u \approx 50$$

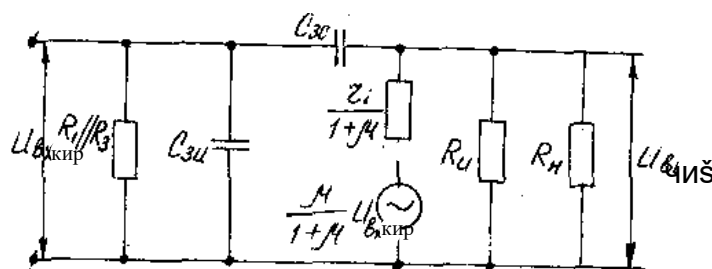
кириш сифими 114 нФ .

Умумий стокли кучайтиргич (истокли қайтаргич). Истокли қайтаргич умумий коллектор схемасига ўхшашдир. 6.18-расмда умумий стокли кучайтиргични принципиал схемаси келтирилган.



6.18-расм.

R_1 , R_3 ва $R_{юк}$ қаршилиқлар транзисторнинг тинч ишчи ҳолатини ҳосил қилиш учун ишлатилади, худди умумий исток кучайтиргичига ўхшаб 6.19-расмда принципиал схеманинг эквивалент кўриниши келтирилган.



6.19-расм

Кириш каршилиги $R_{кр} = R_1 // R_2$.

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

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

Чиқиш каршилиги $R_{чк}$

$$R_{чк} = R_u // r_i / (1 + \mu) \approx 1/S \quad (6.31)$$

$S = \mu / r_i$ - сток - затвор характеристиканинг бурилиш коэффиценти;

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

Кучланиш бўйича кучайтириш коэффиценти

$$K_u = S \cdot R_{чк} / (1 + S \cdot R_{чк}) \quad (6.32)$$

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

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

$$R_{уок} = R_u // R_{уок} \quad (6.33)$$

Исток қайтаргичдаги кириш сиғими умумий стокдагидан камдир. Сиғимлардаги тоқлар йиғиндиси

$$I_{скр} = j\omega U_{кр} [C_{зс} + C_{зэ}(1 - K_u) + C_m] \quad (6.34)$$

Бу ердан

$$C_{кр} = C_{зс} + C_{зэ}(1 - K_u) + C_m \quad (12,10) \quad (6.35)$$

$$C_{зэ} = 10 \text{ пФ}, C_{зс} = 2 \text{ пФ}, C_m = 2 \text{ пФ} \text{ ва } K_u = 0,85$$

Кириш сиғими $C_{кр} = 5,5 \text{ пФ}$, умумий истокда эса 114 пФ ;

(6.35) формуладан кўриниб турибдики $K_u \rightarrow 1$ интилиб боради, чунки кириш сиғими катта таъсир этувчи сиғимлардан бири $C_{зэ}$ - кам таъсир ўткази.

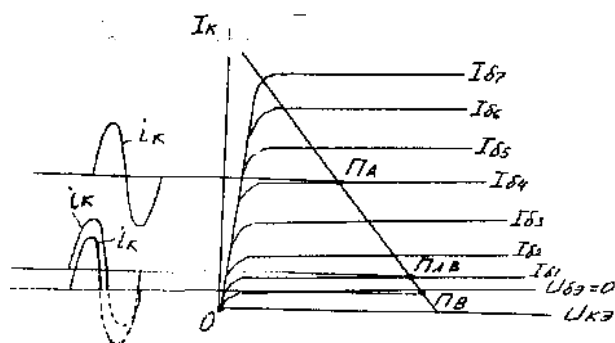
8.3. Қувват кучайтиргичлари

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 нукта 6.24-расмда ишчи характеристиканинг шундай қисмида жойлашадики статик чиқиш характеристиканинг нозичиқли қисмида бўлмайди.

Яъни чиқиш кучланишининг шаклан бузилиши содир бўлмайди. В синф ҳолатида кучайтиргич ишлаганда юк характеристиканинг энг пастида жойлашган бўлади. Бу ҳолатда $U_{бэ} = 0$. 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.



6.24-расм. Транзисторнинг чиқиш характеристикаси ва юклама чизиги

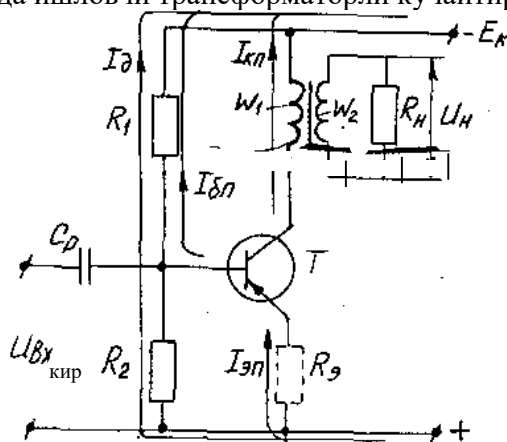
Ҳар бир транзистор ўзига тегишли ярим даврни кучайтиради.

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

Бу ҳолатда ночизиқли бузилиш камаяди.

А ҳолатда ишловчи трансформаторли қувват кучайтиргичи.

6.25-расмда А ҳолатда ишловчи трансформаторли кучайтиргич келтирилган.



6.25-расм. трансформаторли кучайтиргичнинг принципиал характеристикаси.

Схеманинг чиқишидан катта ток оққанлиги сабабли қаршилик R_2 умуман уланмайди ёки C_2 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 коэффиценти 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 коэффиценти

$$\eta = \eta_k \cdot \eta_{tr} \quad (6.44)$$

η_k - коллектор занжирининг ф.и.к.

η_{tr} трансформаторнинг ф.и.к.

$$P_{ch,k} = U_{KT} \cdot I_{KT} / 2 \quad (6.45)$$

Манбадан олаётган қувват

$$P_u = E_K \cdot I_{KT} \approx U_{KЭТ} \cdot I_{KT}$$

Коллектор занжирининг ф.и.к.

$$\eta_k = P_{ch,k} / P_u = U_{KT} \cdot I_{KT} / 2 U_{KЭТ} \cdot I_{KT} \quad (6.46)$$

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

$$I_{KT} = I_{KT} \text{ ва } U_{KT} = U_{KЭТ}$$

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

0,35—0,45 гача етади.

Ҳарорат ошгандаги ҳолатини ҳисоблайдиган бўлсак

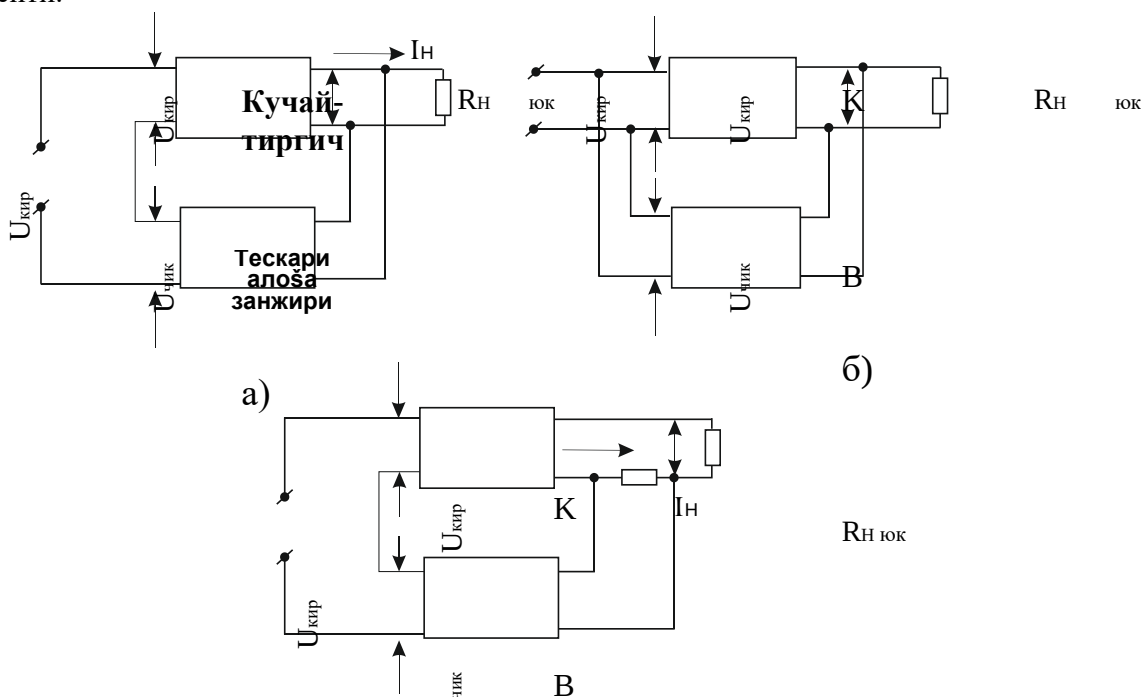
$$(6.47)$$

$$P_k = P_u - P_{\text{чик.г}} = U_{\text{кэт}} \cdot I_{\text{кт}} - 1/2 U_{\text{кт}} \cdot I_{\text{кт}} \quad (14.14)$$

(6.47) дан кўриниб турибдики P_k , $U_{\text{кт}} = U_{\text{кэт}}$, ва $I_{\text{кт}} = I_{\text{кт}}$, $0,5 P_u$ қийматга эришишга ҳаракат қилинди, яъни $U_{\text{кт}} = U_{\text{кэт}}$ бўлганда $P_k = 0,5 P_u$ га тенг бўлади, қачонки P_u бўлмаганда.

8.5. 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 ёрдамида кучайтиргични асосий параметрларини яхшилаш учун ҳосил қилинади. Зиён келтирувчи тескари боғланиш кучайтиргични элементлари орқали ўз-ўзидан ҳосил бўлади ва кучайтиргичнинг иш режимига салбий таъсир ўтказади. 6.34-расмда тескари боғланишнинг мавжуд вариантларини структураси кўрсатилган. Бунда β -тескари боғланиш элементи.



Агар тескари боғланиш занжири кучайтиргичнинг чиқишидаги $R_{\text{юк}}$ билан параллел уланса бундай боғланиш кучланиш бўйича тескари боғланиш дейилади (6.34, а, б-расм). Бунда тескари боғланиш кучланиши чиқиш кучланиши билан тўғри пропорционал дейилади.

Агар тескари боғланиш занжири кучайтиргичнинг чиқишидаги $R_{\text{юк}}$ билан кетма-кет боғланса ток бўйича тескари боғланиш дейилади (6.34-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 (6.34, а, в-расм).

Агарда тескари боғланиш кучайтиргичнинг кириш сигнали билан параллел боғланса, бундай тескари боғланиш параллел тескари боғланиш дейилади (6.34, б-расм).

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

Манфий тескари боғланишда бу икки кучланиш тескар фазада устма-уст тушади, яъни фазалар фарқи 180° га тенг бўлади. Тескари боғланишлардан кенг тарқалгани кучланиш бўйича кетма-кет манфий тескари боғланишдир.

Кучайтиргич кучайтириш коэффиценти $K = U_{\text{чик}} / U_{\text{кир}}^1$, тескари боғланиш орқали боғланган яъни β орқали.

Тескари боғланишнинг узатиш коэффиценти

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

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

Тескари боғланиш кучланиши қуйидагича бўлади

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

Тескари боғланишли кучайтиргични кучайтириш коэффициенти

$$K_{\text{т.б}} = U_{\text{чик}} / U_{\text{кир}} \quad (6.53)$$

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

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

(6.53) формулани ҳисобга олиб қуйидагини ҳосил қиламиз

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

Бу ерда

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

U' киришни (6.54) га қўйсак қуйидагини ҳосил қиламиз

$$K_{\text{т.б}} = U'_{\text{чик}} / U'_{\text{кир}} - (\pm \beta U_{\text{чик}}).$$

Касрни суратини ва махражини U' киришга бўлсак, қуйидагича бўлади

$$K_{\text{т.б}} = (U_{\text{чик}} / U'_{\text{кир}}) / (1 - (\pm \beta U_{\text{чик}} / U'_{\text{кир}})).$$

Шундай қилиб,

$$K_{\text{т.б}} = K / (1 - (\pm \beta K)) \quad (6.55)$$

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

$$K_{\text{т.б}} = K / 1 + \beta K \quad (6.56)$$

орқали аниқланади.

Манфий тескари боғланишли кучайтириш коэффициентига қандай ҳисоблаш лисол орқали тушунтирамиз.

Агар кучайтиргичнинг кучайтириш коэффициенти $K=80$ бўлса, кучайтиргич манфий тескари боғланган бўлса ва $\beta=0,2$ бўлса (6.56) га асосан, кучайтиргичнинг кучайтириш коэффициенти қуйидагича бўлади

$$K_{\text{т.б}} = K / 1 + \beta K = 80 / 1 + 0,2 \cdot 80 = 47.$$

Агарда фараз қилсак $K=10\%$ ўзгарса,

$$K'_{\text{т.б}} = K + \Delta K / 1 + \beta (K + \Delta K) = 80 + 8 / 1 + 0,2(80 + 8) = 4,73 \text{ бўлади.}$$

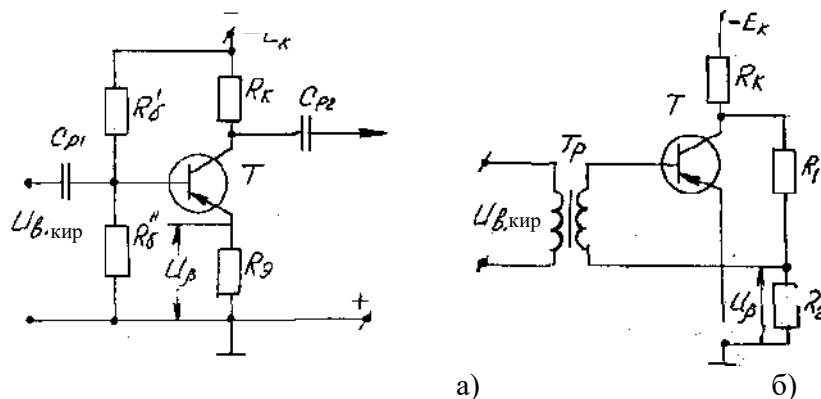
Манфий тескари боғланишни қўлланилганда $K_{\text{т.б}}=1\%$ га ўзгаради.

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

Чуқур тескари боғланишда частота бузилиши камаяди (эмиттер қайтаргичда).

Манфий тескари боғланиши жуда хилма-хилдир. Масалан:

Қаршиликда тескари боғланиш 6.35, а ва б-расмдагидек олинади.

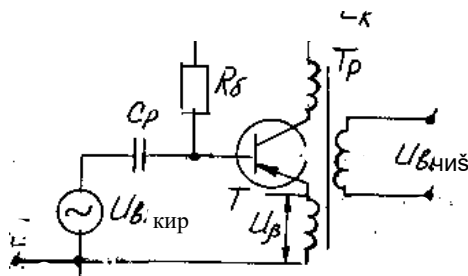


6.35-расм. Қаршиликда тескари боғланиш принципл схемаси

Тескари боғланиш кучланиши чиқиш трансформаторидан олинади (6.35-расмда).

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

Манфий зиён келтирувчи тескари боғланиш кўзланмаган равишда кучайтириш коэффициентини камайтиради. Мусбат зиён келтирувчи боғланиш эса кучайтириш коэффициентини оширади ва ночизикли бузилиш пайдо бўлади, ҳамда частота бузилиши ва ўзидан генерацияланиш жараёни содир бўлади.



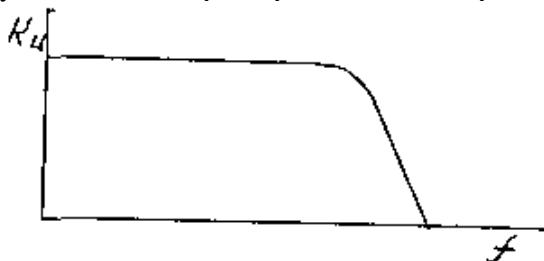
6.36-расм. Трансформаторли тескари боғланиш принципл схемаси

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 қилувчи зиён келтирувчи тескари боғланиш.
3. Умумий манба боғланиши натижасида зиён келтирувчи тескари боғланиш.

9. Ўзгармас ток кучайтиргичлари.

Ўзгармас ток кучайтиргичлари ЎТК вақт бирлигида секин ўзгарувчи сигналларни, яъни частотаси нолга яқинлашган сигналларни кучайтириш учун ишлатилади. Шунинг учун бу кучайтиргичларни амплитуда - частота ҳарактеристикаси 6.37-расмда кўрсатилганидек бўлади.



6.37-расм. Ўзгармас ток кучайтиргичининг амплитуда-частота ҳарактеристикаси

Кучайтиргични киришига берилаётган кучайтирмочки 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 ўтказади, натижада мўлжалланмаган ҳосил бўлган кучланиш фойдали сигналга қўшилиб кетиб, чиқиш сигнаolini ҳам ўзгартиради. Кириш сигнаolini ўзгармаган ҳолда чиқишдаги сигнални ўзгариши, кучайтиргич ўзгариши (дрейф) дейилади. Дрейфнинг сабаби: манбанинг ўзгариши, ҳароратни ошиши, элементларнинг параметрини ўзгариши сабаб бўлади.

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

$$I_{\text{др}} = \Delta U_{\text{чик,др}} / K_u .$$

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

Куйидаги 6.38, а-расмда учта каскадли ўзгармас кучайтиргич берилган R_3 қаршилик кейинги ҳар бир каскадга керакли $U_{бэТ}$ -кучланиш бериш учун керак.

Иккинчи транзистор учун

$$U_{бэТ2} = U_{кТ1} - U_{эТ2} = U_{кТ1} - I_{эТ2} \cdot R_{э2} \quad (6.57)$$

Киришга I_2 , билан бир вақтда манбани компенсацияловчи кучланиш уланган.

$U_{ком.кпр}$. Бунинг вазифаси $I_2=0$ бўлганда, $U_{бп1}$ кучланиш керакли тинч кучланишни таъминлаб туриш учун.

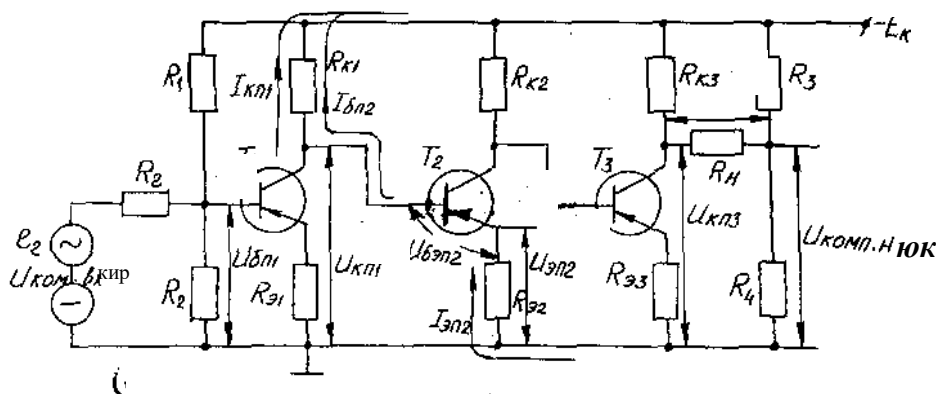
Шунинг учун компенсацияловчи кучланиш $U_{бп1}$ га тенг қилиб олинади.

$U_{ком.кпр}$ кучланишини қуйидаги 6.39, б-расмдаги схема орқали олиш мумкин.

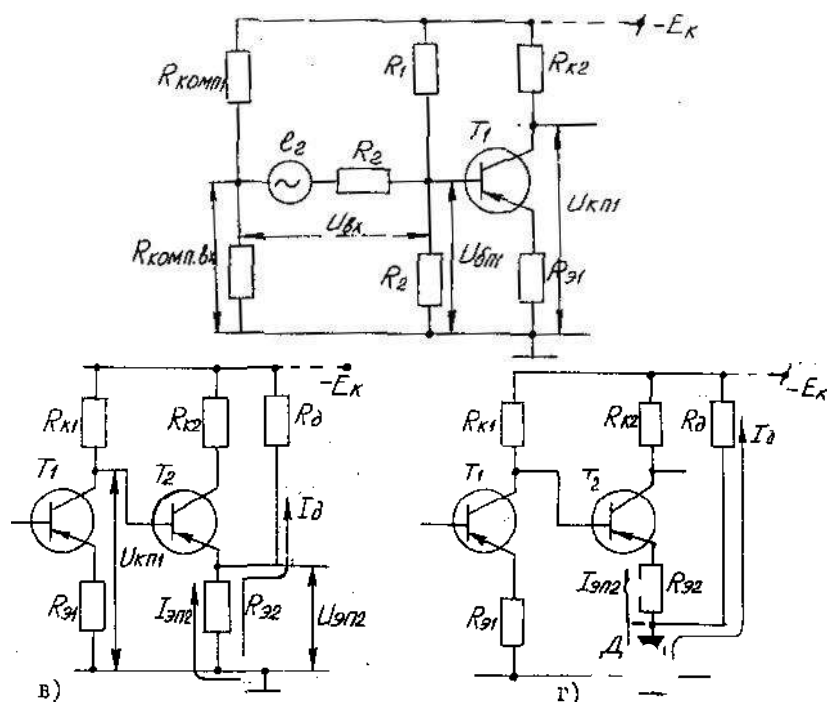
$$U_{ком.кпр} = U_{бТ} = E_K \cdot R_{комп2} / R_{комп1} + R_{комп2} \quad (6.58)$$

R_3 , R_4 -қаршиликлар каскадни чиқишдаги кучланишни компенсациялаш учун ишлатилади

$$U_{ком.куч} = R_4 E_K / R_3 + R_4 \quad (6.59)$$



6.38-расм. ўзгармас ток кучайтиргичининг принципиал схемаси



6.39-расм. Ўзгармас ток кучайтиргичининг принципиал схемаси

Агарда $R_1=R_2$ жуда катта бўлса

$$R_{кпр} = r_6 + (1 + \beta)(r_3 + R_3) \approx \beta R_3 \quad (6.60)$$

бўлади.

Ўрганилаётган кучайтиргичнинг кучайтириш коэффициенти $K_u = K_{u1} \cdot K_{u2} \cdot K_{u3}$ тенг.

$$R_k // R_{кнр} \approx R_k \text{ ва } R_{кнр1} \gg R_2.$$

Натижада

$$K_{u1} = R_{k1} / R_{a1} \quad ; \quad (6.61)$$

$$K_{u2} = R_{k2} / R_{a2} \quad ; \quad (6.62)$$

$$K_{u3} \approx R_{k3} // (R_{кж} + R_3 // R_4) / R_{a3} \quad (6.63)$$

Кўриниб турибдики навбатдага кейинги каскадга ўтган сари коллектор потенциали ошиб боради.

Бу эса R_k ни камайтиришга олиб келади.

