

**ЎЗБЕКИСТОН РЕСПУБЛИКАСИ ОЛИЙ ВА ЎРТА МАХСУС ТАЪЛИМ ВАЗИРЛИГИ
НИЗОМИЙ НОМИДАГИ ТОШКЕНТ ДАВЛАТ ПЕДАГОГИКА УНИВЕРСИТЕТИ**

Ш.А.ШАРИПОВ, Ю.К.ЖЎРАЕВ

САНОАТ ЭЛЕКТРОНИКА АСОСЛАРИ

Олий таълим муассаси, 5140900 – Касб таълими (5520600 – Машинасозлик технологияси, машинасозлик ишлаб чиқариш жиҳозлари ва уларни автоматлаштириш) бакалаврият таълим йўналиши бўйича таҳсил олаётган талабалар учун

ў қ у в қ ў л л а н м а

Тошкент-2009

Ш26 Саноат электроника асослари: Олий таълим муассасаси, 5140900–Касб таълими (5520600– Машинасозлик технологияси, машинасозлик ишлаб чиқариш жиҳозлари ва уларни автоматлаштириш) бакалаврият таълим йўналиши бўйича таҳсил олаётган талабалар учун Ўқув қўл. / Ш.А.Шарипов, Ю.К.Жўраев; ЎзР ОУМТВ, Низомий номидаги Тошк. Давлат педагогика ун-ти. –Т.: ТДПУ нашриёти, 2009. 216-б.

И. Жўраев Ю.К.

ТАҚРИЗЧИЛАР:

Н.Ш.Турдиев – Ўзбекистонда хизмат кўрсатган халқ таълими ходими, физика-математика фанлари номзоди, доцент
И.А.Усмонов – Ишлаб чиқариш асослари кафедраси доценти, техника фанлари номзоди

Ушбу ўқув қўлланма 5140900–Касб таълими (5520600 – Машинасозлик технологияси, машинасозлик ишлаб чиқариш жиҳозлари ва уларни автоматлаштириш) бакалаврият таълим йўналиши бўйича таҳсил олаётган талабалар учун мўлжалланган. Унда чиқиқли электр занжир элементлари, дискрет ярим ўтказгичли асбоблар, интеграл микросхемалар, фотозлектрик ва оптоэлектрон асбобларнинг физик хусусиятлари ҳамда электрон тўғирлагичлар ва стабилизаторлар, кучайтиргичлар, генераторлар, электрон ўлчов асбоблари, саноат электрон қурилмаларининг тузилиши ва ишлаш принципларини ўрганишга қаратилган.

Қўлланмадан шу соҳада фаолият олиб бораётган ўқитувчилар, номутахассис олий ўқув юрти талабалари, ўқув усталари ва ишлаб чиқаришда ишчи ходимларни касбга қайта тайёрлашда ҳам фойдаланишлари мумкин.

Мазкур қўлланмага нашриётларда нашр қилиш учун ЎзР ВМ томонидан лицензия берилган (№1505-гувоҳнома) ва ЎзР ОУМТВ 2008 йил 28 февралдаги 51 буйруғига асосан 5140900–Касб таълими бакалаврият таълим йўналиши талабалари (ўқувчилари) учун тавсия қилинган.

№342-2878/2009

Alisher Navoiy nomidagi
O'zbekiston Milliy kutubxonasi

ББК 43.4-05я73

КИРИШ

«Саноат электроника асослари» фани техник электрониканинг бир йўналиши бўлиб, у электрон асбоблар ва қурилмаларнинг саноатни ҳар хил жабҳаларида қўлланилади, яъни ишлаб чиқаришни назорат қилиш, ўлчаш, бошқариш ва шу каби бошқа ишларни бажариш учун хизмат қилади.

Техник электроникани ҳамма йўналишларининг асосида чизикли электр занжир элементлари, электровакуум ва ярим ўтказгичли асбоблар қўлланилади, улардан кучайтиргичлар, генераторлар, тўғирлагичлар, мантикий элементлар ҳар хил автоматлар йиғилади. Улар ҳар қандай мураккаб қурилмаларнинг қисмларини ташкил қилиб бир тизим бўлиб ишлайдилар.

Саноат электроникани уч қисмга бўлиш мумкин: Ахборот электроника (технология), энергетик электроника ва электрон технология.

1. **Ахборот электроника** – ўлчаш техникаси ва электрон автоматикалар ахборот технологиянинг асосини ташкил қилади, уларга қабул қилувчи, ишлов берувчи, узатувчи, хотирада сақлаш ва ундан фойдаланиш, ҳар хил техномантикий жараёнлар ва бошқариш қурилмалари киради.

2. **Энергетик электроника.** Бу йўналишга ўрта ва катта қувватли электр энергияни бир турдан иккинчи турга айлантириш, шу билан бирга тўғирлагичлар, инверторлар, катта қувватли частота ўзгартиргичлар ва бошқа электрон қурилмалар киради.

3. **Электрон технология.** Ҳар хил тўлқин узунликка эга бўлган электромагнит тўлқинларни, техномантикий жараёнда (масалан: юқори частота ёрдамида эритиш, қиздириш, ультратовуш ёрдамида кесиш, пайвандлаш ва ҳоказо) қўллаш киради.

Электрон қурилмаларни кенг қўлланишига асосий сабаблар, унинг юқори сезгирлиги, катта тезкорлиги ва универсаллигидир.

XIX асрнинг охири XX асрнинг бошларида инсоният фаолиятининг ҳар хил жабҳаларида электр энергия кенг қўлланила бошланди, натижада электроника йўналиши вужудга келиб, механик ўлчов, назорат ва бошқарув қурилмалар ўрнига, тезкор, аниқ, сезгир электрон қурилмалар яратила бошланди. Чунки электрон қурилмаларсиз ишлаб чиқаришнинг самарадорлиги сифатини ошириш мумкин эмас эди. Бундан ташқари саноатни ривожда турли хил ахборотларни узоқ масофага бир зумда ўтказиш-узатиш талаб этилади.

Электрониканинг оёққа туриши ва янада ривожланишига радио кашф қилиниши сабаб бўлди.

1904 йилда инглиз олими Я.Флеминг томонидан электровакуум электрон лампа–диодни ихтиро қилиниши. 1907 йилда эса Америка Қўшма штатларида Ли Форест томонидан уч электродли электрон лампа–триодни ихтиро этилиши электрон детектор, кучайтиргич генераторларни ясаш имконини яратди. Бундай ҳол радиотехника оламини эскин ривожланишга олиб келади.

1920–30 йилларга келиб эса ҳар турли электровакуум асбоблари яратилиши радиоалоқа, радиолокация, ўлчаш ва ҳисоблаш техникаларининг кенг қамровли ривожланишига замин яратилди.

Электрониканинг ривожи унинг мураккаблигининг ошиши билан белгиланади. Ҳозирги кунда электрониканинг ривожланиши шуни кўрсатадики, ҳар беш йилда электрон қурилмаларнинг мураккаблиги 10 марта ортмоқда.

1930-40 йилларга келиб электрон қурилмаларда (ҳисоблаш машиналарида) 1000 тагача электрон лампалар ишлатилар эди. Бу лампаларнинг ишлаш вақти 500 соатни ташкил қилади. Шу сабабли бундай электрон қурилманинг ишончли ишлаши фақатгина 15 минутни ташкил қилиб, шу билан бирга уларнинг ҳажми, массаси ва электр энергиянинг истеъмоли ҳам жуда катта бўлади.

Электрон лампанинг юқорида кўрсатилган камчиликлари сабабли олимлар бошқа тизимда ишлайдиган электрон асбоб яратишга мажбур бўлдилар ва 1948 йилда Америка Қўшма штатлар олимлари Д.Бардин, У.Браттейн, У.Шокллар германий ярим ўтказгичи асосида ярим ўтказгичли транзисторни ихтиро қилдилар. Бу ихтиро учун улар Нобель мукофотиغا сазовор бўлдилар.