R_3 эса қуйидагича $R_{a3} > R_{a2} > R_{a1}$; $R_{k3} < R_{k2} < R_{k1}$;

R_3 ни пасайиши (6.61) даги K_{u3} ни камайишига олиб келади. Шунинг учун схемани бошқачароқ қилиб ўзгартирамиз.

6.39, в-расмда R_3 нинг камайиши R қўшимчани қушиш ҳисобига бўлади яъни R_3 дан I_k токни оқиши сабаб бўлади.

6.39, г-расмда эмиттер занжирига стабилитрон уланади. Бунда R_k стабилитронни бошланиши ишга тушириш ҳолати учун керак бўлади. Манфий тескари боғланиш бу ечимдаги фойдали эффект бермайди. Стабиллигини ошириш учун:

1. Балансли кўприксимон уланиш схемаси қўлланилади.

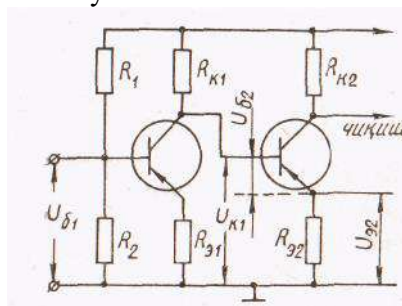
2. Ўзгармас кучланишни ўзгарувчига ва уни кучайтириш сўнгра тўғрилаш мақсадга мувофиқ бўлади, (модуляция ва демодуляция сигнални кучайтириш).

9.1. Ўзгармас ток кучайтиргичи

Кўпинча автоматик назорат ва бошқариш, радио-ўлчаш системалари каби радиоэлектрон қурилмаларда ток кучи ва кучланишнинг ўта суст (Герцнинг бўлақларига тенг частотали) ўзгаришларини кучайтириш талаб қилинади. Бундай тебранишларни кучайттириш учун қўлланиладиган кучайтиргичнинг ўтказиш соҳаси нолдан ($\omega_n=0$) бошланиши керак. Шунга кўра ўтказиш соҳаси $\omega_n=0$ дан бирор ω_n қийматгача етадиган паст частотали кучайтиргич — ўзгармас ток кучайтиргич (ЎТК) деб аталади.

ЎТКнинг характерли белгиси шуки, уларда ташқи нагрузка занжирига (кейинги каскадга) кучайтирилган тебранишнинг ҳам

ўзгармас, ҳам ўзгарувчан ташкил этувчиси узатилади. Шунинг учун боғловчи занжирнинг ўтказиш соҳаси қуйи частота томонидан чегараланмаган бўлиши керак. Бу деган сўз, юқорида қўрилган кучайтиргичларидаги каби каскадлар орасида ажратувчи конденсатор ёки трансформаторлардан фойдаланиш мумкин эмас.



Ўзгармас ток кучайтиргичи (ЎТК).

ЎТКнинг каскадлари ўзаро гальваник боғланишда бўлади. Унинг энг содда усули бир каскаднинг чиқишини кейинги каскаднинг киришига бетизим туташтиришдир. Лекин бундай уланиш ҳар бир каскаднинг ўзгармас ток бўйича иш режимини ўзгартиб юборади. Шунинг учун уларни мослаш чораси кўрилиши шарт. Улардан бири схемага ток бўйича манфий тескари боғланиш киритишдир. 6.40-расмда икки каскадли ЎТКнинг содда схемаси кўрсатилган. Унда T_1 транзисторнинг коллектори T_2 транзисторнинг базаси билан бетизим туташтирилган.

Шунинг учун уларнинг потенциаллари ўзаро тенг бўлади. Базаларга бериладиган силжитиш кучланиши эса, сон жиҳатдан коллектор кучланиши билан кейинги каскаднинг эмиттер кучланиши айирмасига тенг. Масалан, T_2 транзистор учун $U_{62}=U_{K1}-U_{32}$. Унда $U_{32}=1_{32} \cdot K_{32}$ ва ҳоказо. Шунинг учун база кучланишининг керакли қийматини R_3 резистор қаршилигини ўзгартиб танлаш мумкин. Лекин базадаги силжитиш кучланишининг қиймати катта эмас (вольтнинг бўлаклари), яъни $U_K \gg U_6$.

Шунинг учун тармоқлардаги ток $I_{31}=I_{32}$ бўлиши учун R_{33} ни орттириш, R_K ни кичрайтириш керак. Иккала ҳолда ҳам кучайтириш коэффициентига кичраяди. Чунки R_K нинг кичрайиши кучайтириш коэффициентини бетизим кичрайтирса, R_3 нинг ортиши ток буйича манфий тескари боғланиш чуқурлигини орттиради. Демак, умумий кучайтиришни орттириш учун каскадлар сонини кўпайтириш мақсадга мувофиқ эмас.

ЎТКнинг асосий камчилиги ишининг ностабиллигидир. Манба кучланишининг узгариши, схема элементларининг ўзгариши ва бошқалар кучайтиргичнинг ички занжиридаги ток кучи ва кучланишни ўзгатиради. Бу ўзгариш кучайтириш поғоналарида кучайтирилиб, кириш сигнали таъсир этмаганда ҳам кучайтиргичнинг чиқишида бирор ўртача миқдор атрофида ўзгариб турадиган кучланишни ҳосил қилади. Паст частотали кучайтиргичларда бу кучланиш кучайтириш стабиллигига таъсир этмайди. Аммо ЎТКларида уларнинг таъсири кучли бўлади. Кучайтириладиган сигналнинг катталиги ва табиати шу ўзгаришларга ўхшаш бўлгани учун фойдали сигнални улардан фарқлаш қийин бўлиб қолади. Сигнал кучланишига боғлиқ бўлмаган ҳолда чиқиш кучланишининг вақт бўйича ўз-ўзидан ўзгариши кучайтиргич нолининг оғиши – дрейфи деб аталади.

Нолнинг дрейфи вақт бирлиги ичида ички ўзгаришлар ҳисобига кучайтиргичнинг чиқишида ҳосил буўладиган кучланишни ҳосил қилаоладиган кириш кучланишига сон жиҳатдан тенг кучланишдир. (Унинг катталиги соатига бир неча милливольтгача етиши мумкин). Уни келтирилган дрейф деб аталади.

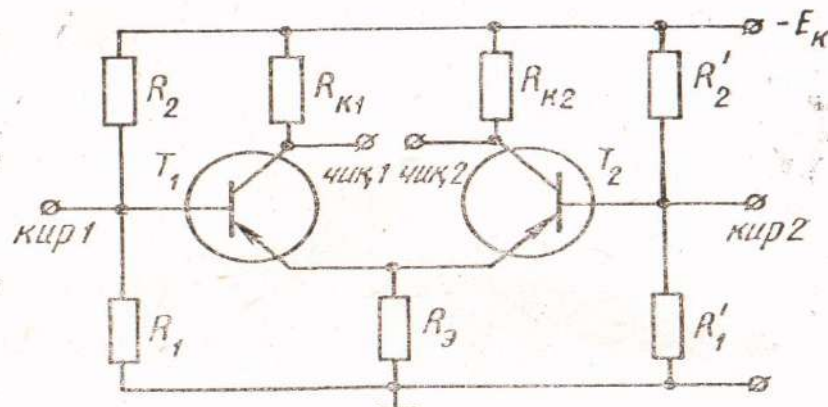
Келтирилган дрейф кучайтиргичнинг сезгирлигини ифодалайди. Уни аниқлаш учун дрейф кучланиши $U_{\text{дрейф}}$ ни (кучайтиргичнинг кириш клеммалари қисқа туташтирилган ҳолда олинган) кучайтириш коэффициентига бўлиш керак.

Дрейфни камайтириш учун кучайтиргич схемасида турғун ишлайдиган элементлардан фойдаланилади; таъминлаш манбалари турли стабилизаторлар ёрдамида стабилланади ва ҳ. к.

Кўриб чиқилган ЎТК бетизим кучайтиришли кучайтиргич деб аталади. Унинг камчиликларини камайтириш учун кўприксимон – баланс схемага ўтилади. Уларга дифференциал ва операцион кучайтиргичлар мисол бўлади.

9.2. Дифференциал кучайтиргич

Дифференциал кучайтиргич (ДК) икки тебраниш кучланишининг айирмасини кучайтирувчи ЎТКдир. У кўприксимон тузилишга эга бўлиб, иккита кириш ва иккита чиқиш клеммаларига эга. 6.41- расмда кўрсатилган схемада кўприк $R_{K1} = R_{K2}$ резисторлар ва T_1 ва T_2 транзисторлардан ташкил топган. Унинг бир диагонаliga E_K манба уланса, иккинчисига — R_H нагрузка резистори уланади. Агар схемадаги мос элементлар ўзаро тенг бўлса, система симметрик бўлиб, кўприк мувозанатда бўлади.



6.41- расм. Дифференциал кучайтиргич

Агар кириш сигнали таъсир этмаса, E_k манба таъсирида R_{K1} ва R_{K2} резисторлардан бир хил ток ўтади ($I_{K1} = I_{K2}$) ва T_1 ва T_2 транзисторларнинг коллектор кучланишлари ўзаро тенг бўлади: $U_{K1} = U_{K2}$. Шунинг учун нагрузка резистори I ва II чиқишлар оралиғига уланса, ундаги кучланиш нолга тенг бўлади (дрейф йўк). Схеманинг бундай ҳолати сокинлик режими деб аталади.

Агар база токлари ҳисобга олинмаса R_b резистордан ўтадиган ток $I_{K1} + I_{K2}$ га тенг бўлиб, ундаги потенциал тушуви $R_b (I_{K1} + I_{K2})$ базаларда ток бўйича манфий тескари боғланиш кучланишини ҳосил қилади. У транзисторларнинг бошланғич ишчи нуқтасини стабил ушлаб туради. Масалан, ҳарорат, манба кучланиши ва бошқалар ўзгариши сабабли I_{K1} ва I_{K2} ток ўзгарса, R_b резистордаги потенциал тушуви ҳам ўзгаради. Бу ўзгариш ҳар доим базага узатилганда база кучланиши бошланғич ўзгаришга тескари йўналишдаги ток ўзгаришига олиб келади. Натижада $I_{K1} + I_{K2} = \text{const}$ бўлиб қолади.

Кучайтиргичга сигнал таъсир этишини 2 та хусусий ҳолга ажратиш мумкин:

- 1) Иккала киришга сон жиҳатдан тенг ва бир хил фазали – синфаз сигналлар таъсири;
- 2) Иккала киришга сон жиҳатдан тенг, лекин қарама-қарши фазали – айирма ёки дифференциал сигналлар таъсири.

Биринчи ҳолда T_1 ва T_2 транзисторларнинг база кучланишлари бир хил миқдорга ўзгаради: $\Delta U_{B1} = \Delta U_{B2} = U_{K1p1} - U_{K1p2}$. Коллектор тоқларининг ўзгаришлари ҳам ўзаро тенг бўлади, Шунинг учун коллектор кучланишлари ҳам бир хил ўзгаришга учрайди ва I ва II чиқишлар орасидаги натижавий кучланиш нолга тенг (сокинлик режимига ўхшаш). Демак, ДК идеал бўлса, ундан бир хил фазали – синфаз сигналлар ўтмайди.

Иккинчи ҳолда киришларга таъсир этувчи сигналлар қарама-қарши фазада бўлгани учун ΔI_k коллектор тоқининг ўзгаришлари миқдор жиҳатдан тенг бўлиб, ўзаро тескари фазада ўзгаради, яъни базасига мусбат кучланиш қўйилган транзистордаги ток камайса, манфий кучланиш қўйилгани – ортади. Шунга кўра коллектор кучланишларидан бири ортса, иккинчиси камаяди ва уларнинг миқдори ўзаро тенг бўлади. Шунинг учун чиқиш кучланиши уларнинг айирмасига тенг бўлиб нолдан фарқ қилади: $U_{чик} = U_{чик1} - U_{чик2}$. Демак, ДК қарама-қарши фазадаги кириш сигналларини кучайтирар экан. Бунда ҳар бир каскад мустақил кучайтиргич бўлиб хизмат қилади. Кириш сигнали кучайтиргич киришларидан фақат биттасига таъсир этган ҳолни курайлик. Мисол учун $U_{K1p1} > 0$, $U_{K1p2} = 0$ бўлсин. Бунда бошланғич пайтда I_{K1} ток ΔI_{K1} га кўпайиб, $I_{K2} = \text{const}$ бўлади. Шунинг учун $(I_{K1} + \Delta I_{K1}) + I_{K2}$ йиғинди ток ортади ва тескари

боғланиш ишга тушади. Натижада T_1 транзистордаги ток $I_{K1} + \frac{\Delta I_k}{2}$ бўлса, T_2 транзистордаги

ток $I_{K2} - \frac{\Delta I_k}{2}$ бўлиб, биринчи чиқиш кучланиши камаяди; иккинчи чиқишдаги кучланиш ортади. Натижавий чиқиш кучланишининг ўзгариши олдинги ҳолдагидан икки марта кичик бўлади.

Кўпинча кириш сигнали ДКнинг ҳар икки киришига бир вақтда берилса ҳам, чиқиш сигнали чиқишларнинг фақат биттасидан олинади. Мисол учун чиқиш кучланиши иккинчи чиқишдан олинсин. Унда юқоридаги мулоҳазаларга асосан, биринчи киришга таъсир этадиган сигнал билан чиқиш кучланиши бир хил фазада, иккинчи киришга берилган сигнал билан эса, қарама-қарши фазада ўзгаришини аниқлаш мумкин. Шунга кўра биринчи кириш тўғри (фаза ўзгартмайдиган – инверс эмас) кириш деб, иккинчиси эса, фаза ўзгартувчи (инверс) кириш деб аталади.

ДКнинг кучайтириш коэффициенти ҳар бир хусусий ҳол учун алоҳида-алоҳида аниқланади. Масалан, дифференциал (айирма) сигналга нисбатан у

$$K_p = \frac{U_{чик1} - U_{чик2}}{U_{K1p1} - U_{K1p2}}$$

кўринишда аниқланса, ҳар бир чиқишга нисбатан

$$K_{p1} = \frac{U_{чик1}}{U_{чик1} - U_{чик2}} \quad \text{ва} \quad K_{p2} = \frac{U_{чик2}}{U_{чик1} - U_{чик2}}$$

бўлади. Синфаз сигналга нисбатан кучайтириш коэффициенти қуйидагича ифодаланади:

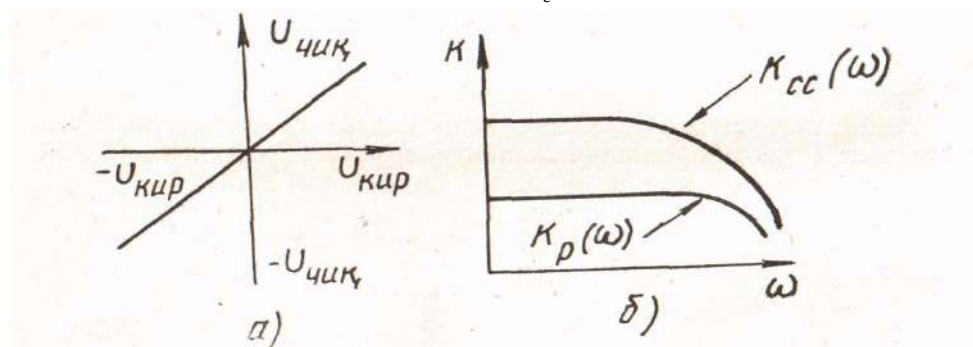
$$K_c = 2 \frac{U_{чик1} - U_{чик2}}{U_{чик1} + U_{чик2}}$$

Реал кучайтиргич идеал симметрияга эга бўлмагани учун унинг натижавий чиқиш кучланиши:

$$\Delta U_{чик} = U_{чик1} - U_{чик2} = K_p (U_{чик1} - U_{чик2}) + K_c \frac{U_{кир1} + U_{кир2}}{2}$$

ДКнинг сифати синфаз сигнални сўндириш коэффициенти деган катталиқ орқали характерланади. У дифференциал сигнални кучайтириш коэффициентини синфаз сигнални кучайтириш коэффициентига нисбатига тенг:

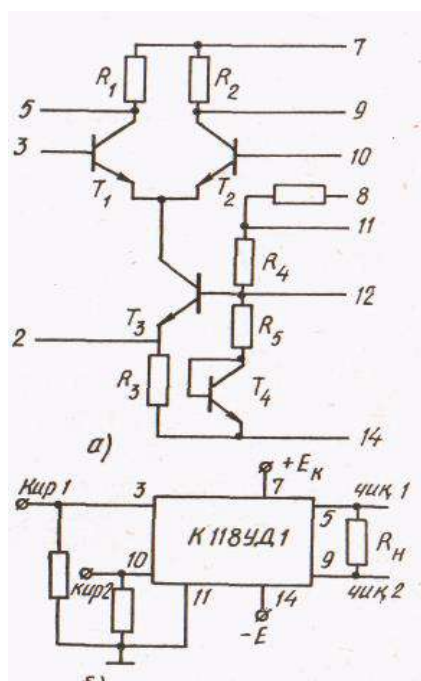
$$K_{cc} = \frac{K_p}{K_c}$$



6.42- расм. Дифференциал кучайтиргичнинг амплитудавий (а) ва частотавий (б) характеристикаси

Кучайтиргич фақат дифференциал сигнални қайд қилиши учун $K_c \ll K_p$ бўлиши керак. Шунга асосан яхши ДКларда $K_{cc} = 10^4 \div 10^6$ тартибида бўлади.

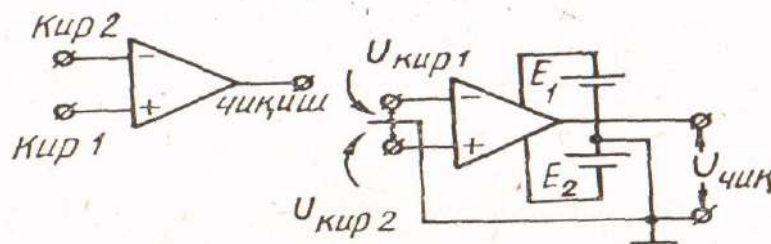
6.42-расмда дифференциал кучайтиргичнинг амплитудавий ва частотавий характеристикалари кўрсатилган. Ундан синфаз сигнал юқори частотасининг чегаравий қиймати дифференциал сигналникига қараганда кичик бўлиши кўринади. У синфаз сигнал учун $\tau_{вс} = C_0 R_{экв}$ нинг дифференциал сигналга нисбатан етарлича катта бўлиши ($\tau_{вс} > \tau_{вр}$) билан тушунирилади. Шундай қилиб ДКнинг сифатли ишлаши учун унинг елкалари симметриклигини таъминлаш керак. Бунинг учун интеграл микросхемалар қўлланилади. 6.43-расмда бунга мисол кўрсатилган. Унда T_1 ва T_2 транзисторлар ДК нинг негизини ташкил қилади. T_3 транзисторда йиғилган занжир юқорида кўрилган схемалардаги R_z резистор вазифасини бажаради. T_4 транзистор диод уланишига эга бўлиб, T_3 транзисторнинг термостабиллаш занжири вазифасини бажаради.



6.43-расм. КИ8УД1 микросхема (а) ва ўрта тузилган дифференциал кучайтиргич (б)

9.3. Операцион кучайтиргич

Операцион кучайтиргич — ОК жуда катта кучайтириш коэффициентига эга бўлган (10^4 - 10^6) дифференциал кириш ва битта чиқишли ЎТКдир. Унинг ишлаш услуби ДКникига ўхшаш бўлиб, асосан, чуқур манфий тескари боғланиш занжири киритилган ҳолда қўлланилади. ОКлар кенг ўтказиш соҳасига ($\omega_v = 10 \div 100$ МГц), катта кириш ($R_{кир} \geq 10_{КОМ}$) ва кичик чиқиш ($R_{чик} < 100$ Ом) қаршилигига, юқори даражадаги синфаз сигналларни сўндириш коэффициентига эга бўлган юқори сифатли универсал кучайтиргичдир.



6.44- расм. Операцион кучайтиргичнинг шартли белгиси ва схемага уланиши

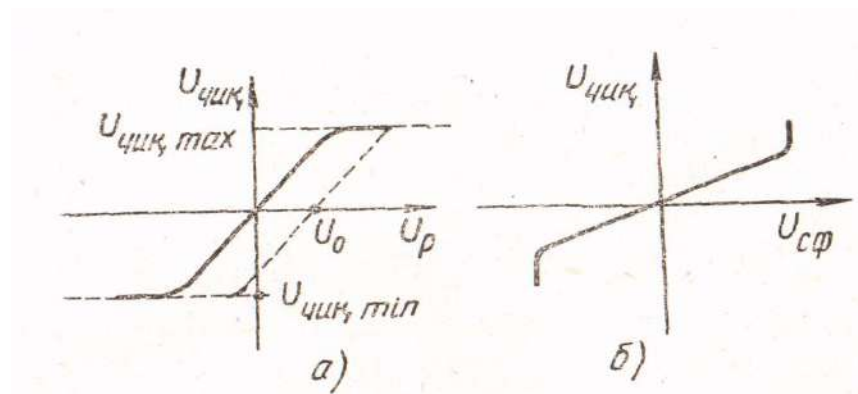
(Улар қиёсий ҳисоблаш қурилмаларида математик амалларни бажариш учун яратилган ва операцион кучайтиргич деб аталган).

6.44-расмда операцион кучайтиргичнинг шартли белгиси ва схемага уланиш усули кўрсатилган. Унда фаза ўзгартмайдиган (тўғри) кириш “+” ишора билан, фазани 180° га бурадиган (инверс) кириш эса, “-” ишора билан кўрсатилган. E_1 ва E_2 манбалар киришга сигнал таъсир этмаган ҳолда чиқиш кучланишини нолга келтириш ва чиқиш сигнали, қутбини ўзгартириш учун хизмат қилади.

Кириш сигнали генератори турлича уланиши мумкии. Кўпинча у тўғри киришга уланиб, фаза ўзгарувчи киришга тескари боғланиш занжири киритилади.

ОКлар ҳам ДКларга ўхшаш дифференциал сигнални кучайтириш коэффициента K_c , синфаз сигнални кучайтириш коэффициенти K_c , ва синфаз сигнални сўндириш коэффициенти K_{cc} лар билан характерланади. ОКларда K_p хусусий кучайтириш коэффициенти деб аталади ва тескари боғланиш бўлмаган кучайтиргични ифодалайди.

6.45-расмда операцион кучайтиргичнинг амплитудавий характеристикаси кўрсатилган. Ундан кўринадики, дифференциал сигнал учун амплитудавий характеристика чиқиш кучланишининг $U_{чик, max}$ ва $U_{чик, min}$ қийматлари орасида тўғри чизикдан иборат. Бу оралиқ кучайтириш диапазони деб аталади. Реал кучайтиргич-ларнинг бу характеристикаси ё чап, ёки ўнг (пунктир чизик) томонга сурилган бўлиши мумкин. Бу чиқиш кучланишининг нолга тенг бўлишини таъминлаш учун кучайтиргич киришига U_0 кучланиш берадиган манба уланиши кераклигини кўрсатади. U_0 — нолни суриш кучланиши деб аталади.



6.45- расм. Операцион кучайтиргичнинг дифференциал (а) ва синфаз (б) сигналга нисбатан амплитудавий характеристикаси (Сифатли кучайтиргичларда U_0 ҳисобга олинмайди).

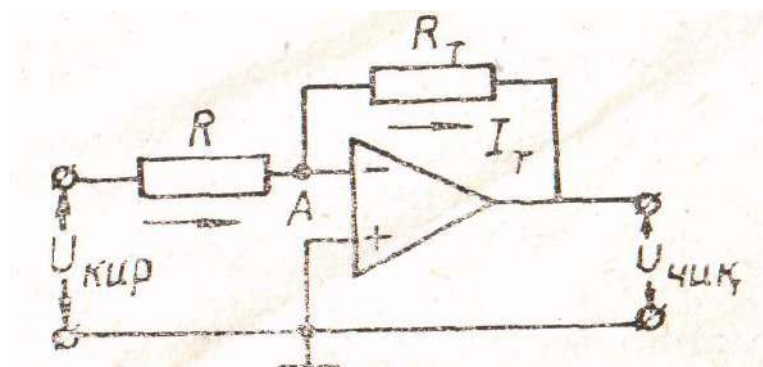
Синфаз сигналга нисбатан амплитудавий характеристиканинг тўғри чизиқли қисми синфаз сигнални суўндириш соҳаси деб аталади. Ундан ташқари K_c бирдан тез ўса бошлайдн. Бу сигнал кучланиши манба кучланишига яқинлашганда кузатилади.

9.4. Операцион кучайтиргичларни улаш схемалари

ОКлар амплитудавий характеристикасининг тўғри чизиқли қисми кириш сигналининг жуда кичик қийматларига тўғри келади, чунки кучайтириш коэффиценти жуда катта бўлади. Шуни ва кириш қаршилигининг жуда катта бўлишини ҳисобга олган ҳолда ОКларни қўллашда қуйидаги соддалаштириш киритилади.

1) Характеристиканинг тўғри чизиқли қисмида иккала киришнинг потенциаллари ўзаро тенг (милливольтдан ортмайди).

2) Кириш клеммалари орасидаги ток нолга тенг (кириш қаршилиги жуда катта бўлгани учун).



6.46-расм. Фаза ўзгартувчи (инверс) улаш

ОКларни улаш схемалари турлича бўлиб бажариладиган математик амал турига қараб танланади. Шулардан айримларини кўрайлик.

1. Фаза ўзгартувчи (инверс) улаш (6.46-расм).

Бунда кириш сигнали фаза ўзгартувчи киришга, тўғри улаш кириши эса, ерга уланади. Шунинг учун А нуқтанинг потенциали ноль деб қабул қилинса (1 шарт), R резистордан ўтадиган ток $I \approx \frac{U_{кир}}{R}$ га тенг бўлади. Бу А нуқтада иккига – кириш қаршилигидан ўтадиган

$I_{кир}$ ва R_T тескари боғланиш резисторидан ўтадиган I_T тоқларга тармоқланиши керак. Лекин П – соддалаштириш шартига биноан $I_{кир} = 0$ деб олинса, $I \approx I_T$ бўлади. Лекин R_T резисторда I_T токни ҳосил қилиш учун $U_A - U_{чик}$ потенциаллар айирмаси мавжуд бўлиши керак. $U_A = 0$ бўлгани учун $I_T \approx -\frac{U_{чик}}{R_T}$ бўлади. Шунга кўра

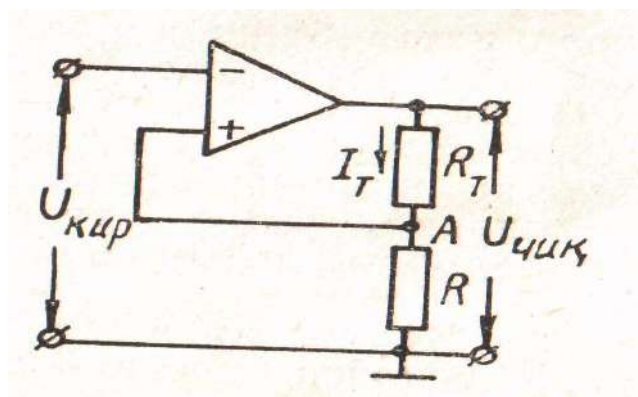
$$-\frac{U_{чик}}{R_T} = \frac{U_{кир}}{R} \quad \text{ва} \quad K = \frac{U_{чик}}{U_{кир}} = -\frac{R_T}{R}$$

Демак, схеманинг кучайтириш коэффициенти резисторлар нисбатига тенг бўлиб, кучайтиргичнинг хусусий кучайтириш коэффициенти K_p га боғлиқ эмас экан. Минус ишора кириш кучланиши билан чиқиш кучланиши қарама-қарши фазада ўзгаришни кўрсатади.

2. Фаза ўзгартмайдиган улаш (6.47-расм) Бу ҳолда кириш сигнали туғри улаш киришига берилади. Фаза ўзгартувчи иккинчи киришга тескари боғланиш занжири (R ва R резисторлардан тузилган кучланиш бўлгичи) орқали чиқиш сигнаlining $\beta = \frac{R}{R + R_T}$ қисми

қайта узатилади.

Кириш кучланиши ортиши билан чиқиш кучланиши ҳам орта бошлайди. Лекин $U_{чик}$ нинг қиймати А нуктанинг потенциали $U_{кир}$ га тенг бўлгунча ўсади, яъни чиқиш кучланиши ҳосил қиладиган I_T



6.47-расм. Фаза ўзгартмайдиган (тўғри) улаш

ток ҳисобига R резисторда ҳосил бўладиган кучланиш тушуви кириш кучланишига тенг бўлиши керак:

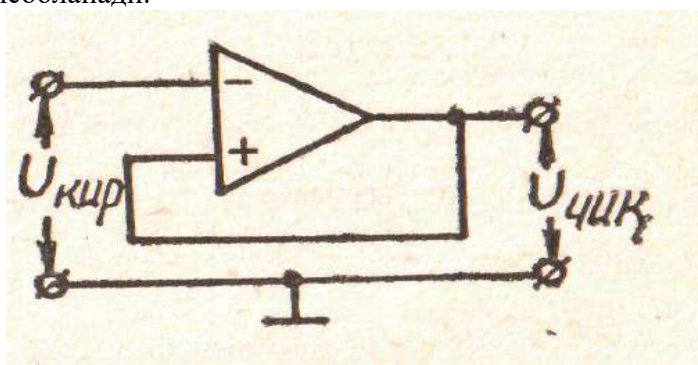
$$U_{кир} \approx U_A \equiv I_T R = U_{чик} \cdot \beta$$

Бундан кучайтириш коэффициенти

$$K = \frac{U_{чик}}{U_{кир}} = 1 + \frac{R_T}{R}$$

экани топилади.

Фаза ўзгартмайдиган улаш схемасининг хусусий ҳоли катта аҳамиятга эга. Агар $R_T = 0$, $R \rightarrow \infty$ бўлса, $K = 1$ бўлиб қолади (6.48-расм). Бу ОКнинг кузатиш схемаси деб аталади ва эмиттер қайтаргичи бўлиб ҳисобланади.



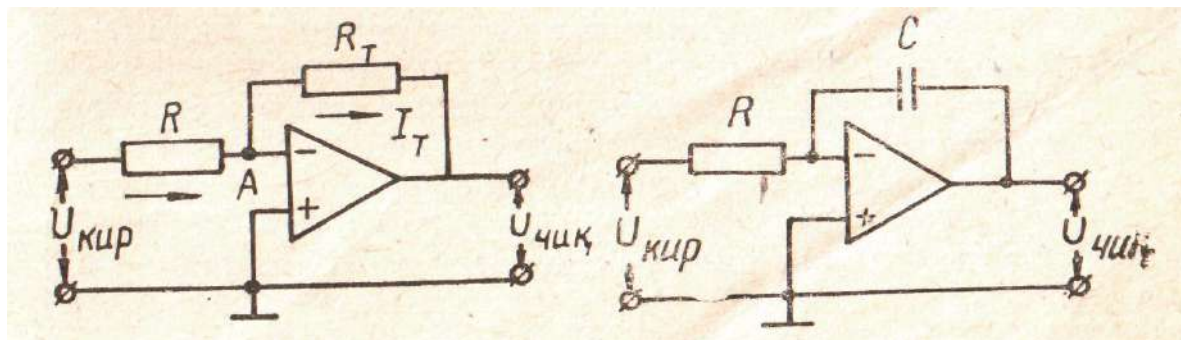
6.48-расм. Эмиттер қайтаргич

9.5. Дифференциалловчи ва интегралловчи улаш.

Фаза ўзгартувчи улашда инверс кириш потенциали нол нуқтага (ерга) ўхшаш бўлади (5.45-расм). Шунинг учун уни жамлаш нуқтаси ёки “виртуал масса” деб аталади. А нуктанинг потенциали ноль деб олингани учун схеманинг кириш қаршилиги $R_{кир}$ тескари боғланиш R_T резисторининг қаршилигига сон жиҳатдан тенг бўлади. Лекин $R_{кир}$ ОКнинг

хусусий кириш қаршилигидан кичикроқ бўлади. Шуларни ҳисобга олган ҳолда дифференциаллаш ва интеграллаш схемаси тузилади.

6.49-расмда ОКнинг дифференциаллаш схемаси курсатилган. Унда А нуктанинг потенциали ноль бўлгани учун кириш кучланиши конденсаторга қўйилган бўлади.



6.49- расм. ОК нинг дифференциаллаш схемаси

6.49- расм. ОК нинг интеграллаш схемаси

Шунинг учун R резистордан ўтайдиган токни сиримдаги кучланиш орқали ифодаланса,

$$I_T = C \frac{dU_{\text{кир}}}{dt} \quad \text{ва} \quad U_{\text{чик}} = -RC \frac{dU_{\text{кир}}}{dt} \quad \text{бўлади.}$$

6.49-расмда ОКнинг интеграллаш схемаси кўрсатилган. Унда кириш кучланиши R резисторга қўйилган бўлади. Шунинг учун ундан ўтайдиган ток $\frac{U_{\text{кир}}}{R}$ га тенг бўлиб, C конденсаторни зарядлайди. Чикиш кучланиши конденсатор орқали олингани учун $U_{\text{чик}} = -\frac{1}{RC} \int U_{\text{кир}} dt$ бўлади. (“—” ишора кириш ва чикиш кучланишларининг тескари фазада ўзгаришини кўрсатади).

10-маъруза. Сигналлар генераторлари.

10.1. Мультивибраторлар.

Чиқиш кучланиши формаси синусоидалдан фарqli бўлган кучайтиргич кенг қўлланилади. Бундай тебранишлар релаксацион деб аталиб, генераторнинг бошқа туридир. Мультивибратор (лотинчадаги сўз multum—кўп ва vibro—тебратаман)—релаксацион импульс генератори деярли тўлиқ бурчакли кыринишда бўлиб, мусбат тескари алоқали кучайтиргич кыринишидаги кучайтирилади.

Мультивибраторлар икки турга бўлинадилар: автотебранишли (турли ҳолатга эга бўлмайди) ва кутувчи (бир турли ҳолатли шунинг учун бир вибратор деб аталади).

Мультивибраторни ишлаши конденсаторда «C» энергия йиғилиб R - қаршилиқда разрядланишига асосланган. Ушбу улаб – узиш транзисторли калитда амалга оширилади.

Мультивибраторларни биполяр транзисторларда, операцион кучайтиргичларда амалга оширилади.

10.2. Транзисторли мультивибратор ва унинг ишлаш принципи.

Мультивибратор икки каскадли мусбат тескари алоқали кучайтиргичдан иборат. RC-кучайтиргичдан иборат. Бунинг учун икки каскадли УЭ – ли уланган схема (9.1 – расм) ёки иккита инвертирловчи ызгармас токли операцион кучайтиргич ишлатилади.

Мультивибраторни уйғотиш учун икки шарт бажарилиши керак – фазаси ва амплитудаси балансида бўлиши.

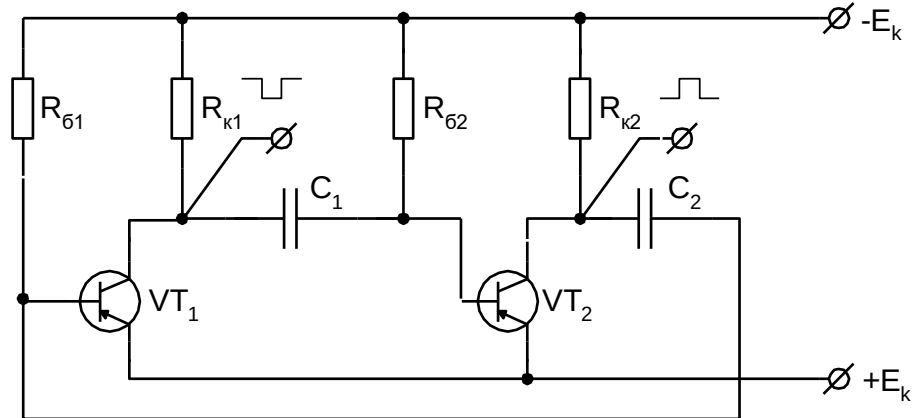
$$\text{Фаза баланси} \quad \varphi_{oc} + \varphi_y = 0^\circ,$$

$$\text{Амплитуда баланси} \quad k_\beta \geq 1.$$

Тескари ало=а омили $\beta = 1$, и $\varphi_{oc} = 0^\circ$, былганлиги учун,

Кучайтиргични фаза силжиши $\varphi_y = 0^\circ$, былиб, УЭ схемали икки каскад билан амалга оширилади.

Биполяр транзисторлим мультивибраторлар одатда коллектор – база ало=али симметрик схемадан тузилади. (9.2 – расмни =аранг), схема симметриклиги жойлашган элементларининг бир хиллигини билдиради: резисторлар $R_{k1} = R_{k2}$, $R_{b1} = R_{b2}$ ва конденсаторлар $C_1 = C_2$; транзисторлар параметрлари бир хил.



10.1–расм. Транзисторли мультивибраторнинг принципиал схемаси

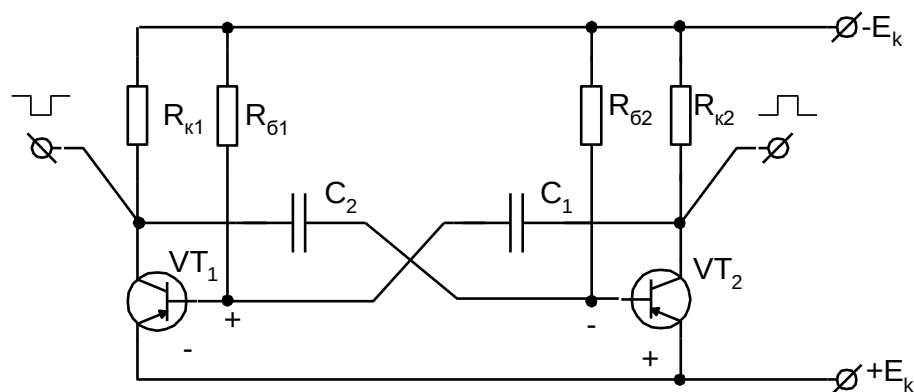
Мультивибратор умумий эмиттерли иккита кучайтиргич каскадидан иборат былиб, чи=иш кучланишлари базаларига узатилади. Келтирилган мультивибратор схемасида $p-n-p$ типли транзистор =ылланилган. Схемани E_k ток манбаига уланганида хар иккала транзистор очи= ва коллектор токлари мавжуд. Уларнинг ишчи ну=талари актив сохада былади, чунки R_{b1} , R_{b2} =аршиликлардан манфий силжиш кучланиши берилади. Лекин схеманинг бундай холати нотур\ун. Схемада мусбат тескари ало=а былгани учун $\beta \cdot k_u \geq 1$ ва икки каскадли кучайтиргич ызи уй\онади. Регенерация жараёни бошланади – бир транзисторнинг токи тезкор ортиб, иккинчисиники эса камаяди.

$VT1$ - транзисторнинг I_{k1} - токи транзисторнинг базалари ёки коллекторларида ихтиёрий ызгариши натижасида камайсин десак. Бунда $VT1$ транзистор коллектори манфий $\Delta U_{kэ1}$ кучланишига эга былмайди. C_1 - конденсатордаги кучланиш бир онда ызгара олмаганлиги учун ушбу кучланиш $VT2$ транзистор базасига берилади ва уни очади.

$VT2$ транзистор базасидаги потенциал манфий I_{k2} тып ортади R_{k2} =аршиликдаги кучланиш пасайиши ортади. $\Delta U_{kэ1} \pm$ ортишига эга былади ва $\Delta U_{бэ1}$ га берилади ($\Delta U_{кэ2} = \Delta U_{бэ1}$), яъни I_{k1} ток камаяди, I_{k2} ток эса ортади ушбу жараён тез кечади ва натижада $VT2$ транзистор тыйиниш режимига, $VT1$ транзистор эса =ир=иш режимига киради.

Схема ызининг ва=тинчалик бирор тур\ун холатига ытади (квази тур\ун холати) квази тур\ун холатида былишини си\имни =айта зарядлаш жараёнига бо\ли= былади.

$VT1$ транзистор ёпи= $VT2$ транзистор очи= деб фараз =илсак бу холат биринчи ва=тинчалик тур\ун холат. Заряд занжири $\mathcal{E}_b$, C_1 , R_{k1} , чунки $VT1$ ёпи= бунда $U_{кэ1} = E_k$ аввалги холатда $VT1$ очи= ва кучланиш унда $U_{кэ1}$ нас эди.



10.2–расм. Транзисторли мультивибраторнинг симметрик схемаси

Си\им C_1 ни зарядлашда $I_{зар}$ камаяди $R_{к1}$ даги сарф камаяди ва $U_{кэ1} = E_k$ былади.

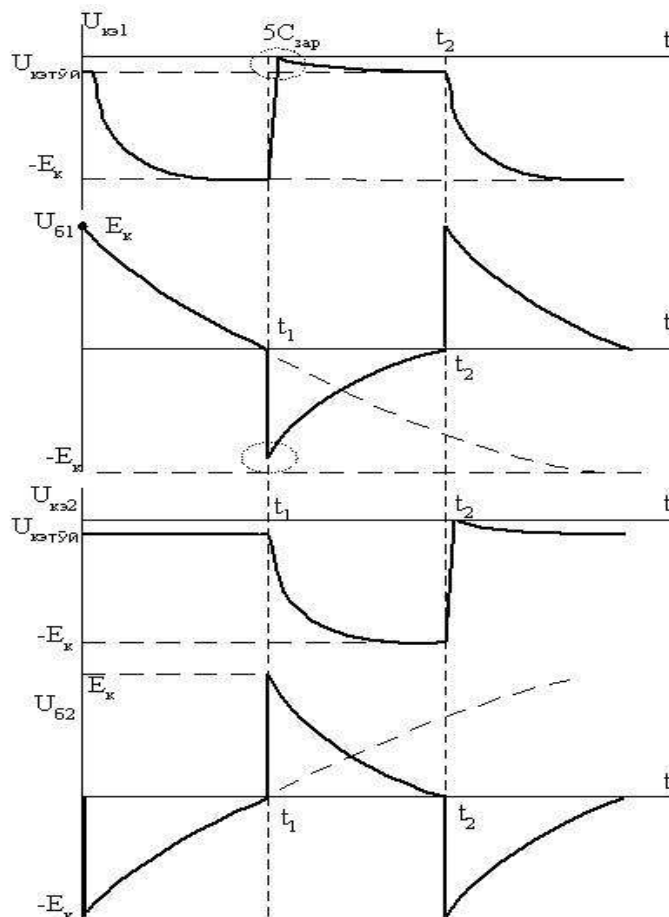
Ва=т $t < 0$ моменти (аввалги циклда) транзистор $VT1$ тыйинган $VT2$ – эса =ир=иш режимида. Си\им C_2 $E_k = U_{c2}$ гача зарядланган. $t = 0$ ва=тдан бошлаб, си\им зарядлана бошлайди. Разрядланиш занжири $R_{б1}$, $\pm E_k$, $VT2_{эк}$ ва C_2 конденсаторда.

Кучланиш U_{c2} $VT2$ транзистор ошганлигидан $VT1$ транзисторни ва эммитерга берилади.

Конденсаторни зарядланганидан сынг схемани уло= холда =олдирганлигида эди. U_{c2} кучланиш t_1 да ызгаради. Кучланиш $U_{бэ1} = U_{c2} = 0$, транзистор $VT1$ очилади. Транзистор $VT2$ ёпилади ва транзисторни биринчи холатдан иккинчисига ытиши бошланади. Ушбу жараён натижасида транзистор $VT1$ очилади, транзистор $VT2$ ёпилади. Иккинчи ва=тинчалик тургун холати бошланади.

Конденсатор C_2 зарядлана бошлайди “+”, БЭ $VT1$, C_2 , $R_{к2}$, занжир быйича ва “–” C_2 кучланиш $U_{кэVT1}$ нолга эришади. Яъни $U_{кэ туй}$ дан катта. t_2 дан сынг жараён такрорланади.

Шундай =илиб даврий равишда бир тур\ун холатдан иккинчисига ытиб, мультивибратор чи=иш кучланишини шакллантиради. Ихтиёрий транзисторнинг коллектордан олинадиган =учланиш деярли ты\ри бурчакли кучланишга эга былади.



10.3-расм. Автотебранувчи мультивибратордаги кучланишнинг ва=тий диаграммалари

10.3. Транзисторли бирвибратор ва унинг ишлаш принципи.

Кутиш режимидаги мультивибраторни бирвибратор дейлади. Функционал белгисига =араб, бирвибраторга бош=ача ном хам берилади: тушунча тизим, тормозланган мультивибратор бир тактли релаксатор кппп-реле, ва бош=алар. Лекин номидан =атый назар бирвибратор мусбат тескари ало=али ты\ри бурчакли импульс шакллантирувчи битта тур\ун ва битта ва=тли тур\ун холатга эга импульс.

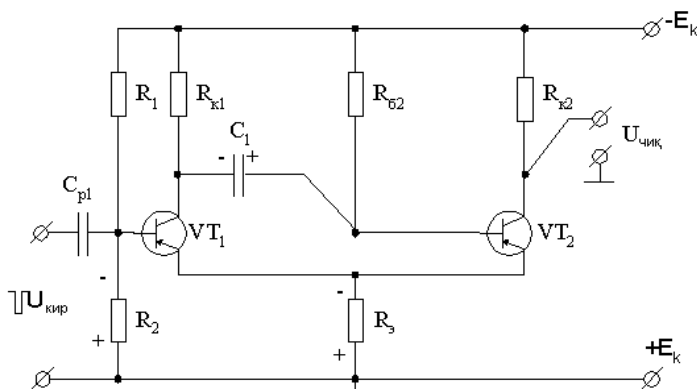
Уй\отувчи импульс келиши билан, бирвибраторда ты\ри бурчали импульс шаклланади =айсики бирвибраторни тур\ун олатидан ва=итинчалик тур\ун холатига ытказади. Ва=тинчалик тур\ун холатини ва=тини, ва=т белгиловчи занжир ани=лайди. Ва=т доимийси занжирини ызгартириб, импульс кенглигини кенг орали=да, ызгариши мумкин. Шунинг учун щам, берилган кенгликга ва амплитудага эга былган ва импульсни берилган ва=т бирлгига кечиктириш учун кенг =ылланилади.