Ярим ўтказгичли қурилманинг ишлаш вақти ўта юқори, ишончлилиги, ҳажми ва массаси кичиклиги билан электрон лампадан кескин фарқланади. Шу сабабли электрон қурилмалар: ҳисоблаш техникасида, автоматикада энергетикада, радиоалоқада кескин ўз ўрнини эгаллади.

Илмий–техника ривожланишининг, кўрсаткичи юқорида айтганимиздек, электрон қурилмаларнинг янада мураккаблашувига олиб келди. Шу сабабли дискрет элементлардан мураккаб схемалар йиғилишига ҳажмининг, массасининг катталаниши, ишончлилиги ва тежамкорлигининг кичиклиги йўл қўймади.

Бундай муаммони хал қилиш жараёнида интеграл микроэлектроника йўналиши шаклланди. Микроэлектроника йўналишининг туғилиши 1940 йилда Англияда юпқа плёнкали радиоэлементлар яратилиши сабаб бўлди.

Биринчи интеграл схема 1958 йил АҚШ да бир вақтда алоҳида Д.Килби ва Р.Нойсонлар томонидан кашф этилди ва 1962 йилда эса саноат кўринишида ишлаб чиқилди. Бу эса ярим ўтказгичли интеграл микросхеманинг ривожига пойдевор бўлди.

Микроэлектрониканинг асосий вазифаларидан бири радиоэлементларнинг (резистор, диод, транзисторлар) ҳажмини, ўлчамини ихчамлаштириш ва уларни битта асосга жойлаштириш йўлларини, усулларини ишлаб чиқишдан иборат. Бундай тизим микросхеманинг функционал имкониятларини, ишонччилигини, тезкорлигини оширади, ҳажмини, массасини энергия истеъмолини ва таннархини кичрайтиради.

Шу сабабли 80 йилларда катта интеграл схема (КИС) ва ўта катта интеграл схема (ЎКИС)лар яратилди. КИС ва ЎКИС асосида микропроцессорлар, микро ЭҲМлар яратилди.

Ҳозирги кунда бир монокристалда 1 миллиардгача радиоэлементлар жойлаштирилади. Интеграл микросхемалар ҳар хил турларда ишлаб чиқарилади, уларнинг ҳар бири ўзининг функционал тизимига эгадир.

1. БОБ. ЭЛЕКТРОН ЗАНЖИРЛАРНИНГ АСОСИЙ ЭЛЕМЕНТЛАРИ

Ҳар қандай радиоэлектрон қурилма қанчалик содда ёки мураккаб схемали бўлмасин, у маълум бир аниқ элементлардан ташкил топади. Улар жумласига қаршиликлар, конденсаторлар, индуктив ғалтаклар, диодлар, транзисторлар, интеграл микросхемалар, электр энергияси манбалари ва ҳ.клар киради. Маълум бир асосда йиғилган бундай элементлардан ташкил топган тизим радиоэлектрон занжир деб юритилади.

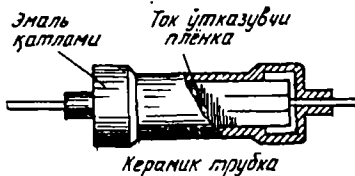
Занжир элементларини шартли равишда 2 турга актив ва passив элементларга ажратиш мумкин. Актив элементнинг асосий хусусияти унда ток билан кучланишнинг боғланиши иккинчи ва учинчи даражали тенгламалар билан ифодаланишидир (масалан диод, биполяр ва униполяр транзисторлар ва бошқлар мисол бўлади). Passив элементлар кучланиш билан тенг боғлиқлиги биринчи даражали тенглама билан ифодаланади (масалан резистор, конденсатор ва ғалтаклар passив элемент ҳисобланади). Занжирларни ҳисоблашда бу элементлар идеал ҳолда кўрилади. Бундай элементларда бирор бир хусусият бошқа хусусиятларига нисбатан анча юқори бўлиши кўзда тутилади. Масалан, индуктив ғалтак ўзининг қаршилигига ва ўрамларо сифимига эга. Лекин радиоэлектрон занжирда ғалтакнинг индуктивлик хусусияти бошқа хусусиятларига нисбатан юқори бўлганлигидан айнан шу хусусияти ҳисобга олиниб ишлатилади.

1.1. Электр қаршилик. Резистор

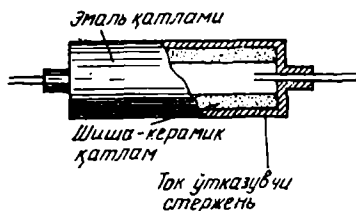
Резистор—инглизча *resisto* сўзидан олилган бўлиб, қаршилик кўрсатаман маъносини англатади. Бу элемент радиоэлектрон занжирга уланганда электр энергиясини иссиқлик, механик ёки ёруғлик энергиясига айлантиради. Кўпгина адабиётларда актив қаршиликлар резистор деб аталади. Резисторлар ясалган материалга қараб симли ва симсиз бўлади. Қаршилиги ташқи сабабларга қараб кескин ўзгарадиган резисторлар алоҳида гуруҳларга ажратилади. Буларга ҳарорат ўзгаришларига сезгир бўлганлари-термисторлар, ёруғликка сезгирлари-фоторезисторлар, потенциаллар фарқига сезгирлари-варисторлар деб аталади.

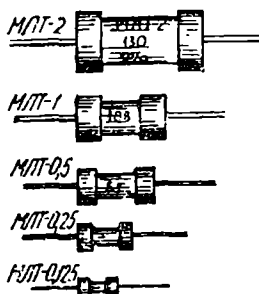
Радиоэлектрон қурилмаларда қаршилиги 10 Ом дан то 10 МОм гача, сочиш қуввати эса 0,125 Вт дан бир неча ўн ваттгача бўлган резисторлар қўлланилади.

*Металл оксид қопламали ва
углеродли қопламали резисторлар*



*Ҳажмий композицион
резистор*





1.1-расм. Ўзгармас қаршиликлар.

Интеграл микросхемалар қўлланилиши натижасида резисторлар ихчамлаштирилиб, сочиш қуввати 0,01, 0,025 ва 0,05 Вт бўлганлари ишлаб чиқарила бошланди. Номинал сочиш қуввати дейилганда резистор орқали ток ўтказилганда ўз қаршилигини ўзгартирмай сақланган ҳолда сарфланадиган қувват тушунилади. Электрон қурилмага танланадиган резисторларнинг сочиш қуввати ўзгармас ток занжирларида, одатда, 30-40% юқори, импульс режимида эса, бир неча баробар кичик қилиб олинади.

Қаршиликнинг ҳарорат коэффициенти (ҚҲК) дейилганда ҳарорат 1°C га ўзгарганда унинг қаршилиги қанчага ўзгаришини кўрсатадиган катталиги тушунилади. ҚҲК мусбат ишорали ҳамда манфий ишорали бўлиши мумкин.

Резисторлар, шунингдек, маълум индуктивлик ва сиғимга эга. Унинг қиймати резистор конструкциясига боғлиқ бўлиб, симли резисторларда катта, симсиз резисторларда кичик бўлади. Шу сабабли симли резисторлар юқори частотали занжирларда деярли ишлатилмайди.

Барча резисторлар ишлатилиш турига кўра ўзгармас, ўзгарувчан ва созловчи турларга ажратилади. Симли резисторлар солиштирма қаршилиги катта бўлган қотишмадан ясалган ўтказгичдан тайёрланади. Симсиз резисторда ток ўтказувчи элемент сифатида таркибида углерод ёки металл заррачалари бўлган композицион қотишма ишлатилади. Қотишма плёнка ёки сержень шаклида ясалади (1.1-расм).