Авто тебранишнинг мультивибратордан бирвибраторни хосил =илиш мумкин, агарда уни ва=тинчалик турун холатида, ёпи= ушлаб, уни ту\ун холига айлантирилса, эмиттерли, ало=али (9.13-расмга =аранг). Бирвибратор =уйи =ылланилади. Схема икки каскадли , транзисторли кучайтиргичдан иборат былиб, каскадлар аро ало=а C , конденсатор ёрдамида, бош=аси эмиттер =аршилиги R_9 умумий =аршилик билан амалга оширилади.

Тур=ун холатида $VT1$ транзистор ёпи=, $VT2$ эса очи=, ва у тыйинган режимда былади, шунинг учун R_6 =аршилик =уйдагига танланади: $R_6 \leq h_{21_9} \cdot R_{к2}$, ва бунда база токи $VT2$ транзисторни тыйиндиришга етарли былади. $VT2$ транзисторининг эмиттер токи хисобига R_9 умумий =аршиликда кучланиш $U_9 = I_{92} \cdot R_9$ пасайиши, 10.4-расмда белгилан=ганидек осил былади, $VT1$ ёпи= ва $I_{к1} = 0$. кучланиш былувчининг пастки елкасида $R1 - R2$ кучланиш пасайиши U_{R2} . Былади. +уйдагида $|U_9| > |U_{R2}|$ $VT1$ транзистор базасига

эмиттерга нисбатан мусбат кучланиш $U_{\delta 31}$, берилади, аёйсики уни ёпади. Бунда C конденсатор кучланишгача $U_c \cong E_k - U_{\delta 32}$ зарядланади (агарда $U_{\delta 32}$) хисобга олинмаса C конденсатор зарядланиши уйдаги занжирларда амалга оширилади.

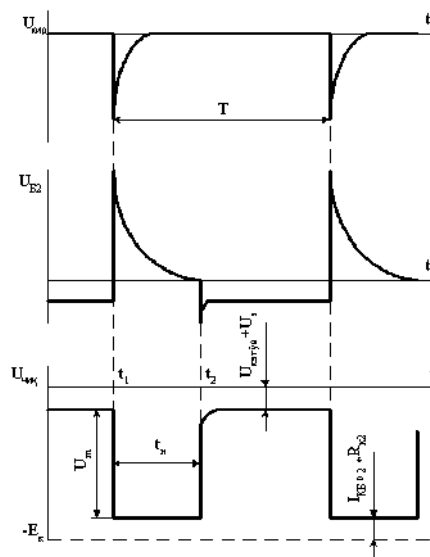
Ток манбаи $+E_k$ орёали $R_{\delta 3}$ ёршилиги ва $VT2$ транзисторни эмиттер база орёали, $C1$ R_{k1} ёршилиги орёали ва ток манбаи $-E_k$ га.



10.4–расм. Бирвибраторнинг принципиал схемаси

10.5–расмда бирвибраторнинг ва=т диаграммалари келтирилган. Бирвибраторни кириш ёсмига t_1 - ва=т бирлигида манфий ёутбли уй\отувчи импульсни, транзисторни ёпадиган кучланишдан ортиро= амплитудада $|U_{\delta x}| > |U_{\delta 31}|$ берилса, $VT1$ - транзистор очила бошлайди ва унинг коллекторида ёндайдир мусбат ортишни хосил ёилади.

Конденсатор C - да кучланиш бирданига ёзгармаслиги учун, бу мусбат кучланиш $VT2$ транзисторининг базасига берилади ва уни ёпади. Бунда $I_{\delta 2}$ ток ва $R_{\delta 3}$ ёршилигидаги кучланиш пасайиши камаяди $I_{\delta 3}$, токини камайиши хисобига ва бунинг натижасида $VT1$ транзисторини очилишига олиб келади. Ушбу регенератив жараён тожсимон ортиб, $VT2$, транзисторини тыли ёпиш билан тугалланади. Коллектор кучланиши манба кучланиши E_k гача камаяди ва $VT1$ тыйиниш холига келади. $VT2$ - транзисторини ёпи ёхлатини C - конденсатор кучланиши билан таёминланади, чунки чап пластинаси энди $VT1$ тыйинган транзистор орёали $VT2$ транзисторини эмиттерига уланади ва $U_{\delta 32} \approx U_c > 0$



10.5–расм. Бирвибраторнинг кучланиш ва=т диаграммаси

Бирвибраторни бундай ҳолати вақтий туръун бўлиб, энди конденсатор C уйдаги занжир орқали айта зарядланади: ток манбаи $+E_K$ орқали R_9 аршилиқ ва VT_1 транзисторнинг эмиттер – коллектор орқали, конденсатор C , R_{62} аршилиқ орқали ва манбаи $-E_K$ ва ундаги кучланиш, натижада VT_2 - транзистор базасида кучланиш пасаяди. t_2 - вақт бирлигида бу кучланиш нол ҳолга эришса, VT_2 транзистор очилади ва схемада ытказиш – регенератив жараёни вужудга келади. Натижада бирвибратор аввалги бошланғич туръун ҳолатига айтади.

VT_2 -транзисторнинг коллекторида импульс кенглиги шаклланиши, уйотувчи импульс берилишидан, то вақтинчалик туръун ҳолати тугашигача, мультивибратор автотекраниш ҳолидагидек бўлади.

$$t_u = 0,7 \cdot R_6 \cdot C.$$

Бирвибраторни айта тикланиш вақти:

$$t_6 \approx 3 \cdot \tau_{зар} \approx 3 \cdot C \cdot (R_{K1} + R_9).$$

Бирвибраторни нормал ишлаши учун уйотувчи импульс такрорланиш даври уйдагича бўлиши лозим:

$$T \geq t_u + t_6.$$

Бирвибраторнинг чиқиш исмидаги импульс амплитуда-сининг ыймати уйдагича аниланади:

$$U = \frac{E_K \cdot R_{K2}}{R_{K2} + R_9}.$$

Бирвибраторнинг биполяр транзисторлардаги бошқа турлари транзисторни ёпиш ва ишлаш механизми уриб чиқилганидек. Бирвибраторнинг кириш ва чиқиш исмлари мусбат тескари алоқага бўлиб эмаслиги учун, уйотиш ва юклама уланиш ыткинчи жараённинг катта-кичиклигига таъсир этмайди.

10.4. Потенциал мантий элементлар асосидаги мультивибраторлар.

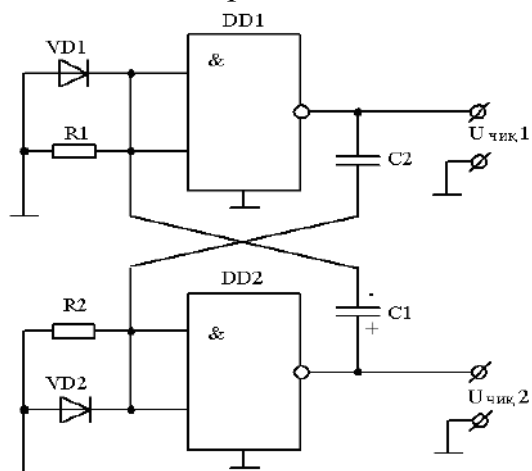
Транзисторда тузилган мультивибраторларда частота ва тебранишлар даврини аниловчи ыткинчи жораёнлар, операцион кучайтиргичларда, мантий элементларда ыхшашдир. Улар структура жихатдан ҳам уйдаги схема бййича: икки транзистор умумий эмиттерли схемада ёки 2ЛЭ ман этиш И-НЕ, ИЛИ-НЕ лар кетма-кет уланади. Мультивибратор икки туръун ҳолатга эга: Биринчи МЭ (микросхема) ёпиб, бошқаси очиб ва аксинча. Мультивибратор частотасини RC вақт белгиловчи занжир параметрлари анилайди.

Мультивибраторлар уйдаги режимларда ишлашлари мумкин:

- автогенераторли;
- кутувчи;
- синхронизация режими мультивибратор ишлашида синхронизациялаш ташкилаторорқали.

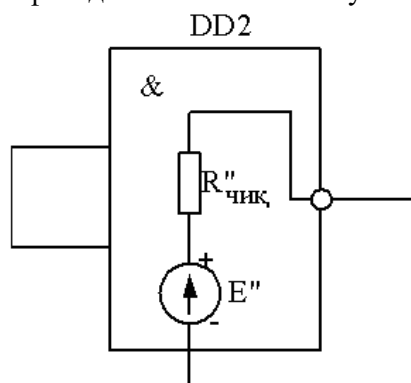
Потенциал мантий элементлардан ИЛИ-НЕ, И-НЕ лар мультивибраторларни уришда ылланилиши мумкин уйи киришли элементлардаги ишлатилмайдигин кириш исмлари бирлаштирилади, лекин бунда кириш сиёими ортади ва кириш аршилиги камаяди. Ёки уларни И-НЕ элементи учун уланади. +Еп ИЛИ-НЕ элементи учун эса–Еп (умумий шинага)

10.6-расмда И-НЕ элементларидан тузилган мультивибраторнинг принципл схемаси келтирилган. Импульсни ва=тий шаклланиши ва паузасини ва=т доимийси билан конденсатор ор=али ани=ланади. $\tau_{зар1} = C1 \cdot R1$ ($\tau_{зар2} = C2 \cdot R2$), тезлатгич диоди ор=али разрядланади. $\tau_{раз1} = C1 \cdot r_{VD1}$ ($\tau_{раз2} = C2 \cdot r_{VD2}$).



10.6-расм. ПМЭ «И-НЕ» асосидаги мультивибраторнинг принципл схемаси

C1: C1 конденсаторининг заряд занжирини кырайлик DD2 элемент манти=ий бир холатда былганида C1 зарядланади, бунда «1», DD1—элемент манти=ий «0» холатида. Элементнинг умумий шинаси ва DD2 нинг чи=иш =исми орасида ЭЮК кыринишидаги электр модели сифатида намоиш этиши мумкин (10.7-расмга =аранг).



10.7-расм. DD2 элементининг манти=ий «1» даги модели

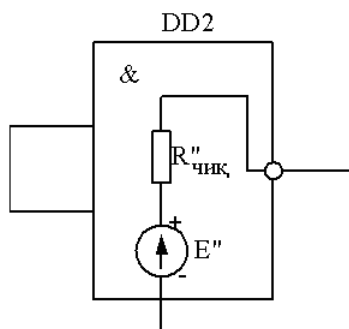
Бу ерда $R''_{\text{чик}}$ — элементнинг манти=ий «1», =аршилиги E'' манбани. -Э.Ю.К. K155 серияси учун $E'' \approx 3,5 \text{ В}$, $R''_{\text{чик}} \approx 100 \div 600 \text{ Ом}$.

Конденсатор C1 занжирининг заряди: $+E''$ дан Э.Ю.К. элементнинг чи=иш =аршилиги ор=али DD2 $R''_{\text{чик}}$, конденсатор C1 ва резистор R1 ор=али Э.Ю.К. E'' га.

DD2 элементининг улаб узулиш моментида «1», унинг чи=иш кучланиши $U_{\text{чи=DD2}} = 3,5 \text{ В}$ (K155 серияси учун) DD1 нинг кириш =исмига берилади, чунки комутация даври $U_{C1} = 0$, бунда DD2 элементининг чи=иш кучланиши $U_{\text{чи=DD1}} \ll 0$ В га камаяди.

Мультивибраторда биринчи ва=тинчалик тур\ун холат (DD2 манти=ий «1», холат DD1— да «0»). C1-конденсаторни зарядланиши билан DD1 кириш =исмидаги кучланиш камаяди ва маълум бир ва=тда баса\а даржасига эришади. $U_{\text{туй}}$ ($U_{\text{туй}} \approx 1,5 \text{ В}$ серия K155 учун) бунда DD1 манти=ий «1» холатига ытади ва DD2 элементини манти=ий «0» холатига ыткази. Натижада схеманинг иккинчи ва=тинчалик тур\ун холатига ытади. Конденсатор C1 бу холатда разрядланади, C2—конденсатор зарядланади. C1 занжири разрядланиши DD2-элементи манти=ий ноль холатида.

DD2-нинг чи=иш =исми ва умумий шина орали\ини =уйдаги электр модели ор=али ифодалаш мумкин. (10.8-расмга =аранг).



10.8-расм. DD2 элементининг мантий «0» ҳолатидаги модели

Бу ерда $R'_{\text{чи}}$ - элементининг мантий «0» ҳолатидаги чиқиш қаршилиги E' манба Э.Ю.К. K155 серияси учун $E' \approx 0,2 \div 0,3$ В, $R'_{\text{чи}} \approx 100$ Ом.

C1 конденсатор разрядланганида э.ю.к. манбаи сифатида занжирда U_{C1} ($U_{C1} \approx E'' = 3,5$ В). Конденсатор разряд занжири $+U_{C1}$ дан $R'_{\text{чи}}$, орқали э.ю.к. чиқариши E' ва диоднинг тығри қаршилиги ($R1 \gg r_{VD1}$) улар параллел уланган.

Конденсатор разряди тезда ытади, чунки C1 разряд вақти кичик (r_{VD1}), шунинг учун кейинги улаб-узилиш учун $U_{\text{кпрDD2}} = U_{\text{быс}}$. Схема яна биринчи вақти турли турли ҳолатига ытади. 9.4-расмда мультивибраторнинг ишлаш осциллограммалари келтирилган.

10.5. Блокинг-генераторлар

Блокинг-генератор, трансформаторли мусбат тескари алоқали релаксацион генератор бўлиб, катта қувватли, исса импульсларни тығри бурчакли кыринишдаги ва амплитудаси

E_{num} амалда бўлади. Чиқиш кучланишини катта қийматларини олиш учун трансформаторда қышымча чыл\амдан фойдаланилади. Генерацияланувчи импульс кенглиги 1-10 мкс ва кичик бўлиб, импульс чуқурлиги Q ынлаб-юзлаб бўлади.

Блокинг-генератор, бошқа турдаги релаксацион генераторлар, каби уч хил режимларда ишлайди:

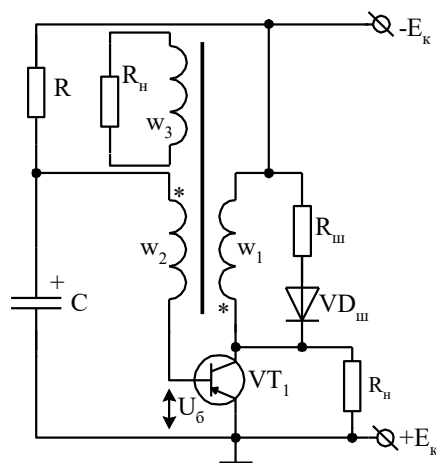
- автотебратгичли;
- кутувчи;
- синхронизациялаш режими.

Блокинг-генераторлар импульс генератори қуввати исса импульсларни шакллантиришда ва элементларни таъминлаш қурилмаларида қылланилади.

Автотебратгичли блокинг-генератор

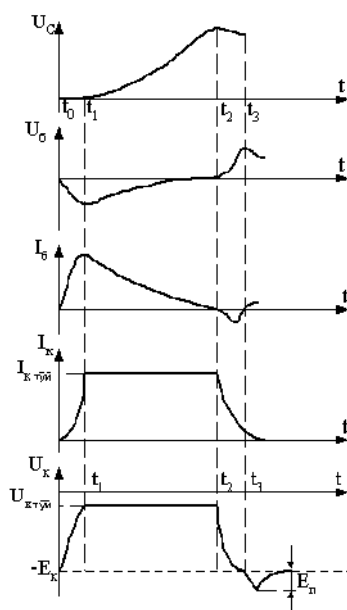
10.9-расмда автотебратгичли блокинг-генератора схемаси келтирилган. У, мусбат тескари алоқали импульсли трансформаторли кучайтиргич бўлиб, Бирламчи w_1 чыл\ам VT1 транзисторини коллектор занжирига, иккиламчи (w_2) чыл\ами эса VT1 транзисторининг база занжирига уланган. Чиқиш кучланишини ошириш мақсадида w_3 учинчи чыл\ам қылланилган.

Генераторда фаза балансини таъминлаш мақсадида бирламчи ва иккиламчи чыл\амлари қарама-қарши уланган.

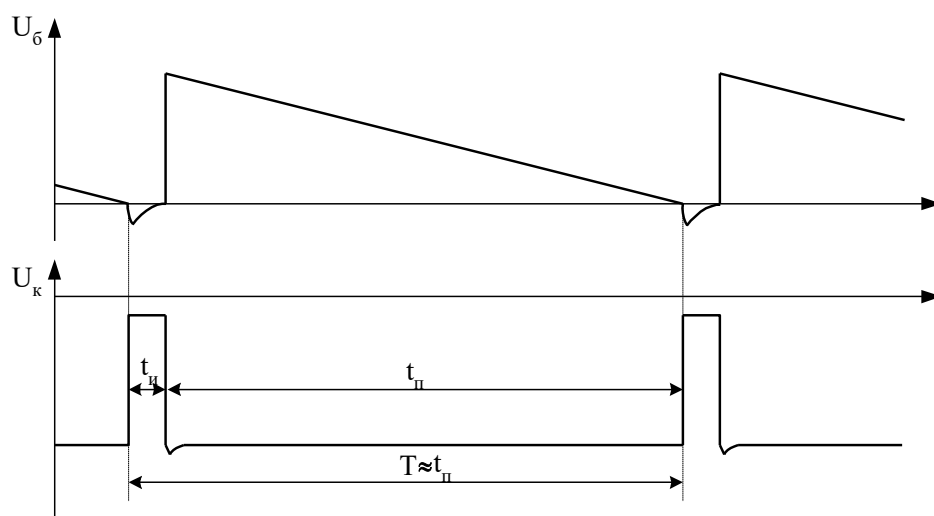


10.9–расм. Автотебратгичли блокинг-генератор схемаси

10.10–расмда автотебратгичли-блокинг-генераторни ишлаш принципнинг осциллограммалари келтирилган.



10.10–расм. Автотебратгичли блокинг-генератор ишлаш осциллограммаси

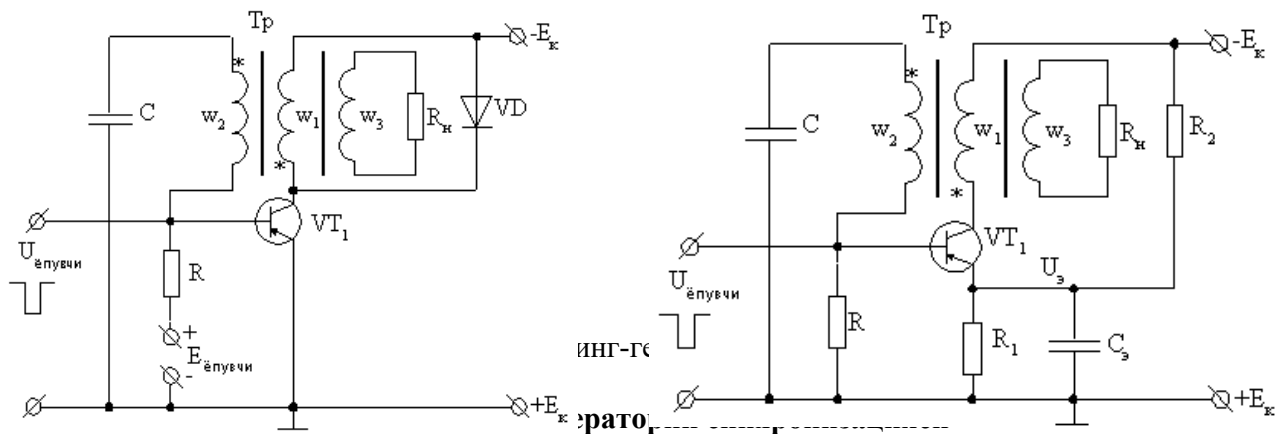


10.11–расм. Автотебратгичли блокинг-генераторни чи=иш осциллограммалари

Кутовчи блокинг-генератор

Ю=орида кыриб чи=илган бло=инг-генератор схемасини кутиш режимига ытказиш учун VT1 транзисторини ёпиш керак, ишга тушириш учун эса базага очувчи кучланиш бериш

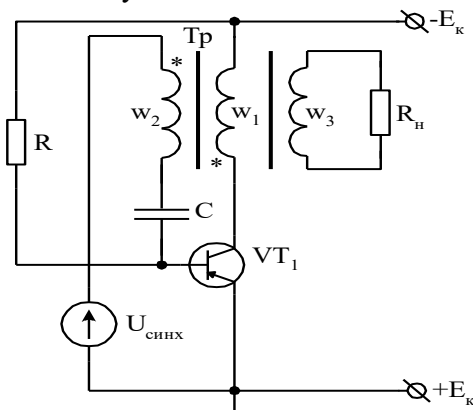
керак. 10.12 а,б-расмларда кутувчи блокинг-генераторларнинг схемалари келтирилган. Хар иккала схемада хам транзистор мусбат кучланиш билан ёпилади. $U_{бэ} = 0,3...0,5B$ ва блокинг-генератор тенг холатли холатда былади. Ва=т белгиловчи конденсатор С разрядланади $U_C = 0$ ёпилишини алохида силжитувчи манба (а схема) ва кучланиш былувчиси (б схема). Мусбат кучланиш, базага эмиттерга нисбатан берилаётган, транзисторни ёпишни таъминлаш лозим.



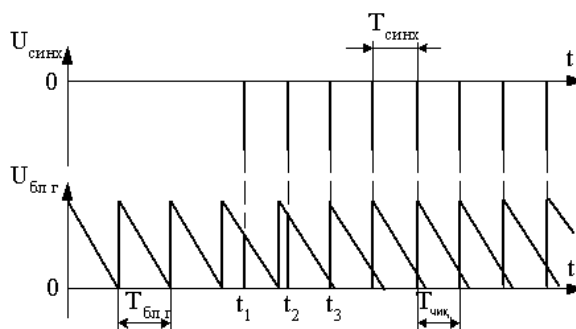
Блокинг-генератор режимини синхронизациялашда, чи=иш импульсини синхронизация частотаси билан генерациялаш, =айсики таш=и ю=ори стабилъ генератордан берилади. Бунинг VT1 транзисторининг базасига даврий синхроимпульслар талаб этилган амплитудада берилади. Ушбу импульслар кетма-кет кетлиги турли (формада) кыринишда былиши мумкин. Лекин оптимал деб, учли импульслар хисобланади. Таш=и генераторнинг синхронизация частотаси блокинг-генераторининг частотасидан катта былиши лозим.

$$f_{синх} > f_{бл.г}.$$

Блокинг-генератор транзистори базасига синхронизация режимда (10.13-расмга =аранг) $U_{синх}$ синхронизация импульси таъсир этаяпди, унинг даври $T_{синх} < T_{бл.г}$, бу ерда $T_{бл.г}$ — блокинг-генераторни хусусий тебранишлар даври (синхронловчи импульс йы=лигида). Синхронловчи автогенераторни уланган моментиди синхронловчи импульс билан, блокинг-генераторнинг ызини импульси ва=тий жойланиши турлича былиши мумкин.



10.13–расм. Синхронлаштирилган блокинг-генератор схемаси



10.14-расм. Синхронлаштирилган блокинг-генератор ишлаш осциллограммаси

Импульсларнинг синхронлаштириш частотаси $f_{синх} = n \cdot f_{бл.г.}$, бу ерда n — берилган бутун сон, частота бўлиниш коэффициенти деб аталиб, блокинг-генератор бўлиши режимида ташқи синхронлаштирилган кучланишни тутиш режими. Масалан: $n=3$, блокинг-генераторни қытариб-ташлаши ҳар бир учинчи синхронлаштирувчи импульсда амалга ошади. 10.14-расмдан кыринадики частотани қаррали бўлиниши U_m синхронлаштирувчи импульс амплитудасига бўлиши. $T_{синх}$, $T_{бл.г.}$, U_m , ларни турли ҳолатларда олиш мумкин.

11- маъруза. Хисоблаш техникасининг элементлари ва қурилмалари

Компьютерлар ва уларнинг структураси.

Микропроцессор катта интеграл схемаларига асосланган компьютерлар инсон фаолиятининг барча соҳаларига, ҳатто маиший ҳаёт билан боғлиқ жараёнларга кириб келди. Масалан: тўлиқ автоматлаштирилган ишлаб чиқариш дастгоҳлари, алоқа тизимлари, радио ва телевидение, авиация ва космонавтика, ҳатто уй рўзғор анжомлари бўлган холодильник, кир ювиш машинаси, кондционер, телевизор, видео ва аудио аппаратлар, электр печлар ва бошқалар. Корхона, ташкилотлар ва фирмалар офислари учун биринчи зарур тизимга айланган компьютерлар энди хонадонларимизда оила аъзоларининг сеvimли хоббисига айланди.

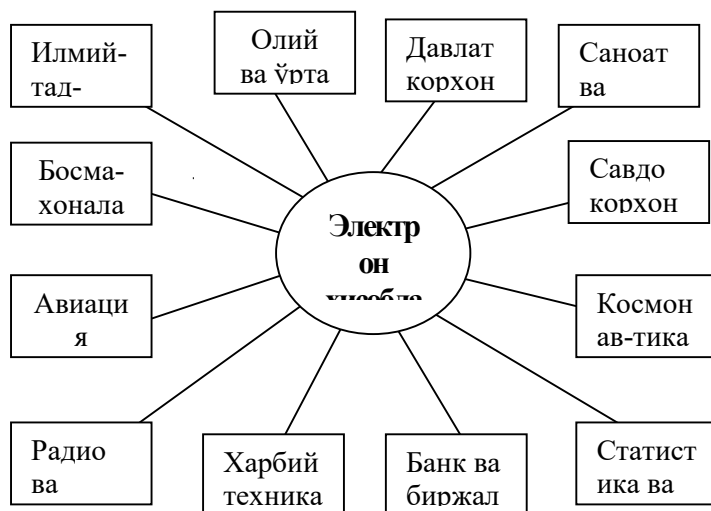
Компьютерларнинг - электрон ҳисоблаш машиналари (ЭХМ)нинг турли структуралари мавжуд бўлиб, уларнинг саноат ва халқ хўжалигининг кўпгина соҳаларида қўлланилишига мисоллар 11.1 - расмда келтирилган.

Компьютерлардан фойдаланувчиларнинг аксарияти учун унинг ички тузилиши ва ишлаш принциплари «қора қутича» каби сирли туюлади.

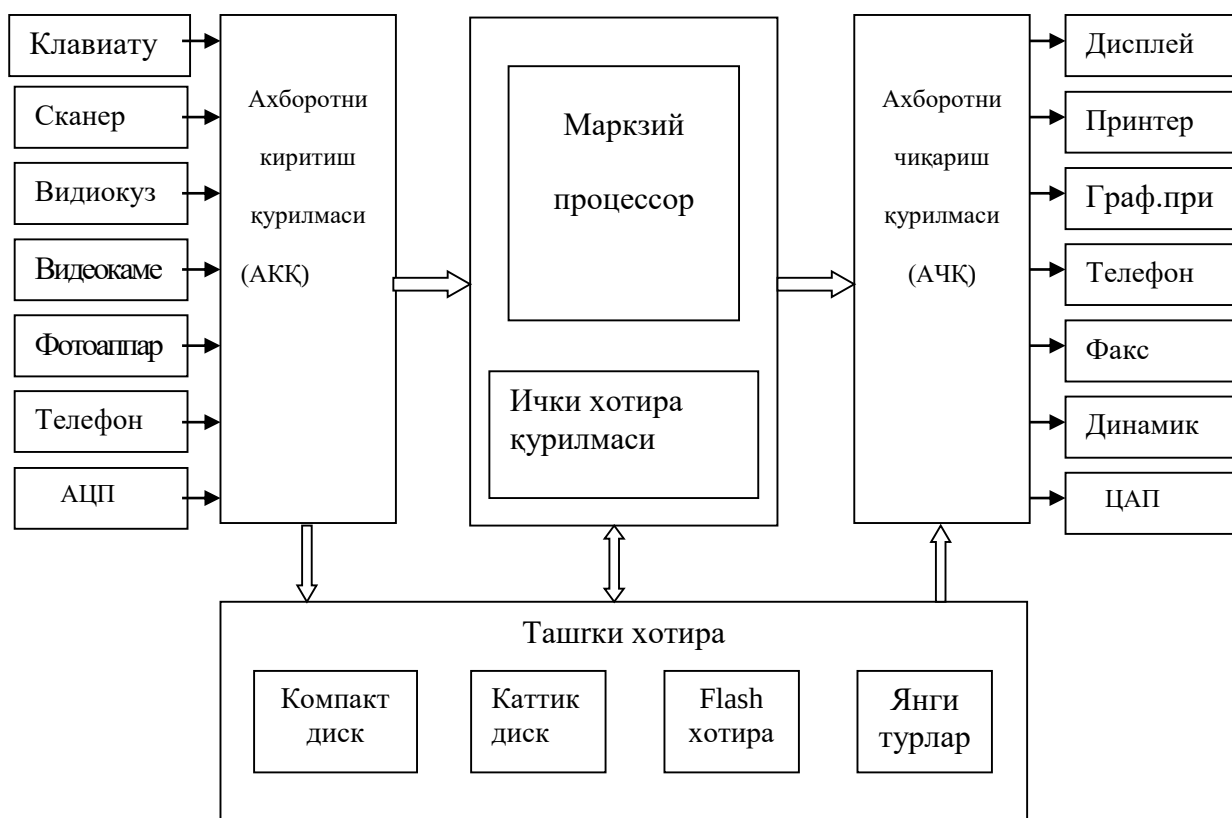
Умуман олганда компьютерлар асосини икки тузувчи: аппарат тизимлари ва дастур таъминоти ташкил этади. Аппарат тизимлари деганда компьютерда жойлашган босма платаларга ўрнатилган катта интеграл схемалар, уларнинг ўзаро боғланиш схемалари, компьютернинг ташқи хотира қурилмалари, дисплей, клавиатура, аудио тизимлар, принтер, сканер, видеокамера ва рақамли фотоаппаратлар ва бошқа бир қатор қурилмаларни боғловчи интерфейслар назарда тутилади. Дастур таъминоти эса ўз ичига система дастурларини, амалий дастурларни, драйвер дастурлари ва х. к. ларни олади. Компьютерлар турли қурилишга эга бўлишига қарамай, структура жихатидан 11.2-расмда келтирилган умумлаштирилган структура схемасига эга бўлиб, улар ўз ичига барча ЭХМлар учун зарур бўлган асосий қисмларни олади.

Замонавий компьютерда конструктив жихатдан система филофида барча асосий қурилмалар ва уларнинг марказий процессор билан боғловчи тизимлар жойлашган.

Марказий процессорнинг тезкорлиги ва ички хотира қурилмасининг ҳажми компьютернинг самарадорлигини белгиловчи асосий курсаткич ҳисобланади. Бу катталиклар билан батафсил танишишга ўқув қўлланманинг кейинги қисмлари бағишланган. Ҳозир эса энг дастлабки маълумотлар бўлган - компьютер ички кодлари, унда қўлланиладиган асосий элементлар, бўғимлар ва қурилмалар билан танишишни бошлаймиз.



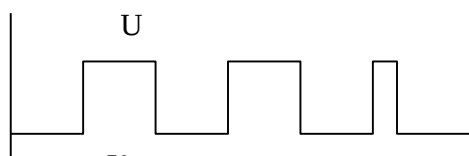
11.1-расм



11.2-рasm. Компьютерларнинг умумлаштирилган структура схемаси.

11.1. Компьютерларнинг ички кодлари.

Компьютерларда ахборот электр кучланишининг икки хил сатхи билан характерланувчи, вақт бўйича турли кенгликка эга бўлган, тўғри бурчакли импульслар сифатида қабул қилинади, сақланади, қайта ишланади ва узатилади.



бу ерда : U – кучланиш;

t - вақт.

Компьютерларда турли алгоритмик тиллар асосида дастурлар тузиш, маълумотлар базалари билан ишлаш, бухгалтерлик ҳисоблари ва бошқа вазифаларни бажарувчи дастурларни яратиш мумкин. Шунга қарамай фақат “Машина тили”да маълумотлар ва командалар системаси компьютер аппарат қисмининг тузилиши ва ишлаш принципини тушуниш имкониятини беради. Машина тилида маълумотлар ва дастур командалари “1” ва “0” рақамлари кетма-кетинлигидан иборат кодлар сифатида қўлланилади. Кўп ҳолларда “1” рақамига импульслар сатхининг юқори қиймати, “0” рақамига эса қуйи қиймати мос келади.



бу ерда: «1» – 2,5 дан 5 вольтгача

0 0 0 1 1 1 1 1 0 1 1 0 0 1 1

«0» – 0 дан 0,4 вольтгача

t

0,4 вольтдан 2,4 вольтгача сатҳга эга бўлган импүүлс сигналлари “нотўғри” ахборотнинг, яъни электр занжирларида носозлик борлигининг белгисидир.

11.2. Компьютерларда қўлланиладиган санок системалари.

Кундалик ҳаётда инсон 0; 1, 2; ... ; 9 рақамлари иштирокидаги сонлардан, яъни **10 лик санок системасининг** рақамлари билан ифодаланган сонлардан фойдаланади.

Рақамларнинг вазни уларнинг сондаги ўрни, яъни позициясига қараб белгиланади. Масалан $xx5$, $x5x$ ва $5xx$ уч хонали сонларнинг биринчисида **беш**, иккинчисида **эллик** ва учинчи сонда **беш юз** қийматларни ифодалайди.

Компьютерларда **Иккилик**, **Саккизлик**, **Ўн олтилик** санок системаларидан фойдаланилади. Иккилик санок системасида фақат “0” ва “1” рақамларидан иборат сонлар иштирок этади. Саккизлик санок системасида 0; 1; 2; ... ; 7 рақамлари, ўн олтилик санок системасига эса 0; 1; 2; ... ; 9; A, B, C, D, E, F рақамлари иштирок этган сонлар киради.

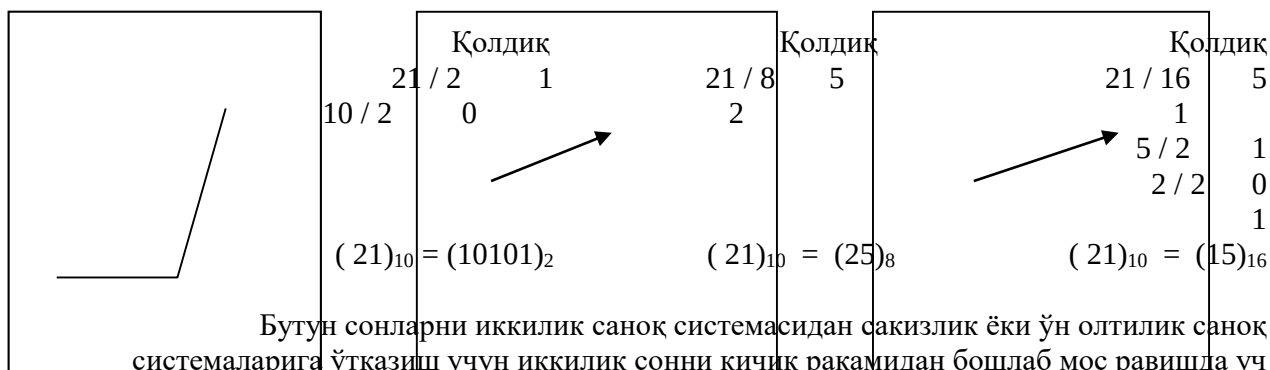
Қуйидаги жадвалда турли санок системаларига мос сонлар келтирилган.

Ўнлик сонлар	Иккилик сонлар	Саккизлик сонлар	Ўн олтилик сонлар
0	0000	0	0
1	0001	1	1
2	0010	2	2
3	0011	3	3
4	0100	4	4
5	0101	5	5
6	0110	6	6
7	0111	7	7
8	1000	10	8
9	1001	11	9
10	1010	12	A
11	1011	13	B
12	1100	14	C
13	1101	15	D
14	1110	16	E
15	1111	17	F
16	10000	20	10

11.3. Бутун сонларни бир санок системасидан бошқасига ўтказиш.

Бутун сонларни ўнлик санок системасидан бошқа санок системасига ўтказиш учун берилган сонни ўтиладиган санок системасининг асосига даврий равишда бўлиш лозим, бўлиш жараёни қолдиқ сонда ва бўлинмада ўтилаётган санок системасига тегишли рақам қолгунча давом эттирилади.

Масалан : Берилган ўнлик сон $(21)_{10}$ ни иккилик, саккизлик ва ўн олтилик санок системаларига ўтказилсин.



учликларнинг хар бир тўплами битта саккизлик рақам билан, тўртликларнинг хар бир тўплами эса битта ўн олтилик рақам билан мос равишда алмаштирилади.

$$\text{Масалан: } \boxed{010} \boxed{101} \quad (10101)_2 = (25)_8$$

$\begin{matrix} 2 & 5 \end{matrix}$

$$\boxed{0001} \boxed{0101} \quad (01101)_2 = (15)_{16}$$

$\begin{matrix} 1 & 5 \end{matrix}$

Саккизлик ва ўн олтилик санок системаларида берилган бутун сонларни иккилик санок системасига ўтказош учун берилган соннинг хар бир рақими мос равишда уч ва тўрт разрядли иккилик сонлар билан алмаштирилади.

$$\text{Масалан: } (46)_8 = (100\ 110)_2, \quad (39)_{16} = (0011\ 1001)_2$$

11.4. Каср сонларни бир санок системасидан бошқасига ўтказиш

Ўнлик касрларни бошқа санок системаларига ўтказишга мисоллар:

	00,750 ↓x 2 11,506 ↓	0,7500,75 x 8 6,00C12,00 ↓x 2 11,00	
	$(0,75)_{10} = (0,11)_2$	$(0,75)_{10} = (0,6)_8$	$(0,75)_{10} = (0,C)_{16}$

Иккилик, саккизлик ва ўн олтилик санок системасларида берилган қаср сонларни

Иккилик, саккизлик ва ўн олтилик санок системаларида берилган каср сонларни

ўнлик санок системасига ўтказиш учун берилган соннинг вергульдан кейинги рақамидан бошлаб хар бир рақамини санок системаси асосининг мос даражасини манфий қийматига кўпайтириб, хосил бўлган кўпайтмалар йиғиндиси олинади. Яъни соннинг вергульдан кейинги рақамини санок системаси асосининг «-1» - даражасига кўпайтирилади, кейинги рақамини санок системаси асосининг «-2» - даражасига кўпайтирилади, навбатдаги рақамини санок системаси асосининг «-3» - даражасига кўпайтирилади ва х.к., сўнгра хосил бўлган кўпайтмалар йиғиндиси хисобланади.

$$(0,1010)_2 = 1 \times 2^{-1} + 0 \times 2^{-2} + 1 \times 2^{-3} + 0 \times 2^{-4} = 0,5 + 0 + 0,125 + 0 = (0,625)_{10}$$

$$(0,24)_8 = 2 \times 8^{-1} + 4 \times 8^{-2} = 0,25 + 0,0625 = (0,3125)_{10}$$

$$(0,C)_{16} = 12 \times 16^{-1} = (0,75)_{10}$$

Иккилик санок системасида берилган каср сонларни саккизлик ва ўн олтилик санок системаларига ўтказиш учун вергульдан кейинги рақамдан бошлаб мос равишда учта ва тўртта разрядли бўлақларга ажратилади. Хар бир бўлақ саккизлик ва ўн олтилик санок системаларининг мос рақамлари билан ўзгартирилади.

Масалан:

$$\begin{matrix} & 6 & 5 & & & & D & 4 \\ 0, & \boxed{110} & \boxed{101} & (0,110\ 101)_2 = (0,65)_{10}; & 0, & \boxed{1101} & \boxed{0100} & (0,1101\ 01)_2 = (0,D4)_{16} \end{matrix}$$

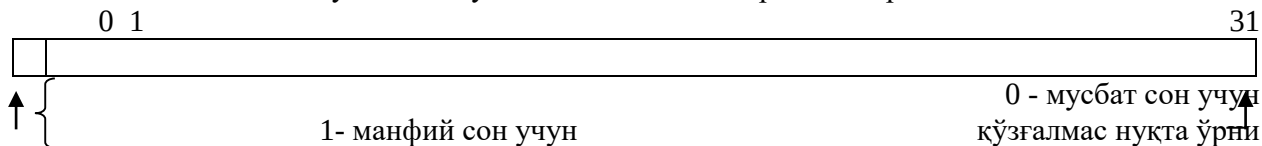
Саккизлик ва ўн олтилик санок системаларида берилган каср сонларни иккилик санок системасига ўтказош учун берилган соннинг хар бир рақими мос равишда уч ва тўрт разрядли иккилик сонлар билан алмаштирилади.

Масалан: $(0,47)_8 = (0,100\ 111)_2$, $(0,2A)_{16} = (0,0010\ 1010)_2$

11.5. Компьютерларда маълумотларни тасвирлаш.

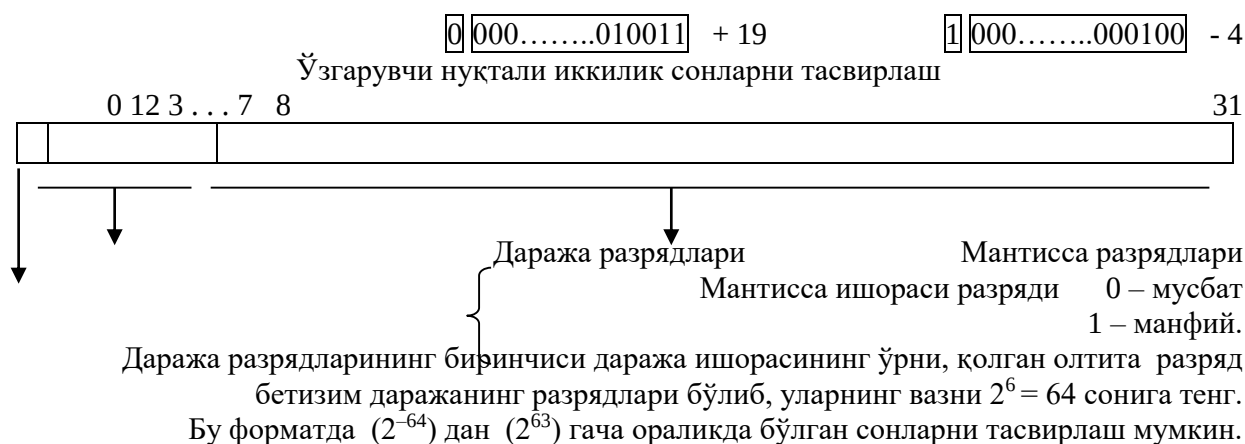
Хисоблаш машиналарида маълумотлар иккилик санок системасида тасвирланади. қуйидаги мисолларда қўзғалмас нуқтали ва ўзгарувчи нуқтали иккилик сонларни форматлари келтирилган:

қўзғалмас нуқтали иккилик сонларни тасвирлаш



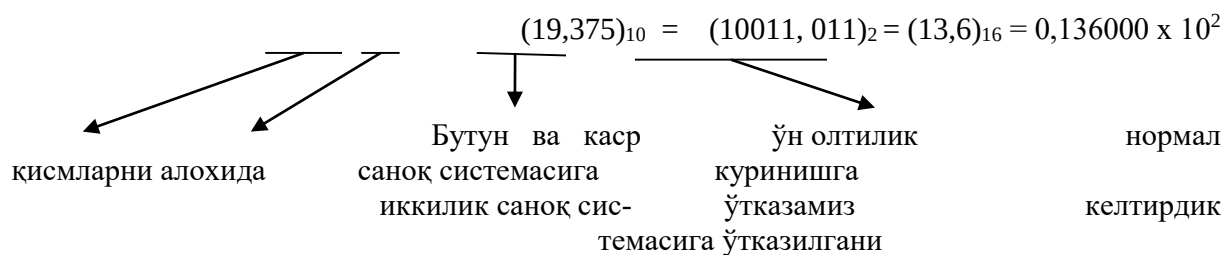
Энг катта сон $0\ 11111\dots 111111$ $2^{31} - 1 = (217483647)_{10}$

Мисоллар:



Даража	Ишора	Даража разрядлари
- 64	0	000000
-63	0	000001
...	...	...
-1	0	111111
0	1	100000
1	1	100001
2	1	100010
...	...	...
63	1	111111

Бутун ва каср қисмларга эга сонни ўзгарувчан нуқтали форматда тасвирлашга мисол :



Мисол: $0\ 0000010\ 0001\ 0011\ 0110\ 0000\ 0000\ 0000$ $0,136000 \times 10^2$

11.6. Иккилик саноқ системасидаги сонларни қўшиш ва айириш

Иккилик саноқ системасидаги сонларни қўшиш ва айириш учун қуйидаги қоидаларга амал қилиш зарур:

Мисол: $1001 + 0011$

9	12
+ 3	
1100	12

$0 + 0 = 0$ $0 - 0 = 0$
 $0 + 1 = 1$ $1 - 0 = 1$
 $1 + 0 = 1$ $1 - 1 = 0$
 $1 + 1 = 10$ $10 - 1 = 1$

↓
Қўшимча разряд ҳосил бўлади.