Резисторлар ҳажми кичиклашганлиги сабабли ҳозирги кунда чиқарилаётганлари қуйидагича маркланади. Қаршилик миқдори ҳарфлар билан белгиланиб, Е-Омларни, К-килоомларни, М-мегаомларни билдиради. Масалан, 31 Ом ни 31Е деб, 27 кОм-27 К, 12 МОм-12М деб белгиланади. Қаршилиги 100 дан 910 Ом гача бўлган резисторларни килоОм бўлақларида ифодалаш қабул қилинган. Масалан, 150 Ом-0,15 кОм деб ёзилади. Агар қаршилик миқдори ундан бир бўлақларида кўрсатилган бўлса, вергул ўрнига ҳарф қўйиб ёзилади. Масалан: 4,7 кОм-4К7, 3,3 МОм-3М3 ва ҳ.к. Резисторларнинг номинал қиймати унда ёзиб кўрсатилган қийматидан бироз четга чиқиши мумкин. Бу четга чиқиш фоизларда ифодаланиб, номинал қийматидан сўнг ҳарфли кодда ёзилади. Масалан, четга чиқиш $\pm 0,1\%$ бўлса Ж ҳарфи, $\pm 0,2\%$ -У, $\pm 0,5\%$ -Д, $\pm 1\%$ -Р, $\pm 2\%$ -Л, $\pm 5\%$ -Н, $\pm 10\%$ -С, $\pm 20\%$ -В, $\pm 30\%$ -Ф ҳарфи билан белгиланади. У ҳолда 3,3 МОм $\pm 10\%$ ли резистор 3М3С деб ёзилади.

Ҳозирги кунда электрон қурилмаларнинг ҳажми кичиклашиб бориши баробарида, қурилмаларда ишлатиладиган элементларнинг ҳам ҳажми кичик бўлиши талаб этилмоқда. Бу эса ўз навбатида резисторларнинг ҳам кичиклашишига сабаб бўлди. Ҳажми кичик резисторларда юқорида кўрсатилган резистор номинал қийматларини ўқиш қийин. Шунинг учун кичик резисторлар номинал қийматларини ўқишда рангли чизиқ белгилардан фойдаланилмоқда.

-20% ли аниқликдаги резисторлар учун уч рангли чизиқ;

-10% ва 5% ли аниқликка эга бўлган резисторларга тўрт;

-юқори аниқликдаги резисторларга 5 ёки 6 рангли чизиқдан фойдаланилади.

Дастлаб иккита рангли чизиқ бирлик номинал белгисини кўрсатади. 3 ва 4 рангли чизиқ эса ўнли кўпайтмани кўрсатади, яъни ўнли даражасини. Агар ранглар тўртта чизиқдан иборат бўлса, тўртинчи чизиқ резисторнинг аниқлигини кўрсатади. Агар рангли чизиқ бешта бўлса, учинчиси қаршилик белгисини, тўртинчиси ўнли кўпайтма, бешинчиси эса аниқлигини ифодалайди. Агар олтинчи рангли чизиқ бўлса, у қаршиликнинг ҳарорат коэффициентини билдиради. Қуйида резисторларнинг рангли чизиқларда белгиланиш жадвалини келтираемиз:

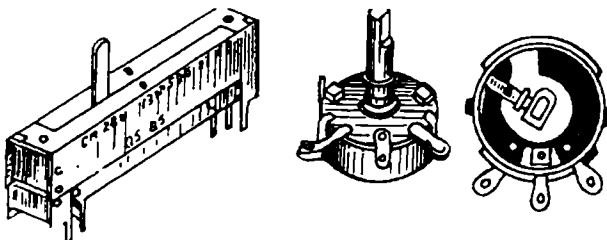
Ранг	Рақам	Ўнлик кўпайтмаси	% ҳисобида аниқлиги	ҚҲК °С
Кумуш ранг	—	$1 \cdot 10^{-2} = "0,01"$	10	-
Тилла ранг	—	$1 \cdot 10^{-1} = "0,1"$	5	-
Қора ранг	0	$1 \cdot 10^0 = 1$	-	-
Жигар ранг	1	$1 \cdot 10^1 = "10"$	1	100
Қизил ранг	2	$1 \cdot 10^2 = "100"$	2	50
Зарғалдоқ	3	$1 \cdot 10^3 = "1.000"$	-	15
Сариқ ранг	4	$1 \cdot 10^4 = "10.000"$	-	25
Яшил ранг	5	$1 \cdot 10^5 = "100.000"$	0,5	-
Кўк ранг	6	$1 \cdot 10^6 = "1.000.000"$	0,25	10
Сиеҳранг	7	$1 \cdot 10^7 = "10.000.000"$	0,01	5
Кулранг	8	$1 \cdot 10^8 = "100.000.000"$	-	-
Оқ ранг	9	$1 \cdot 10^9 = "1000.000.000"$	-	1

Мисол учун тўрт чизиқли жигарранг, қора, қизил, тилларанг резистор бўлсин. Бунда дастлабки иккита чизиқ ўн, учинчиси 100, тўртинчиси беш фоизли аниқликни беради. Унда резисторнинг ўқиши қуйидагича бўлади: $10 \cdot 1000\text{Ом} = 1\text{кОм}, \pm 5\%$.

Резистор симметрик элемент бўлгани учун рангли чизиқларни қайси томонидан ўқиш керак деган савол туғилади. 5 ва 10% 4 чизиқли оддий резисторларда бу саволнинг ечими осон. Бунда кумушранг ва тилла рангли чизиқлар резисторнинг охирида жойлашган.

Баъзи бир доимий резисторларнинг белгиланишини келтириб ўтаемиз: УЛМ-кичик ўлчамли, углеродли, лакланган; МЛТ-металлаштирилган ёки металл плёнкали, лакланган, иссиқликка чидамли С2-И-металл плёнкали; С5-22-иссиқликка чидамли, микроиклимли доимий қаршилиқ деган маъноларни англатади.

Ўзгарувчан резисторларнинг ташқи кўриниши 1.2-расмда келтирилган.



1.2- расм. Ўзгарувчан қаршилиқлар.

1.2. Электр сиғим. Конденсатор

Сиғим-ўзида электр энергиясини тўплаш хусусиятига эга бўлган элемент. Сиғимдан ўтувчи ток ва унга қўйилган кучланиш қуйидагича боғланган:

$$I = C \frac{dU}{dt}$$

Бу ерда $C = q/U$ электр сиғими деб юритилади; q -заряд миқдори (Кл). U - кучланиш (В). Агар ток сиғим орқали t_2-t_1 вақт оралиғида оқётган бўлса t_2 моментдаги кучланиш

$$U(t_2) = U(t_1) + \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} I \cdot dt$$

бўлади.

Оний қувват эса

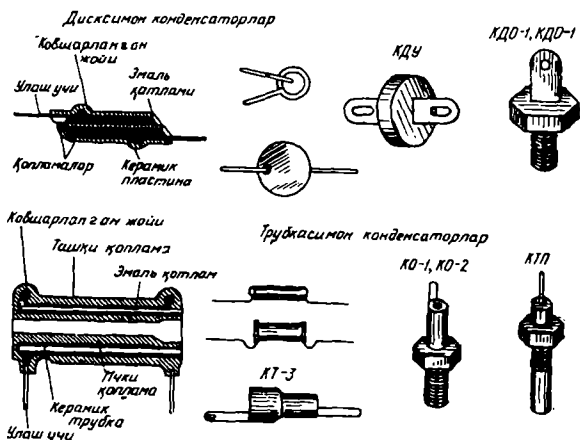
$$P = U \cdot I = U \cdot C \frac{du}{dt}$$

га тенг бўлиб, ҳам мусбат, ҳам манфий қийматга эга бўлиши мумкин.

Радиоэлектрон занжирларда электр сиғими сифатида конденсаторлар ишлатилади. Конденсатор деб бир-биридан электр жиҳатдан изоляция қилинган иккита ўтказгич (қоплама)дан иборат тизимга айтилади. Конденсаторнинг сиғими қопламалар юзасига тўғри, оралиғидаги масофага тескари пропорционал бўлади. Сиғим катталиги қопламаларни ажратувчи изоляцион қатламнинг диэлектрик синдирувчанлигига ҳам боғлиқдир. Тузилишига кўра конденсаторлар икки турга ажратилади: ўзгармас ва ўзгарувчан сиғимли. Сиғими кичик оралиқда ўзгарувчи конденсатор соловчи

конденсатор деб аталади. Қўлланилган диэлектрик материалга қараб конденсаторлар слюдали, қоғозли, электролитли, ҳаволи, керамикали, плёнкали, шиша эмалли, металл қоғозли бўлади. Улардан баъзиларининг тузилиши 1.3-расмда кўрсатилган.