Айириш амалини айирилувчининг тескари кодини олиш орқали қўшиш амали билан алмаштириш мумкин:

8	1 0 0 0	1 0 0 0	
-	-	+	
<u>3</u>	<u>0 0 1 1</u>	<u>1 1 0 0</u>	(«3» сонининг тескари коди).
5	0 1 0 1	1 0 1 0 0	
		1	
		0 1 0 1	Хосил бўлган ўтиш разряди йиғиндига қўшилади

Айирилувчининг қўшимча кодидан фойдаланиш орқали амал янада тезроқ бажарилади:

8	1 0 0 0	
-	+	
<u>3</u>	<u>1 1 0 1</u>	(«3» сонининг қўшимча коди тескари кодга «1» сонини қўшиш орқали ҳосил қилинади).
5	1 0 1 0 1	

↓
Хосил бўлган ўтиш разряди тушуриб қолдирилади.

Иккилик саноқ системасидаги «0» дан «9» гача бўлган сонлар учун тескари ва қўшимча кодлар жадвали қуйида келтирилган.

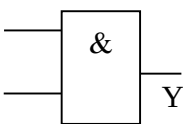
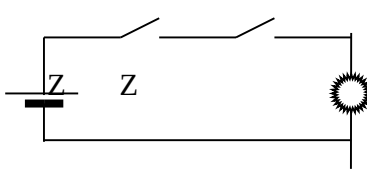
Ўнлик сон	Иккилик сон	Тескари код	Қўшимча код
0	0000	1111	0000
1	0001	1110	1110
2	0010	1101	1101
3	0011	1100	1100
4	0100	1011	1011
5	0101	1010	1010
6	0110	1001	1001
7	0111	1000	1000
8	1000	0111	0111
9	1001	0110	0111

12- маъруза. Мантикий элементлар ва уларнинг ишлаш принциплари**12.1. Асос мантикий элементлари.**

Мантикий элементлар мантикий ифодаларни бажаришга мулжалланган бўлиб, барча арифметик ва мантикий амалларни улар асосидаги қурилмалар ёрдамида амалга оширилади. Қуйидаги расмларда ҳисоблаш машиналарида қўлланиладиган асосий мантикий элементлар ва уларнинг ишлаш принциплари келтирилган.

«ВА» - мантикий қўпайтириш, «Конъюнкция» элементи

Схематик белгиланиши Ишлаш принципи Мантикий қўпайтириш

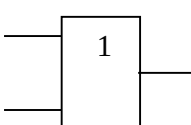
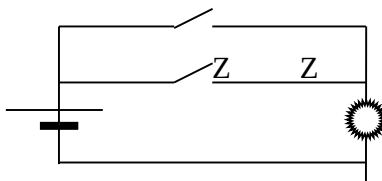
X	Y	Z
X	Y	Z
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

киришларга бир вақтда «1» сигнали берилса (яъни улагичлар бир уланса), Z чиқишда «1» сигнали ҳосил бўлади (яъни лампа ёришади). Киришлардан бирортасига ёки бир вақтда иккаласига «0» сигнали берилса (яъни улагичлардан бири ёки бир вақтда иккаласи уланмаган ҳолда бўлса), чиқишда «0» сигнали ҳосил бўлади (яъни лампа ўчган ҳолда бўлади).

«ВА» элементи мантикий функция сифатида $Z = X \& Y$, ҳамда $Z = X \cdot Y$ ёки $Z = X \wedge Y$ қоринишлардан бирортасиди тасвирланаши мумкин.

«ЁКИ» - мантикий қошиш, «Дизъюнкция» элементи

Схематик белгиланиши Ишлаш принципи Мантикий қўшиш

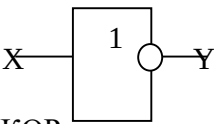
X	Y	Z
X	Y	Z
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

X ва Y киришлар бир вақтда «0» сигнали берилса (яъни улагичлар бир вақтда уланмаган ҳолда бўлса), Z чиқишда «0» сигнали ҳосил бўлади (яъни лампа ўчиқ ҳолда бўлади). Киришлардан бирортасига ёки бир вақтда иккаласига «1» сигнали берилса (яъни улагичлардан бири ёки бир вақтда иккаласи уланса), чиқишда «1» сигнали ҳосил бўлади (яъни лампа ёришади).

«ЁКИ» элементи мантикий функция сифатида $Z = X + Y$ ҳамда $Z = X \vee Y$ қоринишларда тасвирланади.

«ИНКОР» - мантикий инкор қилиш («ЭМАС») элементи

Схематик белгиланиши Мантикий инкор



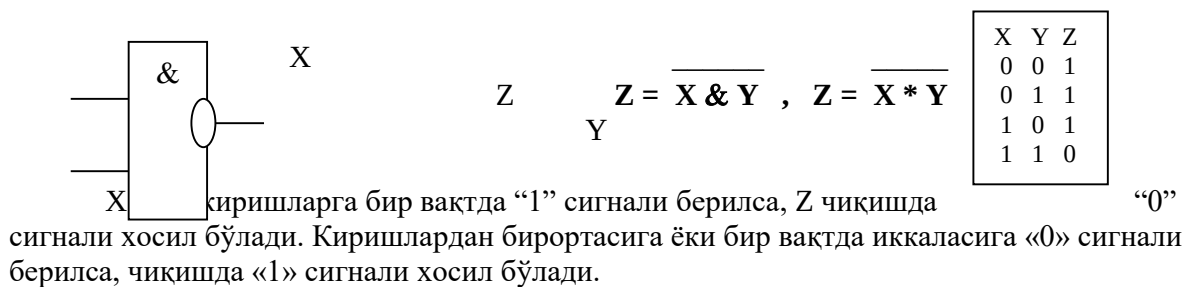
X	Y
0	1
1	0

«ИНКОР» элементининг чиқишидаги сон унинг нисбатан тесқари кодга эга бўлади.

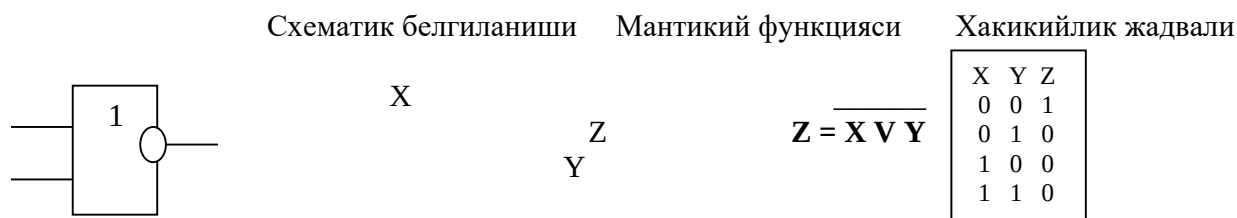
«ИНКОР» элементи мантикий функция сифатида $Y = X$ қўринишда тасвирланади.

«ВА – ИНКОР» - мантикий қўпайтиришнинг инқори элементи

Схематик белгиланиши Мантикий функцияси Ҳақиқийлик жадвали



«ЁКИ - ИНКОР» - мантикий қўшишнинг инкори элементи



12.2. Мантикий элементларни ишлаб чиқариш технологиялари.

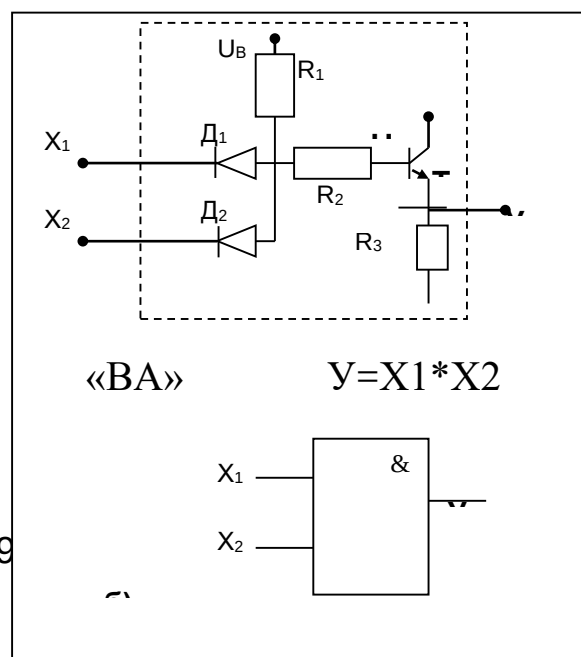
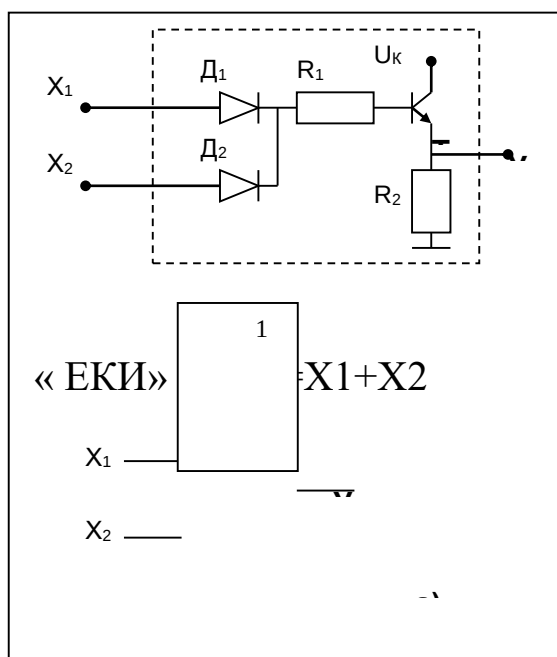
Рақамли ҳисоблаш техникасида асос элементлари бўлиб мантикий «ВА» , «ЁКИ» , «ИНКОР» элементлари хизмат қилади.

Мантикий элементларни ишлаб чиқариш технологияларининг бир қатор турлари мажуд бўлиб, уларнинг ҳар бири ўз ютуқ ва камчиликларига эга.

Масалан: - униполяр транзисторларга асосланган технологиялар (п-МОП, р-МОП, К МОП) - кристалда жойлашган элементлар зичлигини юқорилиги, кам қувват талаблиги, нархининг арзонлиги билан ҳарктерланади, лекин ташқи таъсирларга ўта таъсирчан, нисбатан тезкорлиги паст;

- биполяр технологиядаги (ДТЛ, ТТЛ, ТТЛШ, ЭСЛ, И²Л) элементлар ўта тезкорлиги ва ишончли ишлаши билан ҳарактерланади, лекин элементлар зичлиги кам ва кўп энергия талаб қилинади, тан нархи қиммат;

- интеграл-инжекцион технологиядаги (И²Л) элементлар юқоридаги икки технология орасидаги кўрсаткичларга эга.



«ИНКОР»

а) «ЁКИ» элементи; б) «ВА» элементи; в) «ИНКОР» элементи.

12.1-рasm. Мантикий элементлар:

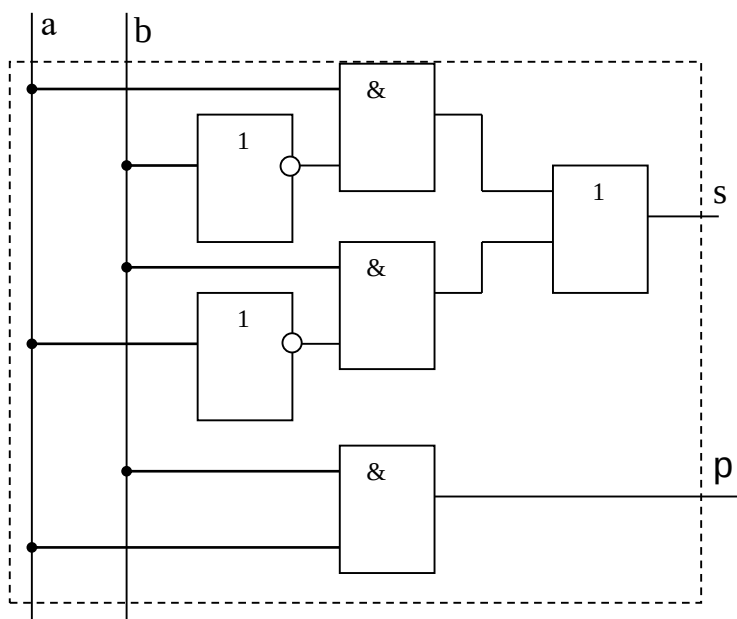
12.3. Мантикий элементлар асосида турли қурилмаларни лойихалаш.

Рақамли ҳисоблаш техникасининг асосий қурилмаларидан бири – **сумматор**дир. Бир разрядли иккилик сонларни қўшиш учун қўлланиладиган “Ярим сумматор” схемасини лойихалаш жараёнини кўриб чиқамиз:

Берилган “а” ҳамда “b” бир разрядли иккилик сонларни қўшиш натижасида “s” - йиғинди разряди ва “p”- ўтиш разряди ҳосил бўлади “а” ва “b” бир разрядли қўшилувчилардан фақат биттаси «1»га тенг бўлса, йиғинди разряди $s = 1$ бўлади ва “а” ва “b” бир вақтда «1»га тенг булгандагина $p = 1$ булади. Шу ҳолатлар учун мантикий функциялар қуйидаги қурилишга эга булади:

$$s = a \oplus b \vee a \& b, \quad p = a \& b$$

Бир разрядли ярим сумматор схемасини шу ифода­ларга мос равишда мантикий элементлар асосида қуриш мумкин.

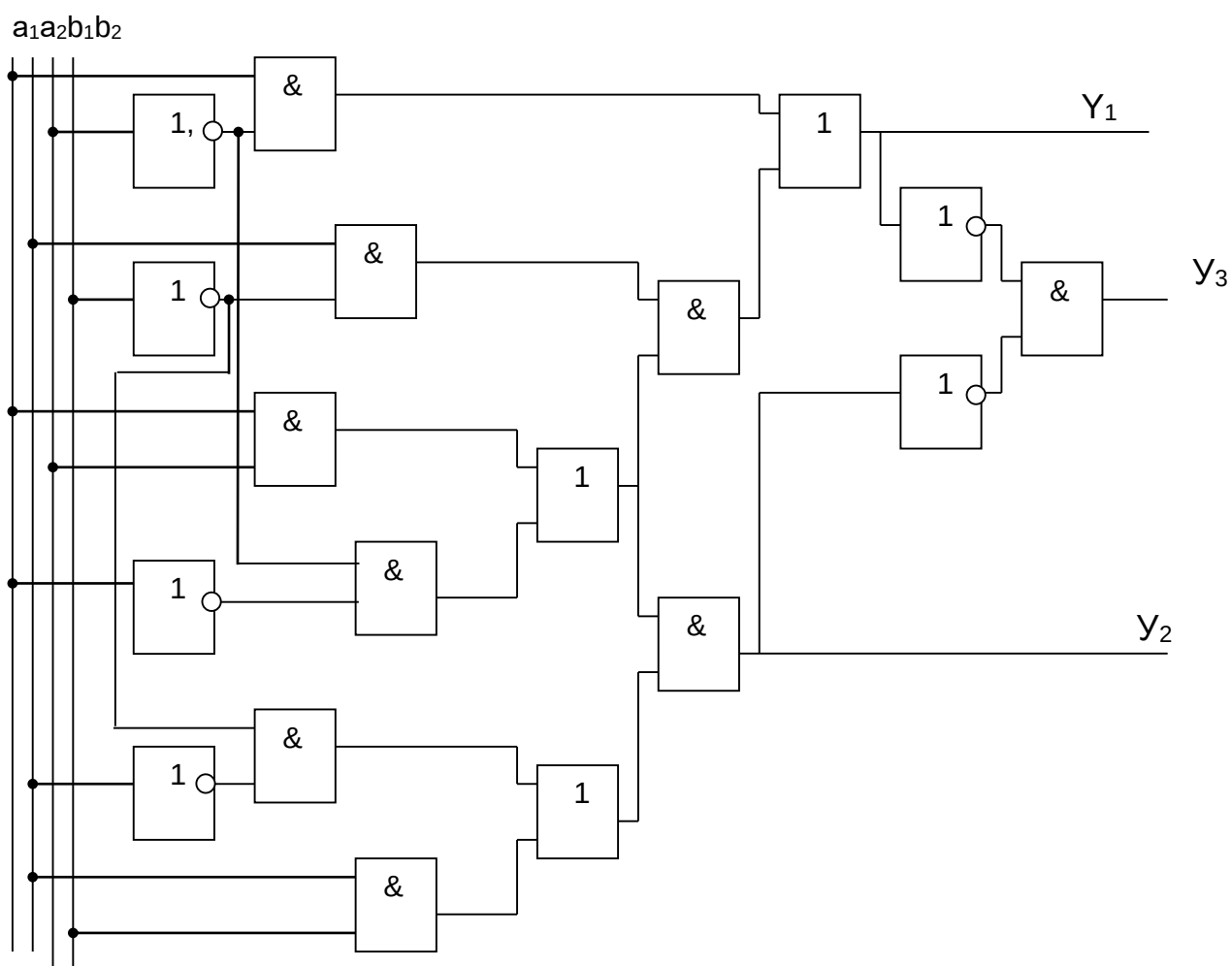
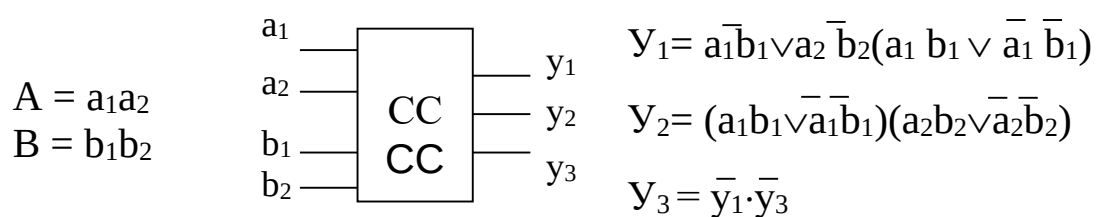


12.2-рasm. Бир разрядли ярим сумматорнинг схемаси.

Иккита 2 разрядли иккилик сонларни солиштириш вазифасини бажарувчи қурилмани яратиш билан боғлиқ масалани кўриб чиқамиз:

$A = a_1a_2$ ва $B = b_1b_2$ – икки разрядли сонлар. Шундай солиштириш схемаси(СС)ни яратиш керакки у 4 та киришга (a_1, a_2, b_1, b_2), ҳамда 3 та чиқишга (Y_1, Y_2, Y_3) эга бўлсин. Бу схеманинг чиқишлари қуйидаги шартларни қаноатлантирсин: $Y_1 = 1$ бўлсин, агар $A > B$ бўлса, $Y_2 = 1$ бўлсин, агар $A = B$ бўлса ва $Y_3 = 1$ бўлсин, агар $A < B$ бўлса.

Бу шартларга мос мантикий функциялар асосида солиштириш схемасини куриш мумкин.

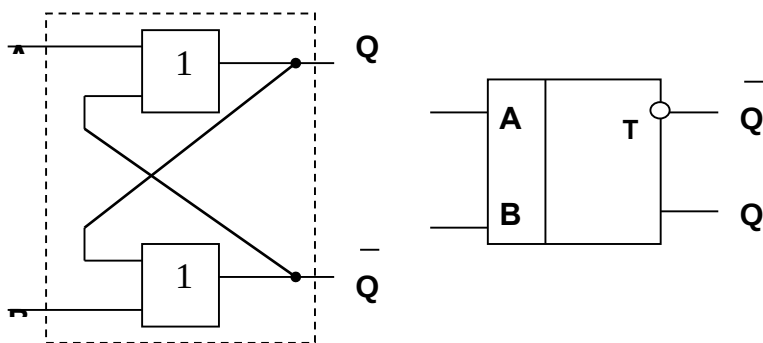


12.3-расм. Иккита икки разрядли иккилик(бинар) сонларни солиштириш схемаси.

13- маъруза. Хотира элементлари – триггерлар.

13.1. Триггерлар ҳақида асосий тушунча.

Иккита «ВА» ёки иккита «ЁКИ» элементларини ўзаро тескари алоқа схемаси бўйича улаш орқали хотира элементи - триггерни ҳосил қилиш мумкин.



13.1-расм. Триггер

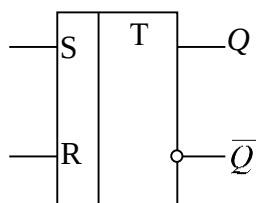
Триггер - бир разрядли иккилик ахборот (“0”ёки“1”)ни сақлайдиган хотира элементи. Мантикий элементлардан фарқли равишда триггер ички ҳолатга - хотирага эга.

Триггерлар иккита чиқишга: 1) Q - тўғри чиқиш. 2) $\bar{Q}$ -инкорли чиқишга эга.

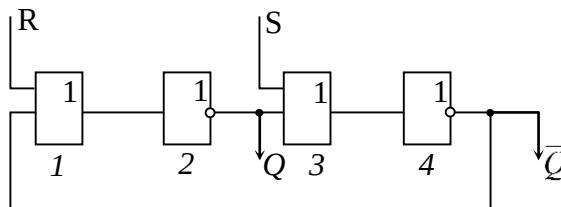
Триггерларнинг «1» ҳолатига тўғри чиқишдаги (Q) сигналнинг юқори ҳолати «1», инкорли чиқишидаги ($\bar{Q}$) сигналнинг паст ҳолати «0» тўғри келади. Триггер қурилмасининг киришлари инфор­мацион ва ёрдамчи (бошқарувчи) киришларга бўлинади. Информацион киришларидаги сигналлар триггер ҳолатини бошқаради, ёрдамчи киришлардаги сигналлар эса триггерни талаб қилинган ҳолатга олдиндан ўрнатиш учун, ҳамда уларни синхросигнал билан таъминлаш учун хизмат қилади. Триггер киришларининг сони унинг структурасига ва бошқариладиган вазифаларига боғлиқ. Триггернинг инфор­мацион киришлари S, R, J, K, D, T символлари орқали белгиланиши қабул қилинган, бошқарувчи киришлар эса C, V символлар билан белгиланади.

Триггернинг схематик белгиси 13.2-расмда кўрсатилган. Бу ерда S, R- инфор­мацион киришларни, Q ва $\bar{Q}$ - чиқишларни белгилайди.

Триггернинг мантикий элементлар асосидаги схемаси 13.3-расмда келтирилган.



13.2-расм.



13.3-расм.

Айтайлик триггер «0» ҳолатда ($Q=0$, $\bar{Q}=1$) ва R, S киришларда ноль сигнали берилган бўлсин. Бунда триггернинг ҳолати ўзгаришсиз қолади. Ҳақиқатдан ҳам $\bar{Q}$ чиқишдаги «1» сигнал биринчи ЁКИ элементининг киришига уланган. Ушбу элемент чиқиши $R=0$ ни эътиборга олган ҳолда «1» сигналга эга бўлади ва иккинчи элемент ИНКОР киришига уланган, натижада бу элементнинг чиқишида ва Q чиқишда аввалгидек «0» сигнал бўлади. Иккинчи ИНКОР элементининг чиқишидан «0» сигнал учинчи элемент ЁКИ киришларидан бирига уланган, унинг иккинчи S киришига «0» сигнал берилади натижада учинчи элемент ЁКИ чиқишида ҳам «0» сигнал ҳосил бўлади. Бу сигнал тўртинчи элемент ИНКОР чиқишида «1» сигнал ҳосил бўлади. Натижада триггернинг «0» ҳолати тасдиқланади ($Q=0$, $\bar{Q}=1$).

13.2. Триггерларнинг синфланиши

Триггерларни информацияни қабул қилиш усули, қурилиш принципи, ҳамда функционал имкониятлари бўйича синфлаш мумкин.

Информацияни қабул қилиши бўйича: асинхрон ва синхрон триггерлар мавжуд. Асинхрон триггерлар информацион киришларида сигналларнинг пайдо бўлиш momentiда ўз реакцияларини кўрсатади. Синхрон триггерлар эса синхрон сигнал кириши C даги бошқарувчи импульс сигнали мавжуд бўлгандагина информацион киришлардаги сигналларга ўз реакцияларини билдирадилар.

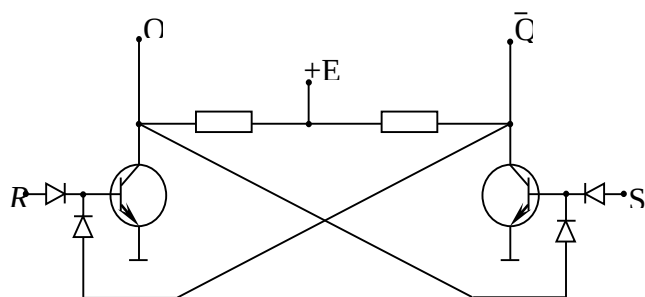
Синхрон триггерлар ўз навбатида C кириш орқали бошқариладиган *статик ва динамик* турларга бўлинади. Статик бошқаришли триггерлар информацион киришлардаги сигналларни C киришига «1» ёки «0» сигналлари берилгандагина қабул қила олади. Динамик бошқаришли триггерлар эса информацион киришлардаги сигналларни C киришдаги сигнал «0» дан «1» га ўзгарганда ёки «1» дан «0» га ўзгарганда қабул қила олади.

Статик триггерлар бир босқичли ва икки босқичли турларга бўлинади. Бир босқичли триггерлар информацияни сақлашнинг бир босқичи, икки босқичли триггерлар эса информацияни сақлашнинг икки босқичи мавжудлиги билан характерланади. Дастлаб информация биринчи босқичга ёзилади, кейин иккинчи босқичга кўчириб ўтказилади ва информация триггер чиқишида пайдо бўлади.

Функционал имкониятларга кўра триггерлар қуйидаги турларга бўлинади:

- «0» ва «1» ҳолатларга алоҳида-алоҳида ўрнатиладиган триггерлар (RS-триггер);
- кириш бўйича информацияни қабул қилувчи триггерлар (D-триггер ёки кечиктириш триггери);
- санокли киришга эга триггерлар (T-триггер);
- J ва K информацион киришли универсал триггерлар (JK-триггер).

Дискрет элементлар асосида қурилган симметрик триггернинг электр схемаси 13.4-расмда келтирилган.



13.4-расм.

$Q(t)=0$ холда: $R=1, S=0$ бўлса $Q(t+1)=0$ бўлади,
 $Q(t)=1$ холда: $R=1, S=0$ бўлса $Q(t+1)=0$ бўлади,
 $Q(t)=0$ холда: $R=0, S=1$ бўлса $Q(t+1)=1$ бўлади.
 $Q(t)=1$ холда: $R=0, S=1$ бўлса $Q(t+1)=t$ бўлади.

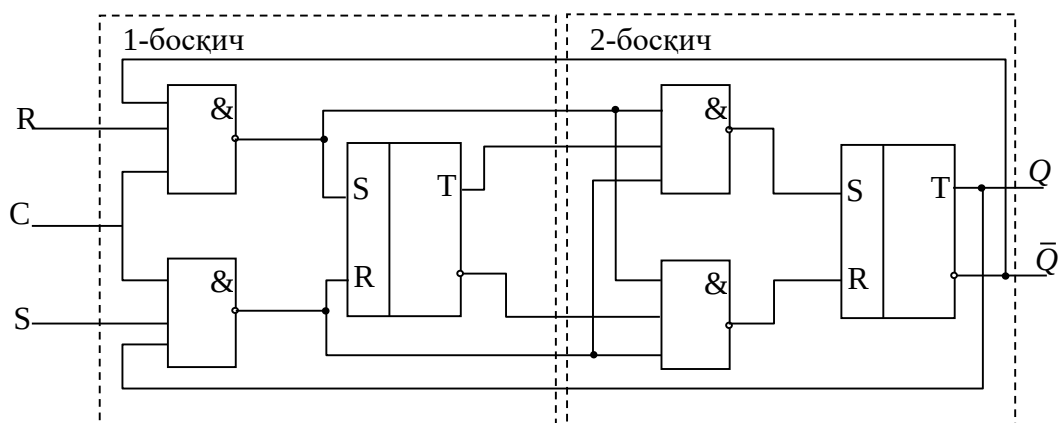
Бу триггернинг ишлаш жадвали қуйидагича:

S	R	$Q(t+1)$
0	0	$Q(t)$
0	1	0
1	0	1
1	1	мумкин эмас

RS-триггерининг қуйидаги турлари мавжуд: асинхрон RS-триггери, тескари киришли асинхрон RS-триггери ва синхрон RS-триггери.

Хисоблаш техникасида кенг қўлланиладиган триггерларнинг ички структураси, схематик белгиси ва ишлаш принципи 1-жадвалда келтирилган.

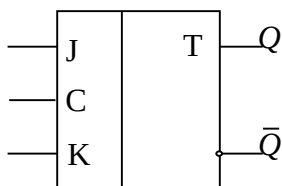
Икки босқичли универсал JK-триггерининг принципиал схемаси 13.5-расмда кўрсатилган.



13.5-расм.

Триггер тури	Ички тузилиши	Схематик белгиси	Ишлаш жадвали																																				
Асинхро н RS- триггери			<table><tr><th>S</th><th>R</th><th>Q(t+1)</th></tr><tr><td>0</td><td>0</td><td>Q(t)</td></tr><tr><td>0</td><td>1</td><td>0</td></tr><tr><td>1</td><td>0</td><td>1</td></tr><tr><td>1</td><td>1</td><td>мумкин эмас</td></tr></table>	S	R	Q(t+1)	0	0	Q(t)	0	1	0	1	0	1	1	1	мумкин эмас																					
S	R	Q(t+1)																																					
0	0	Q(t)																																					
0	1	0																																					
1	0	1																																					
1	1	мумкин эмас																																					
Тескари киришли асинхрон RS- триггери			<table><tr><th>S-bar</th><th>R-bar</th><th>Q(t+1)</th></tr><tr><td>0</td><td>0</td><td>мумкин эмас</td></tr><tr><td>0</td><td>1</td><td>1</td></tr><tr><td>1</td><td>0</td><td>0</td></tr><tr><td>1</td><td>1</td><td>Q(t)</td></tr></table>	S-bar	R-bar	Q(t+1)	0	0	мумкин эмас	0	1	1	1	0	0	1	1	Q(t)																					
S-bar	R-bar	Q(t+1)																																					
0	0	мумкин эмас																																					
0	1	1																																					
1	0	0																																					
1	1	Q(t)																																					
Синхрон RS- триггери			<table><tr><th>C</th><th>R</th><th>S</th><th>Q(t+1)</th></tr><tr><td>0</td><td>0</td><td>0</td><td>Q(t)</td></tr><tr><td>0</td><td>0</td><td>1</td><td>Q(t)</td></tr><tr><td>0</td><td>1</td><td>0</td><td>Q(t)</td></tr><tr><td>0</td><td>1</td><td>1</td><td>Q(t)</td></tr><tr><td>1</td><td>0</td><td>0</td><td>Q(t)</td></tr><tr><td>1</td><td>0</td><td>1</td><td>1</td></tr><tr><td>1</td><td>1</td><td>0</td><td>0</td></tr><tr><td>1</td><td>1</td><td>1</td><td>мумки н эмас</td></tr></table>	C	R	S	Q(t+1)	0	0	0	Q(t)	0	0	1	Q(t)	0	1	0	Q(t)	0	1	1	Q(t)	1	0	0	Q(t)	1	0	1	1	1	1	0	0	1	1	1	мумки н эмас
C	R	S	Q(t+1)																																				
0	0	0	Q(t)																																				
0	0	1	Q(t)																																				
0	1	0	Q(t)																																				
0	1	1	Q(t)																																				
1	0	0	Q(t)																																				
1	0	1	1																																				
1	1	0	0																																				
1	1	1	мумки н эмас																																				
Асинхро н Т- триггери			<table><tr><th>T</th><th>Q(t+1)</th></tr><tr><td>0</td><td>Q(t)</td></tr><tr><td>1</td><td>Q-bar(t)</td></tr></table>	T	Q(t+1)	0	Q(t)	1	Q-bar(t)																														
T	Q(t+1)																																						
0	Q(t)																																						
1	Q-bar(t)																																						
Синхрон Т- триггери			<table><tr><th>T</th><th>C</th><th>Q(t+1)</th></tr><tr><td>0</td><td>0</td><td>Q(t)</td></tr><tr><td>0</td><td>1</td><td>Q(t)</td></tr><tr><td>1</td><td>0</td><td>Q(t)</td></tr><tr><td>1</td><td>1</td><td>Q-bar(t)</td></tr></table>	T	C	Q(t+1)	0	0	Q(t)	0	1	Q(t)	1	0	Q(t)	1	1	Q-bar(t)																					
T	C	Q(t+1)																																					
0	0	Q(t)																																					
0	1	Q(t)																																					
1	0	Q(t)																																					
1	1	Q-bar(t)																																					
Асинхро н D- триггери			<table><tr><th>D</th><th>C</th><th>Q(t+1)</th></tr><tr><td>0</td><td>0</td><td>Q(t)</td></tr><tr><td>0</td><td>1</td><td>0</td></tr><tr><td>1</td><td>0</td><td>Q(t)</td></tr><tr><td>1</td><td>1</td><td>1</td></tr></table>	D	C	Q(t+1)	0	0	Q(t)	0	1	0	1	0	Q(t)	1	1	1																					
D	C	Q(t+1)																																					
0	0	Q(t)																																					
0	1	0																																					
1	0	Q(t)																																					
1	1	1																																					

Универсал JK-триггерида агар $C=1$ бўлса, триггердаги кириш импульслар 1-босқичга қабул қилинади. $C=0$ бўлганда, 2-босқич 1-босқичдаги ҳолатни ўзига қабул қилади. JK-триггерининг схематик кўриниши 13.6-расмда келтирилган.

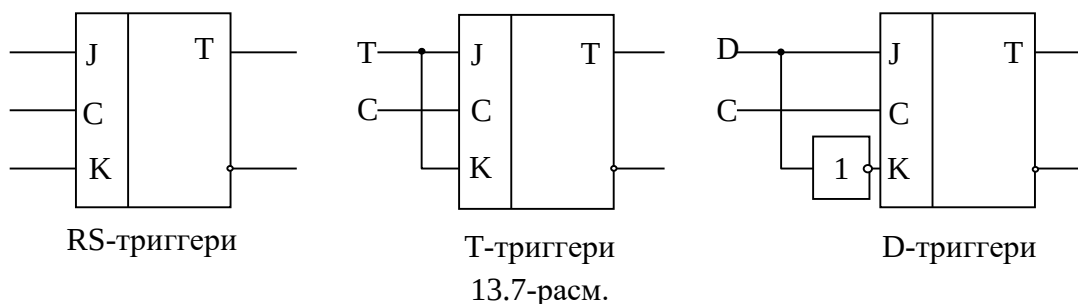


13.6-расм.

JK- универсал триггерининг ишлаш жадвали.

C	0	0	0	0	1	1	1	1
J	0	0	1	1	0	0	1	1
K	0	1	0	1	0	1	0	1
$Q(t+1)$	$Q(t)$	$Q(t)$	$Q(t)$	$Q(t)$	$Q(t)$	0	1	$\neg Q(t)$

JK-универсал триггери асосида бир неча триггерларни ҳосил қилиш мумкин. Қуйида RS, T, D- триггерларини қуриш схемалари келтирилган (13.7-расм).



13.7-расм.

14- маъруза. Рақамли қурилмалар.

14.1. Регистрлар.

Бир нечта триггерларни кетма-кет ёки параллел улаш ва уларнинг киришларини мантикий элементлар билан бошқариш орқали регистрлар ва санах қурилмалари схемасларини ҳосил қилиш мумкин.

Регистр деб – ахборотни қабул қилувчи, сақловчи, мураккаб бўлмаган ўзгартиришлар (чапга ва ўнга суриш)ни амалга оширувчи, ҳамда ахборотни тўғри ва тескари кодларда узатувчи қурилмага айтилади. Регистрлар кетма кет кодларни параллел кодга ва аксинча ўзгартиришда ҳам ишлатилади. Регистрларнинг асосини триггерлар ҳосил қилади ва триггерларни кетма-кет ёки параллел улаш орқали регистр схемаси ҳосил қилинади.

Соннинг ҳар бир разряди регистрнинг разрядига (сақловчи триггерга) мос келади.

Регистрларнинг параллель, кетма-кет принципда ишловчи, ўнга ва чапга сурувчи, ҳамда реверсив турлари мавжуд.

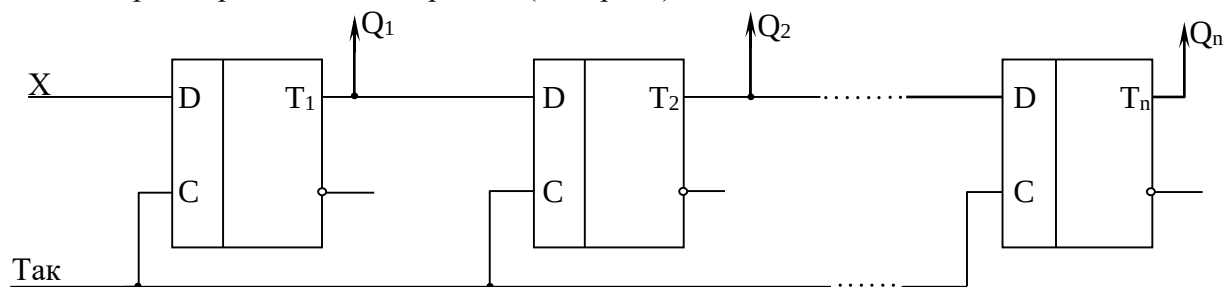
Регистрларда бажариладиган оддий операциялар турларига қараб, регистрлар қуйидаги турларга бўлинади: параллел қабул қилиб параллел узатувчи; кетма кет қабул қилиб кетма-кет узатувчи; кетма-кет қабул қилиб параллел узатувчи; параллел қабул қилиб кетма-кет узатувчи.

14.2. Параллель ва кетма кет принципда ишловчи регистрлар.

Параллель принципда ишловчи регистрларда кодлар параллель ёзилади ва ўқилади, кетма-кет принципда ишловчи регистрларда эса кодлар кетма-кет ёзилади ва ўқилади.

Ўнга ва чапга сурувчи регистрлар кодларни ўнга ва чапга суриш учун хизмат қилади.

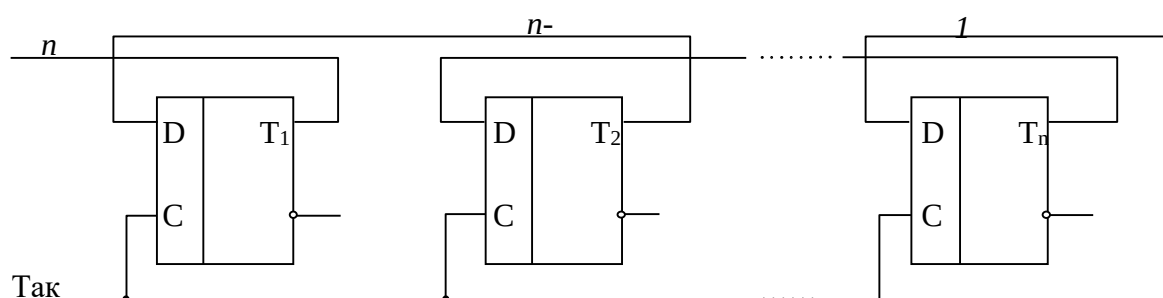
Қуйидаги расмда D-триггер асосида қурилган ўнга сурувчи, кетма-кет принципда ишловчи регистр схемаси келтирилган (14.1-расм).



14.1-расм.

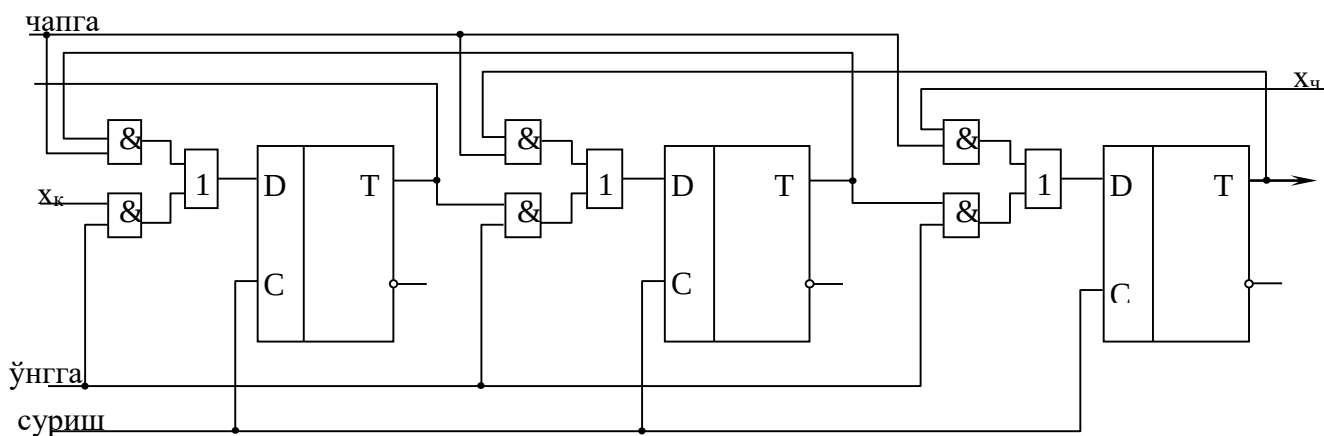
Ҳар бир тактда “X” киришдан иккилик рақамлар кетма-кет кодда киритилади, ва битта разрядга ўнга сурилади.

D-триггери асосидаги чапга сурувчи регистр схемаси 14.2-расмда келтирилган.

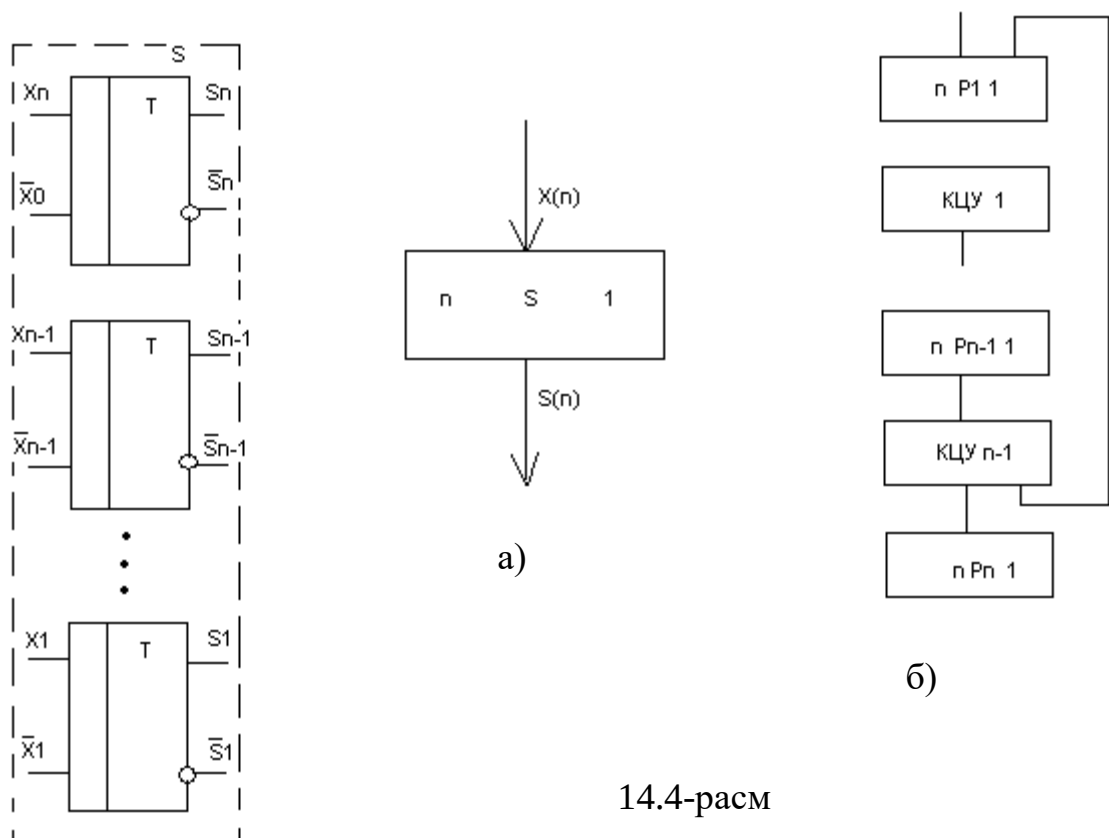


14.2-расм.

Реверсив регистрлар сақланаётган ахборотни ҳам ўнга, ҳам чапга суриш учун хизмат қилади.



14.3-расм. Реверсив регистр.



14.4-расм

14.3. Регистрларни қўлланилиши.