Конденсаторларни характерловчи асосий катталикларга номинал сиғими, аниқлик синфи ва иш қучлиниши киради. Номинал сиғим дейилганда конденсаторга ёзиб қўйилган сиғим қиймати тушунилади. Амалда конденсаторнинг ҳақиқий сиғими номинал сиғимга айнан тенг бўлмаслиги мумкин. Шу сабабли ҳақиқий сиғим номинал сиғимдан қанчага фарқ қилишини кўрсатувчи аниқлик синфи киритилади. Бу фарқ фоизларда ифодаланиб, конденсатор қобиғига ёзилади. Номинал қучланиш дейилганда шундай бир ўзгармас ток қучланиши тушуниладики, бу қучланиш конденсаторга узоқ вақт давомида қўйилганда унинг характеристикалари ўзгармасдан сақланади. Номинал қучланишнинг ортиши ишлаш муддатининг камайишига, ҳатто диэлектрик қатламининг изоляциялаш хусусияти йўқолишига олиб келиши мумкин.



1.3-расм. Ўзгармас сиғимли конденсаторлар

Конденсаторлар тўртта ҳарф-рақамли индекс ёрдамида маркланади: 1-индекс К-ўзгармас сиғимли конденсатор; 2-индекс-диэлектрик материални билдиради, масалан: 10-керамикали; 31-слюдали, 40-қоғозли, 42-металл қобиққа эга бўлган қоғозли, 50-қобиғи алюминий бўлган электролитли, 53-оксидланган ярим ўтказгичли, 60-ҳаволи; 3-индекс ишлатилиш жойларини билдиради. П-ўзгармас ва ўзгарувчан ток занжирларида ишлайдиган, 4-ўзгарувчан ток занжирларида ишлайдиган, У-ўзгармас, ўзгарувчан ток занжирларида ва импульс режимида ишлайдиган, агар ҳарф ёзилмаса, доимий ва пульсацияланувчи ток занжирларида ишлашини кўрсатади; 4-индекс- конденсаторнинг конструкция номерини кўрсатади.

Ўзгарувчан сиғимли ва созловчи конденсаторларнинг ҳарф-рақамли индекси қуйидагича маънога эга: 1-индекс; КТ-созловчи конденсатор; КП-

ўзгарувчан сигимли конденсатор; 2-индекс; 1-вакуумли; 2-ҳаволи; 3-газсимон диэлектрикли; 4-қаттиқ диэлектрикли; 5-суюқ диэлектрикли; 3-индекс конструкция номерини билдиради.

Агар конденсатор сигими бутун сон бўлса, ўлчов бирлигини ифодаловчи ҳарф сондан сўнг ёзилади. Номинал сигим қиймати бирдан кичик бўлган ўнли касрларда бўлса, нол, бутун ва вергул маркировкада кўрсатилмайди ва ўлчов бирлигини ифодаловчи ҳарф сондан олдин ёзилади. Сигим миқдори 100 пф гача бўлса, П ҳарфи билан, 100 пФ дан 9100 пФ гача бўлса, нанофарада бўлакларида, 0,01 дан 0,091 мкф гача бўлганлари-нанофарадаларда ифодаланиб Н ҳарфи билан ишлатилади; 0,1 мкФ ва ундан юқори қийматлар микрофарадаларда ифодаланиб, М ҳарфи билан белгиланади. Масалан, 102, пФ ли сигим 10П2, 33 пФ-33 П, 200 пФ-Н20, 2300 пФ-2Н3, 0,05 мкФ-50Н, 0,15 мкФ-М15, 100 мкФ-100 М.

Бу тизимга кўра номинал сигимдан четлашиш $\pm 0,1\%$ бўлса, Ж ҳарфи билан белгиланиб, аниқлик синфи 01 га тўғри келади, $\pm 0,2\%$ -У-02; $\pm 0,5\%$ -Д-05; $\pm 1\%$ -Р-00; $\pm 2\%$ -Л-О; $\pm 5\%$ -4-1; $\pm 10\%$ -С-11; $\pm 20\%$ -В-Ш; $\pm 30\%$ -Ф синфдан ташқари бўлади.

1.3. Индуктивлик. Ғалтаклар

Индуктивлик-ўзида магнит майдон энергиясини тўпловчи элемент. Ундаги ток ва кучланиш қуйидагича муносабатга эга:

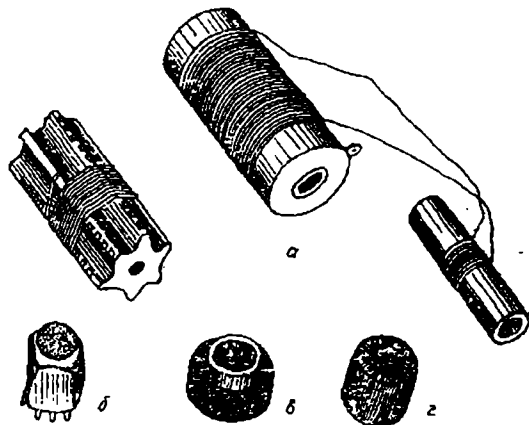
$$U_L = L \frac{dI}{dt}$$

Бунда L индуктивлик деб ғалтақдан бирлик миқдорда ток ўтганда ҳосил бўлган магнит оқимига сон жиҳатдан тенг бўлган катталikka айтилади. Ўлчов бирлиги генри (Гн). Индуктивликдаги оний қувват

$$P = U \cdot I = L \frac{dI}{dt} \cdot I$$

формула ёрдамида ифодаланади. Бу катталик ҳам мусбат қийматга ҳам манфий қийматга эга бўлади.

Электрон занжирларда индуктивлик сифатида ғалтак, дроссел ва трансформаторлар ишлатилади (1.4-расм). Қўлланилиш соҳасига кўра паст частотали (20 кГц дан кичик) ва юқори частотали (частотаси 20 кГц дан юқори бўлган ўзгарувчан ток занжирлари) бўлиши мумкин. Ғалтаклар индуктивлиги ўзгарадиган ва ўзгармайдиган қилиб ясалади.



1.4-расм. Индуктив ғалтаклар:
 а-бир қаватли; б-экрланган; в-кўп қаватли; г-троидаль.

Ғалтакнинг индуктивлиги ўзгариши учун унинг ўзаги сурилувчан, бир ғалтак иккинчисига нисбатан жойлашган ўрни ўзгарадиган (вариометр) ва ўзаро кетма-кет уланадиган қилиб ясалади.

Ғалтакнинг хусусиятини кўрсатувчи асосий параметрлар унинг индуктивлиги, асиллиги ва хусусий сиғимидир. Ғалтакнинг индуктивлиги ундаги ўрамлар сонига ва диаметрига боғлиқ бўлади. Асиллиги эса ўрамининг актив қаршилигига ва каркас сифатига боғлиқ.

Ғалтакнинг хусусий сиғими ўрамлараро сиғимидан ва ўрам қурилмага нисбатан ҳосил қилган сиғимдан иборат. Хусусий сиғим индуктивлик ва асилликни камайтиради.

Паст частотали ғалтаклар ва дросселлар кам ўрамли бўлиб, ўзақлари юмшоқ магнитли материаллардан ясалади. Ўзақлар бир-биридан лак, оксид ёки қоғоз билан ажратилган алоҳида пластиналардан йиғилади. Ғалтак каркаслари эса картон гетенакс прессланган эластик қоғозлардан ясалади. Бундай ғалтаклар ўзгарувчан ток тўғрилагичларда филтър вазифасини, паст частотали кучайтиргичларда истеъмолчи вазифасини ўтайди.

2. БОБ. ЯРИМ ҲТКАЗГИЧЛИ АСБОБЛАР

2.1. Ярим Ҳтказгичларнинг Ҳтказувчанлиги

Моддалар электр токини Ҳтказиш қобилиятига қараб Ҳтказгичларга, диэлектрикларга ва ярим Ҳтказгичларга бўлинади. Ҳтказгичлар юқори электр Ҳтказувчанликка, диэлектриклар жуда кичик, ярим Ҳтказгичлар эса Ҳтказгичлар ва диэлектриклар орасидаги ҳолатни эгаллайди. Ярим Ҳтказгичлар Ҳтказувчанлигининг ҳароратга боғланиши характерлидир. Ҳарорат пасайса, ярим Ҳтказгичларнинг Ҳтказувчанлиги камаяди, ошганда Ҳтказувчанлик ортади.