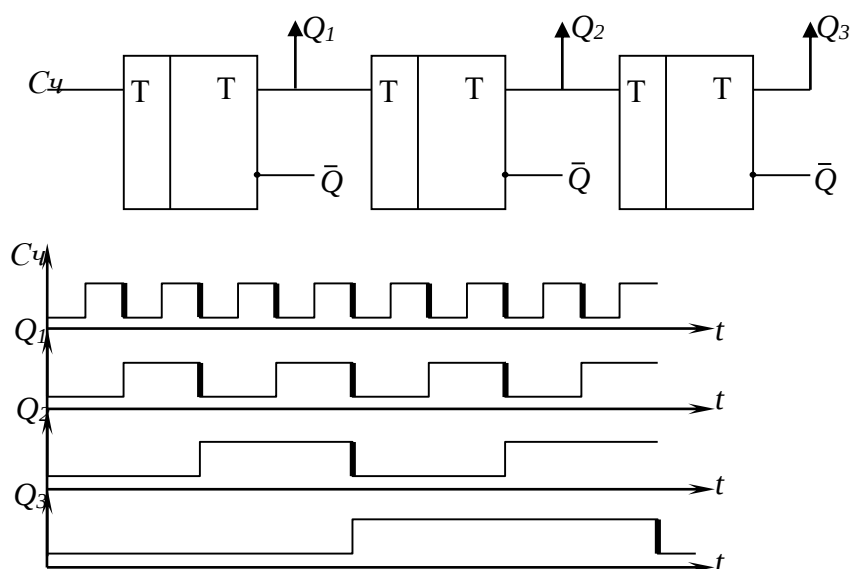
Регистрлар ахборотларни турлича ўзгартирилишларда қўлланилади. Силжиш регистрлари кўпайтириш ва бўлиш схемаларида қўлланилади: сонни чапга ёки ўнгга бир разрядга силжитиш уни иккига кўпайтиришга ёки бўлишга мос келади. Регистрларни ахборот узатишда “n” тактга ушлаб қолиш учун ҳам қўллаш мумкин. Кўп холларда ахборотни бир регистрдан бошқасига узатиш масаласи пайдо бўлади. Бу махсус узатиш микрооперацияси ёрдамида амалга оширилиши мумкин. Иккита регистр бир бири билан уланади. Регистр S дан регистр R гача ахборотни узатиш учун узатиш микрооперацияси кўринишида $R:=S$ ёзиш мумкин.

15- маъруза. Санаш қурилмалари (хисоблагичлар).

15.1. Санаш қурилмаларининг асосий турлари.

Санаш қурилмаси – киришдаги импульслар сонини ҳисоблаш учун хизмат қилади. Ҳар бир импульс санаш қурилмасида сақланаётган сонни биттага ўзгартиради. Улар бажарадиган вазифасига кўра қўшувчи, айирувчи ва реверсив (ҳам қўшувчи, ҳам айирувчи) турларга бўлинади.

Қуйидаги расмда Т-триггер асосида қурилган, кетма-кет боғланишли, қўшувчи санаш қурилмаси схемаси келтирилган (15.1-расм). Киришдаги ҳар бир импульс қурилмадаги сонни биттага оширади.



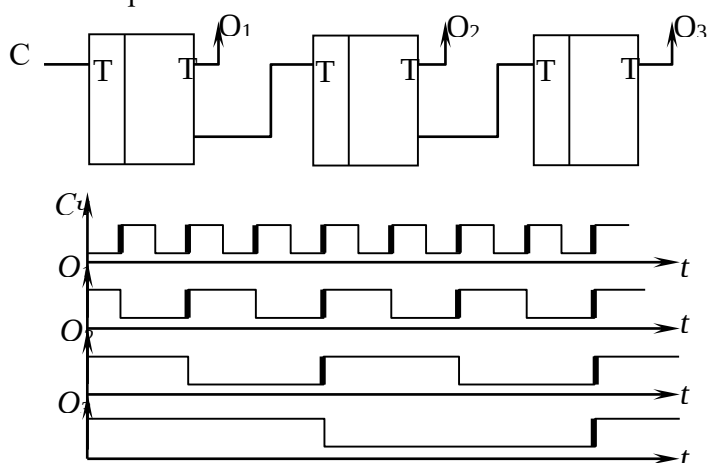
15.1-расм.

Бу қурилма динамик принцида ишлайди, яъни унинг триггерлари киришдаги импульснинг орқа фронти (импульс спади)га мос равишда ўз ҳолатини ўзгартиради.

Қўшувчи санаш қурилмасининг ишлаш жадвали.

№	Q_3	Q_2	Q_1
0	0	0	0
1	0	0	1
2	0	1	0
3	0	1	1
4	1	0	0
5	1	0	1
6	1	1	0
7	1	1	1

Айирувчи санаш қурилмасида киришдаги ҳар бир импульс ундаги сонни битгага камайтиради. 15.2-расмда айирувчи динамик санаш қурилмасининг схемаси ва ишлаш вақт диаграммаси келтирилган.



15.2-расм.

Бу қурилма динамик принцида ишлайди, яъни унинг триггерлари киришдаги импульснинг фронтига мос равишда ўз ҳолатини ўзгартиради.

Айирувчи санаш қурилмасининг ишлаш жадвали қуйидагича.

№	Q ₃	Q ₂	Q ₁
7	1	1	1
6	1	1	0
5	1	0	1
4	1	0	0
3	0	1	1
2	0	1	0
1	0	0	1
0	0	0	0

Санаш қурилмалари киришдаги импульснинг максимал частотаси куйидаги формула

билан аниқланади:

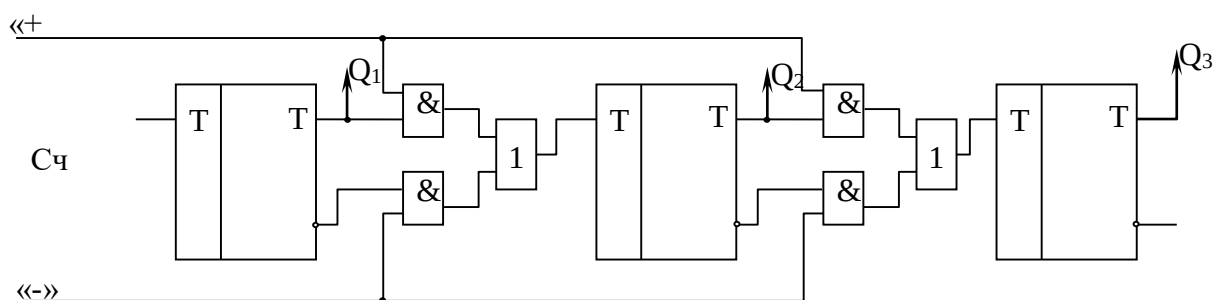
$$\max f = \frac{1}{t_{cx} + nt_T}$$

Бу ерда : Тсх-синхросигнал даври; n – санок триггерлари сони; Тт – санок триггерида ўтиш жараёни вақти

Санаш қурилмасининг асосий кўрсаткичлари санаш коэффициенти билан характерланади: $k_a = 2^n$ - бу ерда n- сановчи триггерларнинг сони.

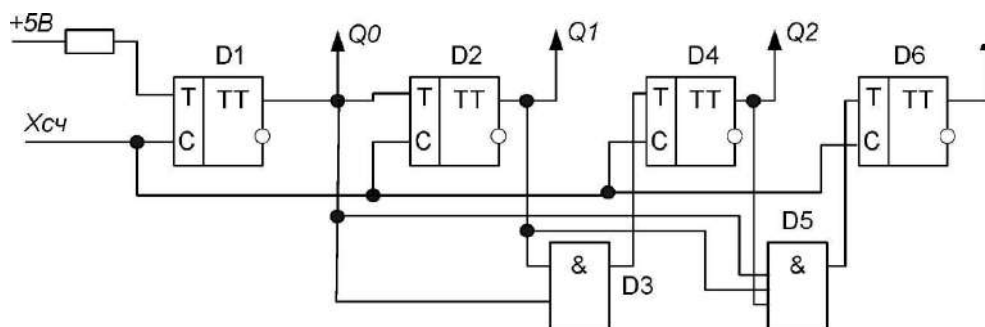
15.2. Санаш қурилмаларининг схемалари.

Реверсив санаш қурилмаси икки ёклама йўналишда санаш имкониятига эга бўлиб, санаш йўналиши учун махсус бошқариш киришлари (“+” ва “-”)га эга.

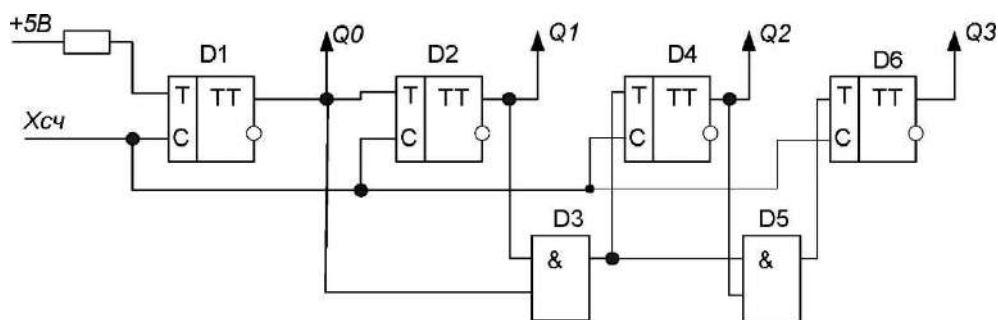


15.3-расм. Реверсив санаш қурилмаси схемаси.

Санаш қурилмаларидан частота бўлгичлари сифатида ҳам фойдаланиш мумкин. Унинг триггерлари чиқишлари киришга нисбатан частотани Q₁ - икки марта, Q₂ - тўрт марта, Q₃ - саккиз марта бўлади.



15.4-расм. T-триггерларда қурилган параллель узатишли санаш қурилмаси.



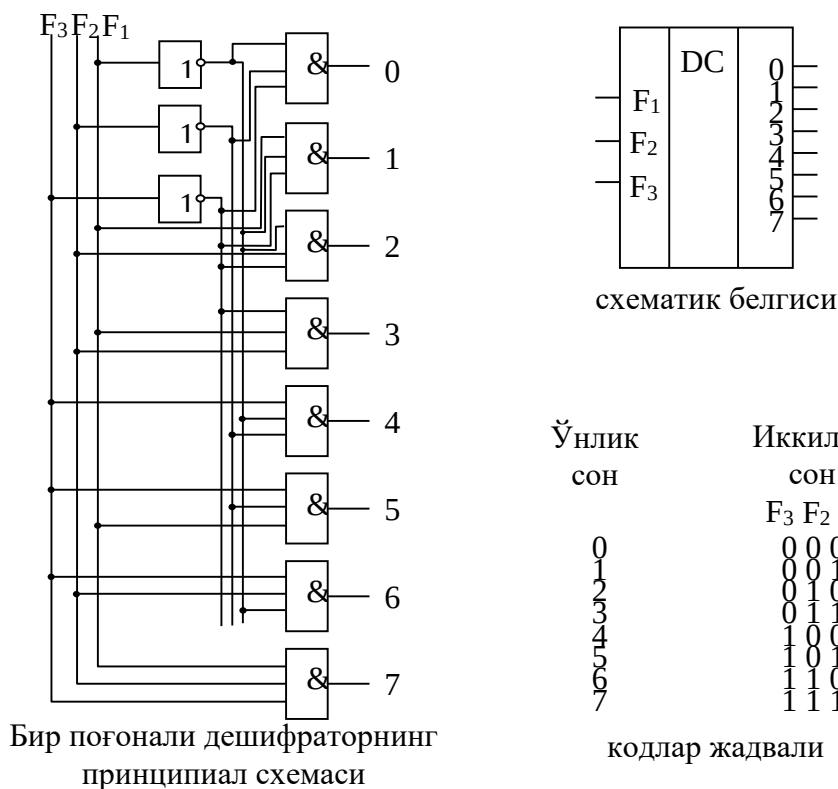
16- маъруза. Камбинацион қурилмалар.

Дешифратор ва шифраторлар.

Дешифраторлар ва шифраторлар рақамли кодларни ўзгартириш учун хизмат қилади.

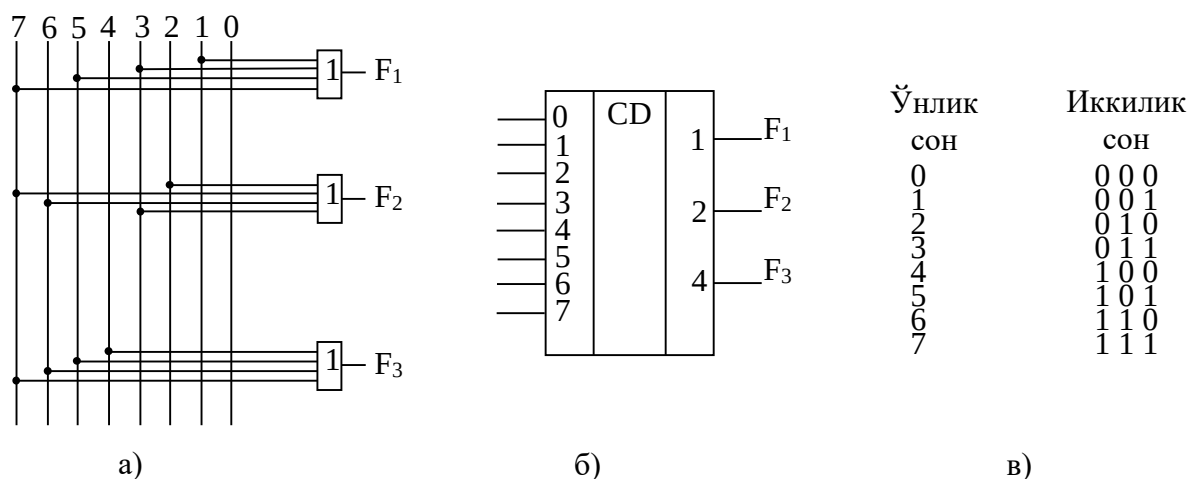
Дешифратор n киришга ва 2^n чиқишга эга бўлган комбинатор қурилма бўлиб, киришдаги ҳар бир код комбинациясига мос равишда чиқишлардан фақат биттасида «1» сигнали ҳосил бўлади.

Дешифраторларнинг бир поғонали ёки параллель (энг тез тури), пирамидал ва кўп поғонали турлари мавжуд.



16.1-расм.

Шифратор – дешифраторга нисбатан тескари функцияни бажариш учун хизмат қилади, яни ҳар бир актив киришга шифратор чиқишида мос код ҳосил қилинади.

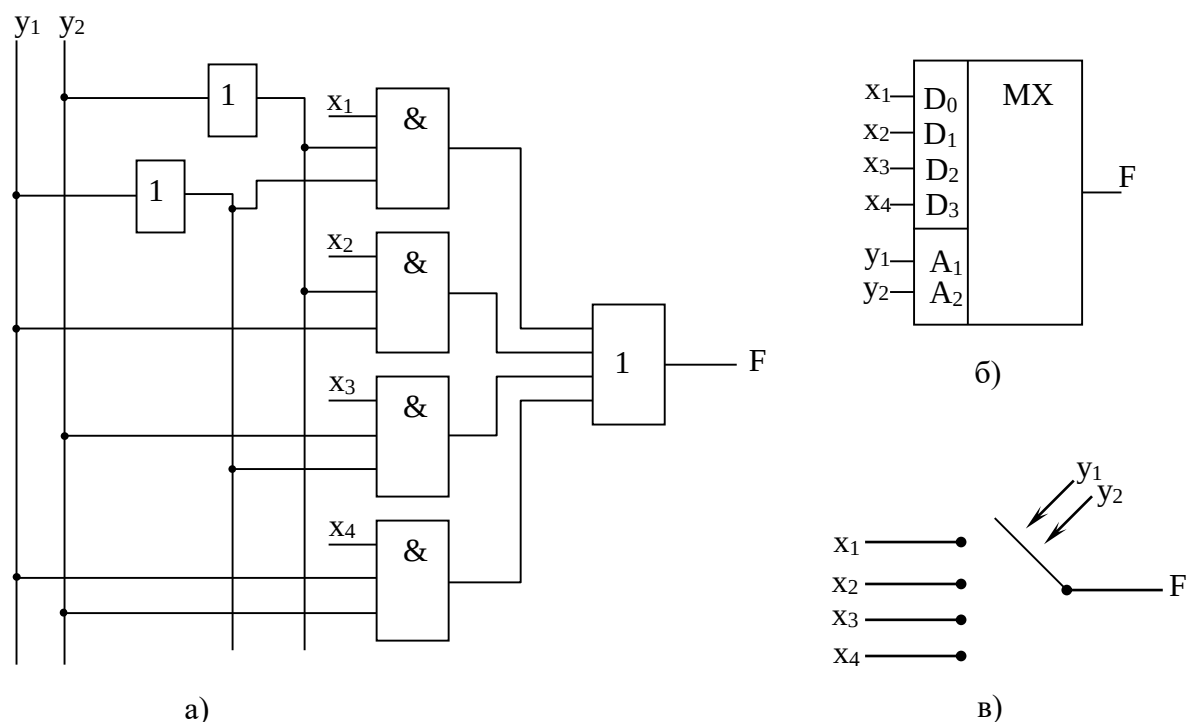


16.2-рasm. Шифратор а) принципиал схемаси, б) схематик белгиси, в) кодлар жадвали.

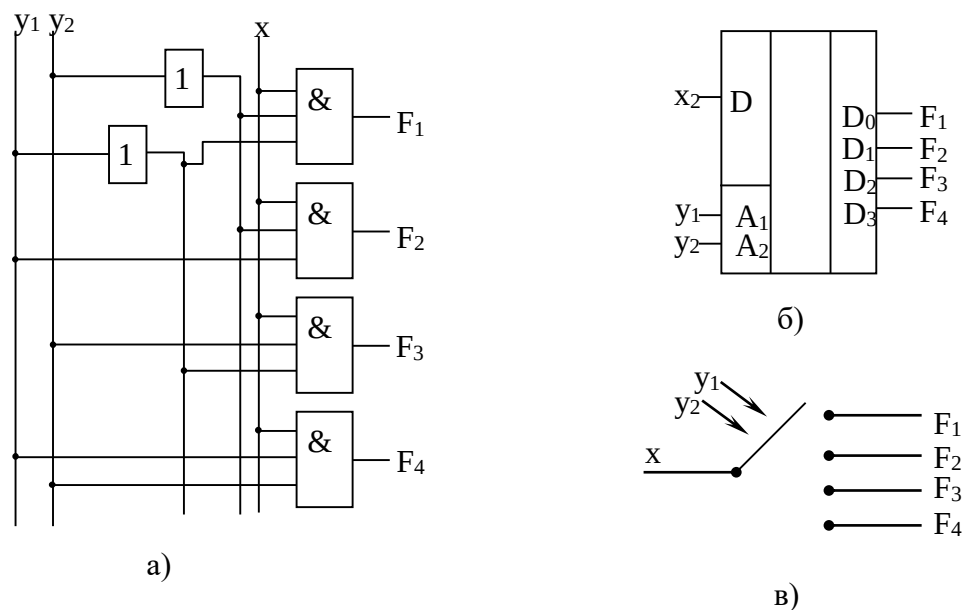
Шифраторнинг қўлланишига мисол сифатида клавиатурадаги маълумотларни киритиш жараёнини олиш мумкин. Ҳар бир босилган клавиша учун шифратор мос иккилик коди ҳосил қилади.

16.2. Мультиплексор ва демультиплексорлар.

Мультиплексор- бошқариш сигналлари (y_1, y_2)га мос равишда кириш сигналлари (x_1, x_2, x_3, x_4) дан бирини чиқиш (F)га улаш учун хизмат қилади (16.3-рasm).



16.3-рasm. Мультиплексор. а) принципиал схема, б) схематик белгиси, в) ишлаш принципи.
Демультиплексор – бошқариш сигналлари (y_1, y_2)га мос равишда киришдаги сигнал (x) ни чиқишлардан бири (F_1, F_2, F_3, F_4)га улайш учун хизмат қилади (16.4-рasm).



16.4-расм. Демультимплексор: а) принципиал схема, б) схематик белгиси, в) ишлаш принципи.

Мультимплексор ва демультимплексорларни рақамли камутаторлар ёки маълумотлар селектори деб ҳам аташ мумкин.

Хар қандай ЭХМ ёки системага хос бўлган энг асосий қисмлар арифметик ва мантикий операцияларни бажарувчи қурилма, бошқариш қурилмаси, хотира қурилмаси ва киритиш-чиқариш қурилмалари - сумматорлар, регистрлар, санаш қурилмалари, триггерлар, дешифратор ва шифраторлар, мультимплексор ва демультимплексорлар ва мантикий элементлар асосида қурилган бошқа схемалардан иборат бўлади.

14. ХОРИЖИЙ МАНБАЛАР

1. Угрюмов Е.П. Цифровая Схемотехника и микропроцессорные средства (учебное пособие для вузов), -СПб.: БХВ-Санкт-Петербург, 2001. – 258с.
2. Якубовский С.В. Цифровые и аналоговые ИМС М.: Радио и связь, 1990, -255 с.
- Преснухин Л.Н. Расчет элементов цифровых устройств М.: Выс. шк. 1991, -384 с.
3. Гильмор Ч. Введение в микропроцессорную технику. Пер. с англ. -М.: Мир. 1984.
4. Под ред. Преснухина Л.Н. Микропроцессоры. 1-3 томы. –Минск: Выс.шк. 1987.
5. Хвощ С.Т., Варлинский Н.Н., Попов Е.А. Микропроцессоры и микроЭВМ в системах автоматического управления. Справочник. –Ленинград. «Машиностроение» Ленинградское отделение. 1987.
6. Левенталь Л. Введение в микропроцессоры: программное обеспечение, аппаратные средства, программирование. Пер. с англ. -М.: 2003.
7. Советов Б.Я. и др. Применение микропроцессорных средств в системах передачи информации. Учеб. пособие для вузов по спец. АСУ. -М.: Высш. шк. 1987.
8. Хусаинов Р.З., Садов В.Б., Тагиров Д.Н., Бунаков А.А. Программирование микроконтроллеров ATmega8535. Методические указания к выполнению лабораторных работ. – Челябинск. Изд-во ЮУрГУ. 2007.
9. Евстифеев, А.В. Микроконтроллеры AVR семейства Mega: руководство пользователя. – М.: издательский дом «ДОДЭКА-XXI». 2007.
10. Трамперт В. AVR-RISC микроконтроллеры: архитектура, аппаратные ресурсы, система команд, программирование, применение. Пер. с нем. В.П. Репало и др. – Киев: К-Пресс. 2006.
11. Нортон Д. Микроконтроллеры AVR: ввод. курс. Пер. с англ. –М.: ДОДЭКА-21. 2006.
12. Шпак Ю.А., Программирование на языке С для AVR и PIC микроконтроллеров. -К.: МК-Пресс. 2006.
13. Гитис Э.И., Пискулов Е.А. Аналого-цифровые преобразователи. М.: Энергоиздат, 1991, - 214 с.
14. Б. А. Калабеков «Цифровые устройства и микропроцессорные системы». 2001г. – 348с.
15. Горбунов В.Л. Справочное пособие по микропроцессорам. -М.: Энергия 1988.
16. Белов А.В. Самоучитель разработчика устройств на микроконтроллерах AVR. – СПб.: Наука и Техника. 2008.
17. <http://rtuis.dore.ru/scripts/info/p/31>;
18. www.electronic.ru
19. <http://www.zdo.vstu.edu.ru/html/course.html>.
20. <http://www.microchip.ru>
21. www.Library.by/shpargalka/contents/tec.htm