Ҳозирги вақтда яхши Ҳрганилган ва кенг тарқалган ярим Ҳтказгич материаллар германий Ge, кремний Si ва галлий арсенид GaAsлардир. Бу кристалл моддалар атомлари фазода тартиб билан жойлашиб кристалл панжара ҳосил қилади, унинг вазияти 2.1.а–расмда кўрсатилган. 1–8 атомлар кубнинг чўққиларида, 9–14 олти ёқларнинг Ҳрталарида, яна 4 та атомда (расмда битта 15–атом кўрсатилган) 2, 9, 11 ва 12; 4, 9, 10, ва 13; 5, 10, 11 ва 14; 7, 12, 13 ва 14 атом гуруҳлари ташкил қилган тетраэдрнинг марказларида жойлашган. 15–атом тетраэдрнинг марказида бўлган шакли 2.1.б–расмда кўрсатилган, галлий арсениднинг тузилиши 2.1–расмдагидан фарқ қилади, унда 15–мишьяк атом, 5, 10, 11 ва 14–атомлари галлий атомларидир.

Кристалл панжарада ярим Ҳтказгич атомлари валент электронларининг умумлашиши ҳисобига мустақкам боғланган: 15–марказий атом кўшни 4 та атомга биттадан валент электрон беради, улар Ҳз навбатида 15–атомга биттадан валент электрон беради. Модда атомлари орасидаги бундай боғланиш ковалент боғланиш дейилади.

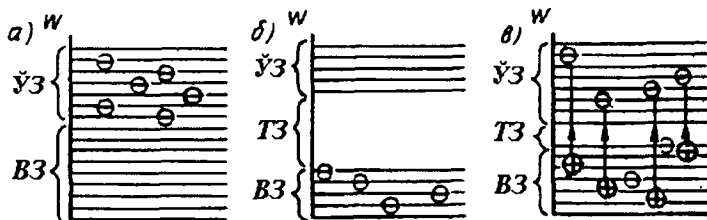
Ташқи электр майдони таъсирида электрон ва коваклар бир–бирига томон ҳаракатлана бошлайди, бундай ҳол электр токини ҳосил қилади. Шундай қилиб, ярим Ҳтказгичда электр токини 2 хил заряд ташувчилар электронлар ва коваклар ҳосил қилади.

Соф ярим Ҳтказгичда эркин электронларнинг ҳосил бўлиши албатта коваклар ҳосил бўлишига олиб келади. Бу жараён электрон–ковак генерацияси дейилади. Эркин электронларнинг бўш ковалент орбиталарни эгаллашида эркин электронлар ва коваклар камаяди, бу жараён регенерация ёки рекомбинация дейилади.

Моддаларнинг электр Ҳтказувчанлиги энергетик зоналар диаграммаси ёрдамида аниқланади (2.2-расм). Вертикал Ҳқда валент электронларнинг энергияси W жойлаштирилади. Валент электронлар ковалент орбитада жойлашганда, унинг энергияси валент зона V3 сатҳларидан бирига тўғри келади. Кўшимча энергия берилганда электрон бу зонанинг юқорироқ сатҳига кўтарилади ёки атомдан чиқиб кетади ва эркин бўлиб қолади. Бундай ҳолда унинг энергияси Ҳтказувчанлик зонаси сатҳларидан бирига мос келади.

Ҳтказгичда валент электронларнинг валент зонасидан Ҳтказувчанлик зонасига Ҳтиши осон, шунинг учун 300 K ҳароратда барча валент электронлар электр токи ҳосил бўлишида иштирок этади (2.2. а-расм). Диэлектрикда валент электронларнинг Ҳтказувчанлик зонасига Ҳтиши қийин, чунки валент зона Ҳтказувчанлик зонасидан тақикланган зона (ТЗ) билан ажратилган, энергия

сатҳларининг ҳеч бири валент электронлари томонидан эгалланилмайди (2.2.6 - расм).

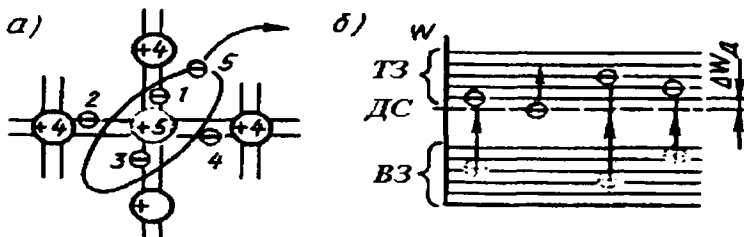


2.2-расм. а) ўтказгичнинг, б) диэлектрикнинг, в) ярим ўтказгичнинг энергетик зоналари

Ярим ўтказгичларда тақиқланган зона катта эмас ва Ge учун 0,803 эВ, Si учун—1,12 эВ, GaAs учун—1,43 эВ дир. Шунинг учун 300 К да соф ярим ўтказгичлар сезиларли электр ўтказувчанликка эга. Соф ярим ўтказгичларда заряд ташувчилар—электрон ва коваклар концентрациялари бир хил.

Ярим ўтказгичли асбобларни ясашда одатда, заряд ташувчилар концентрацияси фақат ҳароратга боғлиқ бўлган соф ярим ўтказгичлар эмас, балки n ва p типли аралашмали ярим ўтказгичлар ишлатилади.

n-типли ярим ўтказгич. Аралашмасиз (соф) ярим ўтказгичга (Ge, Si) беш валентли донор қўшимча (масалан As, P, Sb) киритилиши электронлар концентрациясининг кескин ортишига олиб келади. Бундай қўшимча атом ярим ўтказгич кристалл панжарасида унинг атомлари билан ўралган ҳолда бўлади (2.3-расм). Электронли ярим ўтказгичнинг зона диаграммасида тақиқланган зонада, ўтказувчанлик зонаси тубига яқин жойлашган энергиянинг донор сатҳи ДС ҳосил бўлади (2.3.а-расм). Бу сатҳ жуфт электрон боғланишда иштирок этмаган 5 чи электронлардан биттаси жойлашади. Донор сатҳ ва ўтказувчанлик зонаси туби орасидаги энергия интервали ΔW_D тақиқланган зона энергиясига нисбатан жуда кичик. Шунинг учун валент электрон донор сатҳдан чиқиб кетади ва ўтказувчанлик зонасига ўтади.



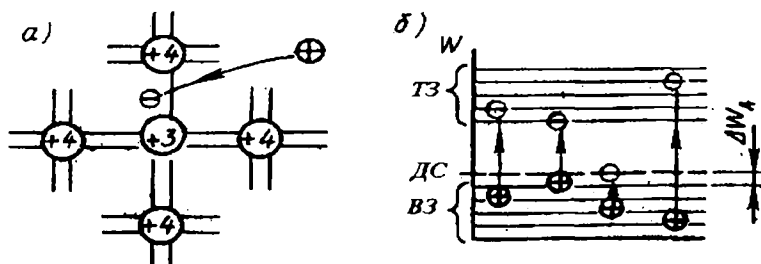
2.3-расм. а) электронли ярим ўтказгичда донор атоми тузилиши; б) зона диаграммаси

Шундай қилиб, ярим ўтказгичда асосий заряд ташувчилар деб аталадиган катта концентрацияли электронлар ҳосил бўлади. Ярим ўтказгичда анча кам бўлган коваклар асосий бўлмаган заряд ташувчилар дейилади.

Электронли (п-типли) ярим ўтказгич учун $n_n p_n = n_i p_i$ муносабат ўринлидир. Бу ерда n_n ва p_n – электрон ва ковакларнинг концентрацияси.

р-типли ярим ўтказгич. Соф ярим ўтказгичга 3 валентли акцепторли қўшимча (масалан В, Al, In) киритилса, унда ковакларнинг концентрацияси ортиб кетади. 3 та валент электронга эга бўлган бундай қўшимчанинг атоми 3 та жуфт ковалент боғланиш ҳосил қилади, етишмаётган 4–электронни қўшни ярим ўтказгич атомидан олади. Шундай қилиб, электрон тортиб олинган жойда ковак ҳосил бўлади.

Ковак ярим ўтказгичнинг зона диаграммасида (2.4.а,б- расм) тақиқланган зонада валент зона юқорисида жойлашган энергиянинг акцептор сатҳи (АС) ҳосил бўлади. Акцептор сатҳ ва валент зона юқориси орасидаги энергия интервали ΔW_a тақиқланган зона энергиясига нисбатан кичик, шунинг учун валент электрон валент зонадан чиқиб кетади ва акцептор сатҳга ўтади, қўшимча атомнинг етишмаётган ковалент боғланишини тўлдирди. Бунда валент ковак ҳосил бўлади. Ковакли ярим ўтказгичларда коваклар асосий, электронлар эса асосий бўлмаган заряд ташувчилар ҳисобланади.



2.4-расм. а) ковакли яримўтказгичда акцептор аралашманинг атом тузилиши; б) зона диаграммаси.

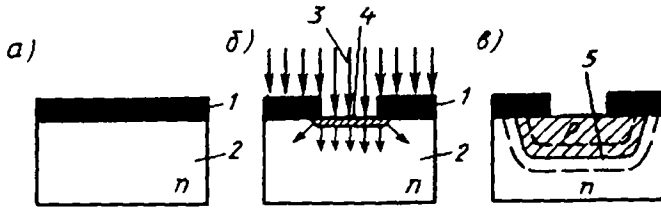
Ковак ярим ўтказгичлар (р-типли) учун $n_p p_p = n_i p_i$ муносабат ўринлидир, бу ерда n_p ва p_p – электрон ва ковакларнинг концентрацияси.

Электрон–ковак ўтиш (р–п ўтиш). р-типли ва п-типли электр ўтказувчанлик соҳалари орасидаги электр ўтиши электрон–ковакли ёки р–п ўтиш дейилади.

р–п ўтиш ҳосил қилишнинг бир неча технологияси мавжуд, шулардан энг кўп тарқалгани планар деб номланади. У қуйидаги тартибда амалга оширилади (2.5-расм). п-типли кремний пластина сиртида термик усул билан юққа (қалинлиги 1мкм атрофида) ковак усули билан кремний диоксида SiO_2 1 қатлам ҳосил қилинади. Яхши изолятор кейин фотолитография усулларида фойдаланиб, SiO_2 қатламнинг айрим қисмлари йўқотилиб п-қатламга дарча очилади, п-қатламда р-соҳа ҳосил қилинади. Бу акцептор аралашма қўшиш билан амалга оширилади. р ва п соҳа орасида р–п ўтиш ҳосил бўлади (2.5-в-расм).

2.6.а–расмдан кўринадики, р ва п соҳаларга перпендикуляр чегарада п электронларнинг ва р ковакларнинг х йуналишидаги концентрацияси 10^8 марта фарқ қилади. Шунинг учун асосий заряд ташувчиларнинг диффузияси

содир бўлади: коваклар р-соҳадан n-соҳага, электронлар эса n-соҳадан р-соҳага ҳаракатланади.

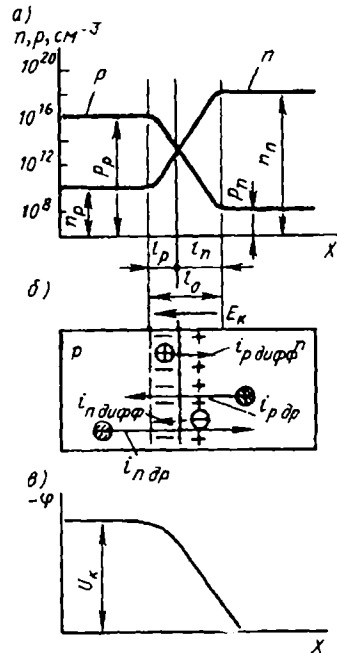


2.5-расм. р-п ўтишни олиш. а) SiO_2 қатламни олиш; б) акцепторли аралашма сепиш; в) тайёр р-п ўтиш

Натижада ковакли соҳада акцепторли аралашманинг манфий ионлари ва n соҳа электронларидан иборат фазовий заряд ҳосил бўлади. Электронли соҳада донор аралашманинг мушбат ионлар ва р соҳанинг ковакларидан иборат фазовий заряд ҳосил бўлади. Бу фазовий зарядлар орасида E_k кучланганлик (2.6.б-расм) электр майдон ҳосил бўлади, электронли ва ковакли соҳалар орасида эса U_k контакт потенциаллар фарқи (2.6.в-расм) пайдо бўлади. Бу потенциаллар фарқи заряд ташувчиларнинг диффузиясига тўсқинлик қилувчи потенциал тўсиқ вазифасини ўтайди.

р-п ўтиш зонаси ярим ўтказгичнинг бошқа жойларидагига нисбатан заряд ташувчилар кам бўлгани учун катта қаршиликка эгадир. Бу қатлам беркитувчи қатлам дейилади ва ковакли соҳада жойлашган I_p ва электронли соҳада жойлашган I_n қатламлар сийраклашган заряд ташувчиларидан иборат бўлади. Сийраклашган қатламнинг қалинлиги шу соҳадаги аралашманинг концентрацияси билан аниқланади. Аралашманинг концентрацияси қанча катта бўлса, сийраклашган қатлам қалинлиги шунчалик юпқа бўлади. Аралашмаларнинг бир хил концентрациясида ($I_p=I_n$) симметрик р-п ўтиш ҳосил бўлади. Одатда носимметрик ($I_p > I_n$ ёки $I_p < I_n$) бўлган р-п ўтиш ишлатилади. Носимметрик р-п ўтиш асосан аралашма концентрацияси кичик бўлган ярим ўтказгич соҳасида бўлади.

U_k контакт потенциаллар фарқини



2.6-расм. а) р-п ўтишда электрон ва тешиклар концентрацияси; б) оқиб ўтувчи ток; в) потен-циалнинг тақсимланиши.

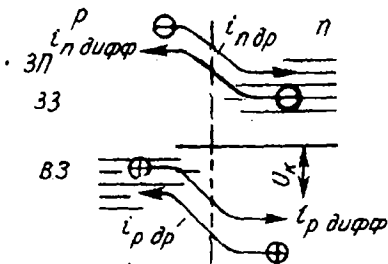
ҳосил қилган E_k майдон кучланганлиги (2.6.б-расм) асосий бўлмаган заряд ташувчилари учун тезлаткичдир. Бу майдон кучи таъсирида асосий бўлмаган зарядлар (2.6.б–расмда улар штрихланган) чегара томонга тезлашади ва рекомбинацияланади.

Шундай қилиб, $p-n$ ўтиш орқали 4 та ток оқиб ўтади: иккита асосий заряд ташувчиларнинг $i_{рdiff}$ ва i_{ndiff} диффузион тоқлари ва асосий бўлмаган заряд ташувчиларнинг $i_{рдр}$ ва $i_{ndр}$ дрейф тоқларидир. 2.7–расмда оқиб ўтаётган тоқлар ва $p-n$ ўтишнинг зона диаграммалари кўрсатилган.

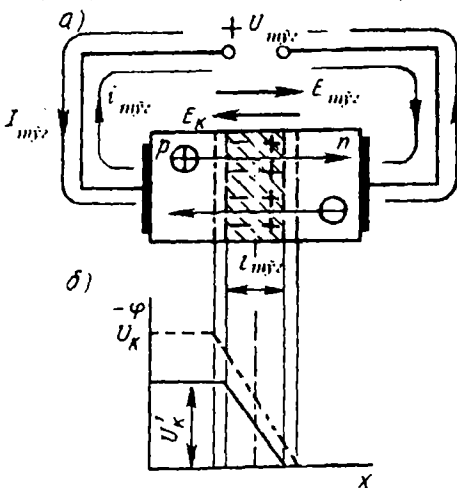
$p-n$ ўтишни тўғри йўналишда улаш учун (2.8.а-расм) ташқи манбаси кучланиш p -соҳа чиқишига мусбат кутби, n -соҳа чиқишига манфий кутби уланади. Бунда u_k потенциал тўсиқ потенциал, $i_{m\phi}$ ўтиш кенглиги ва беркитувчи қатлам майдони кучланганлиги $E_k = E_k - E_{m\phi}$ (2.8.б- расм) камаяди. Икки томондан тўсиққа диффузион тоқнинг электрон ва коваллари келиши натижасида беркитувчи қатлам қаршилиги камаяди.

$p-n$ ўтишни тескари йўналишда улаш учун ташқи манба кутблари ўзгартирилади (2.9.а-расм). Бунда беркитувчи қатлам қалинлиги ортади. Потенциал тўсиқ ошади (2.9.б-расм). Асосий заряд ташувчиларнинг диффузияси камаяди, кейинчалик бутунлай тўхтайтиди. Контакт потенциаллар фарқи ва ташқи манба кучланишнинг ҳаракати $p-n$ ўтишда тескари ток ҳосил қилади.

Тўғри ва тескари уланган $p-n$ ўтишнинг зона диаграммалари 2.10.а,б–расмда кўрсатилган. Тўғри йўналишда (2.10.а-расм) зоналарнинг тиклиги текисланади, чунки потенциал тўсиқ камаяди, $p-n$ ўтишнинг диффузион ток ташкил этувчиси ортади, ўтиш қаршилиги эса камаяди. Тескари йўналишда (2.10.б-расм) потенциал тўсиқнинг ортиши туфайли зоналарнинг кўшимча тиклиги ҳосил бўлади, асосий заряд ташувчиларнинг энергияси потенциал тўсиқни ўтишга етмаслиги сабабли диффузион ток тўхтайтиди. Бунда ўтиш токи беркитувчи қатлам майдони

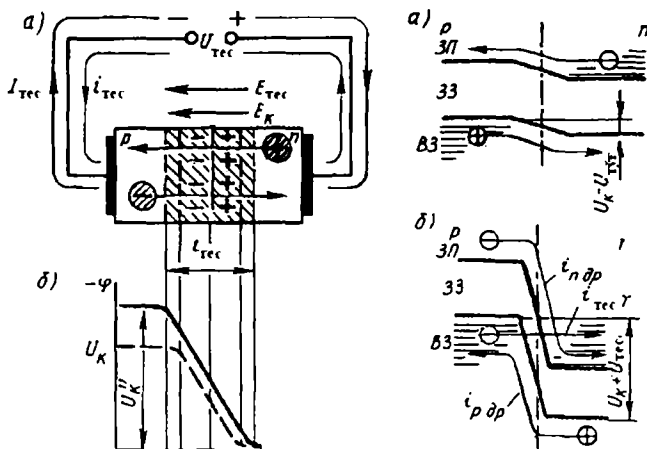


2.7-расм. $p-n$ ўтиш зона диаграммаси.



2.8-расм. а) $p-n$ ўтишни тўғри йўналишда улаш; б) потенциал тўсиқ

тезлаткич ҳисобланган асосий бўлмаган заряд ташувчилар билан аниқланади ва бу токни тескари ток (дрейф токи) дейилади.



2.9-расм. а) *p-n* ϕ тишни тескари йўналишда улаш; б) потенциал тусиқ.

2.10-расм. а) *p-n* ўтишда тўғри ва б) тескари йўналишда зона диаграммалари.

2.2.Тўғриловчи диодлар

Тўғриловчи диодларнинг асосий вазифаси ўзгарувчан электр токини ўзгармасга айлантириш яъни тўғрилашдир.

Биринчи тўғриловчи диодлар германийли бўлган. Ҳозирги кунда соф кремний олишнинг замонавий технологияси ривожланганлиги сабабли яхшироқ тўғриловчи диодлар тайёрлаш имконини берди.

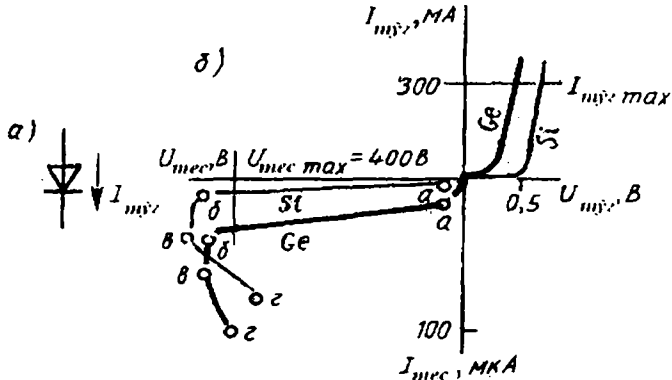
Тўғриловчи диод металл ёки пластмасса корпусга жойланган *p-n* ўтишли ярим ўтказгич кристалли ва *p-n* соҳа чиқишидан иборат. Тўғриловчи диодларнинг асосий ҳоссалари *p-n* ўтиш ҳоссалари билан аниқланади. Тўғриловчи диоднинг электр занжирдаги иши асбоб орқали ўтувчи ток ва ташқи кучланиш орасидаги боғланиш вольт-ампер характеристикаси билан етарлича тўлиқ аниқланади.

Тўғриловчи диоднинг тўғри ток йўналиши шартли график белгиланиши 2.11.а-расмда, германийли ва кремнийли диоднинг вольт-ампер характеристикаси 2.11.б-расмда кўрсатилган.

Бу характеристиканинг таҳлили германийли диодлардан фойдаланиш соҳаларини аниқлаш имконини беради. Германийли диодлар кичик амплитудали сигналларни қайта ишлаш учун ишлатилиб вольтни ташкил этувчи ўзгарувчан кучланишларни тўғрилаш мумкин, кремнийли диод эса амплитудаси 0,4 В дан кичик бўлган кучланишларда ишлатилиб, у тўғри ва тескари йўналишдаги тоқларни бир хил ёмон ўтказади.

Кремнийли диодлар германийга қараганда кўп қўлланилади, айниқса тескари токка йўл қўймаслик зарур бўлганда. Бундан ташқари кремний диодлари 125-150°C ҳароратгача иш қобилиятини сақлайди, германийли диодлар эса фақат 70°C ҳароратгача ишлай олади.

Тўғриловчи диодларнинг асосий параметрлари қуйидагилардир.



2.11-расм. а) диодларнинг шартли график белгиланиши; б) вольт-ампер характеристикаси.

Доимий тўғри кучланиш $U_{фв}$, $I_{фв}$ ўзгармас тўғри ток;

Доимий тескари ток $I_{обр}$, $U_{обр}$ ўзгармас тескари кучланиш;

Рухсат этилган максимал тескари кучланиш $U_{обр\max}$;

Рухсат этилган максимал ўртача тўғри ток $I_{фв\text{ўрм}\max}$.

Кучланишнинг $U_{обр\max}$ дан ортиши диодни тешилиш режимига ўтказди. р-п ўтишда электр ва иссиқлик тешилиш бўлади. Электр тешилиши кўчкили ёки тунелли бўлиши мумкин ва бунда р-п ўтиш бузилмайди. Иссиқлик тешилиши р-п ўтишни бузади ва асобни ишдан чиқаради.

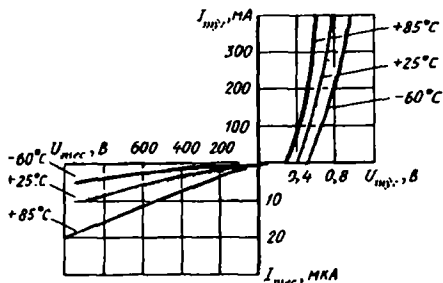
Кўчкили тешилиш кенг р-п ўтишларда асосий бўлмаган заряд ташувчиларнинг кўчкили ортиб кетиши натижасида содир бўлади. Беркутивчи қатлам майдонида тезлашган электрон ярим ўтказгич атомларидан электронларни уриб чиқаради, улар ўз навбатида тезлашиб янги электронларни уриб чиқаради ва ҳоказо. Жараён кўчки тарзида ортиб боради ва тескари токнинг кескин ортиб кетишига олиб келади (2.11– расмда б-в қисм).

Тунелли тешилиш тор р-п ўтишларда кузатилади ва яримўтказгич атомларининг валент электронлари кучли электр майдони таъсиридан иборатдир. Бунда ҳосил бўлган заряд ташувчилар–электронлар ва коваклар тескари ток ортишига олиб келади.

Иссиқлик тешилиши р-п ўтишнинг ёки бирор қисми қизиб кетиши натижасида содир бўлади. Бунда электрон–ковак жуфтликлари ҳосил бўлади, тескари ток ортиб кетади, бу эса р-п ўтишда қувватнинг ортишига, кейин эса

унинг куйиб кетишга олиб келади. Иссиқлик тешилишда тескари ток ортиб боради, кучланиш эса камайди (2.11–расм в-г қисм).

Тўғриловчи диодлардан турли занжирларда фойдаланиш учун уларнинг қандай ҳароратларда ишлашини билиш зарур. Мисол сифатида 2.12–расмда КД 525 Б кремний диодининг -60 дан $+85^\circ\text{C}$ ҳарорат оралиғидаги вольт– ампер характеристикаси келтирилган. Расмдан кўринадики, ҳарорат ортганда диодда кучланишнинг тўғри тушиши камайди, тескари ток эса ортади. Кремнийли диодларда ҳар 10°C да тескари ток 3 марта, германийли диодларда эса 2 марта ортади.



2.12-расм. Кремнийли диоднинг -60 дан $+85^\circ\text{C}$ ҳарорат оралиғидаги вольт– ампер характеристикаси.

2.3.Стабилитронлар ва стабисторлар

Вольт–ампер характеристикасида кучланиш қиймати, оқиб ўтувчи токка кам боғлиқ бўлган қисмларга эга бўлган (2.13.а-расмда а, б ва в, г қисмлар) кремнийли ярим ўтказгичли диодлар стабилитронлар ва стабисторлар дейилади. Шунинг учун стабилитрон ва стабисторлар кучланиш ва ток стабилизаторларида ишлатилади. Стабилитронларнинг а, б ва стабисторларнинг в, г ишчи қисмлари мос равишда характеристиканинг тескари ва тўғри тармоқларида жойлашади. Стабилитронлар электр, туннельли ёки кўчкили тешилиш бўлмайдиган режимда ишлайди, стабисторлар эса р-п ўтишда тўғри кучланиш режимида ишлайди. Шунинг учун стабисторларда тўғри йўналишда уланган кремнийли диодлар ишлатилади.

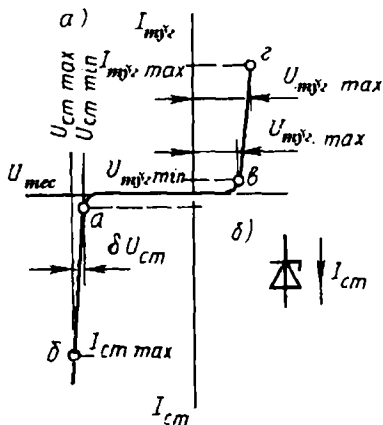
Стабилитронларнинг асосий параметрлари куйидагилардир:

Номинал стабилизация кучланиши $U_{см,ном}$, у аниқ стабилизация токи $I_{см}$ да ўлчанган ўртача стабилизация кучланишини ифодалайди.

Стабилизация кучланишини четлашиши- $\Delta U_{см}$, у стабилизация кучланиш қиймати қанча қийматга ўзгаришини ифодалайдиган интервал;

Стабилизация кучланишининг ўртача $au_{см}$ ҳарорат коэффициенти, атроф муҳит ҳарорати, 1 K га ўзгарганда стабилизация кучланиши неча фоизга ўзгаришини кўрсатади.

Дифференциал қаршилик $r_{см}$, бу



2.13-расм. а) стабилитроннинг вольт–ампер характеристикаси; б) шартли график белгиланиши

катталик қурилманинг стабилизация хусусиятини ифодалайди, яъни U_{cm} нинг токка қандай боғлиқлигини кўрсатади.

Рухсат этилган минимал стабилизация токи- I_{cmmin} (кичик тоқларда r_{cm} кескин ортади ва U_{cm} қиймати камаяди). Рухсат этилган максимал стабилизация токи I_{cmmax} ундан катта тоқларда эса асбобни ишдан чиқарувчи иссиқлик тешилиши рўй беради.

Стабилитроннинг стабилизация токи I_{cm} ва йўналиши кўрсатилган шартли график белгиланиши 2.13.б-расмда кўрсатилган.

2.4. Биполяр транзисторлар

Биполяр транзистор 3 қатламли тузилишга (2.14.а-расм) ва мос равишда 3 та чиқишга эга. Транзисторнинг ўрта соҳаси база, четкилари эмиттер ва коллектор дейилади. Бундай транзисторлар биполяр дейилади, чунки ток ташувчини электронлар ва коваклар амалга оширади.

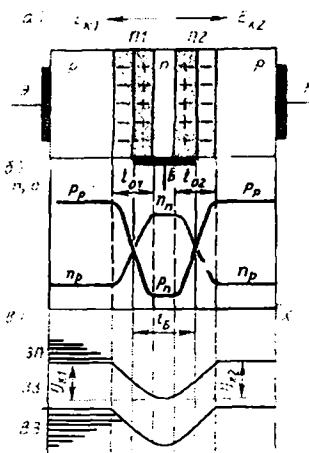
Аралашма концентрацияси, демак, асосий заряд ташувчилар эмиттерда энг юқори, базада эса энг кам, коллекторда эса эмиттердаги каби бўлиши мумкин. Транзистор базаси жуда юпқа (бир неча микрометр) қилиб тайёрланади. Коллектор асбоб ишлашида ажраладиган иссиқликни сочиши керак.

р-п-р типли транзисторлардан ташқари п-р-п типли транзисторлар ҳам кенг қўлланилади.

Биполяр транзистор 2 та, эмиттер Y_1 ва коллектор Y_2 р-п ўтишга эга ва 2 та U_{k1} , U_{k2} контакт потенциаллар фарқи бўлган беркитувчи қатламга эгадир (2.14.в-расм). Беркитувчи қатламдаги E_{k1} ва E_{k2} электр майдон кучланганликлари U_{k1} ва U_{k2} га боғлиқ. Ўтиш кенгликлари l_{o1} ва l_{o2} , база соҳаси кенглиги l_B .

Транзисторларнинг ишлашини р-п-р типли транзистор мисолида кўриб чиқамиз. п-р-п типли транзисторнинг ишлаши бир хил бўлиб, фақатгина бериладиган манба кучланишларнинг ишораси тескари бўлади. 2.14-расмдан кўринадики, р-п-р типли транзисторнинг Y_1 ўтиши диоднинг тўғри, Y_2 ўтиш эса диоднинг тескари ўтишини ташкил этади. Транзисторни кучайтиргич режимида ишлаши учун манбалар 2.15- расмда кўрсатилганидек уланади. Эмиттерли ўтишнинг вазифаси эмиттернинг асосий ток ташувчиларини база соҳасига ўтказиш (инжекциялаш)дан иборат.

Эмиттер ўтишдаги инжекцияланишни баҳолаш учун, инжекция коэффиценти γ катталик ишлатилади. γ эмиттернинг асосий ташувчилари



2.14-расм. а) биполяр транзисторнинг тузилиши; б) заряд ташувчилар концентрациясининг тақсимланиши; в) зона диаграммаси

ҳисобига ҳосил бўлган эмиттер токи I'_2 ни умумий эмиттер токи I_2 га бўлган нисбати билан аниқланади. Яъни

$$\gamma = \frac{I'_2}{I_2} = \frac{I'_2}{I'_2 + I''_2}$$

Бунда I''_2 -базанинг асосий ташувчилари ҳисобига ҳосил бўлган ток.

Эмиттерни эффективлигини орттириш учун, I'_2 ни камайтириш керак, юқорида айтилганидек, эмиттер асосий ташувчиларининг концентрациясини базанинг асосий ташувчилари концентрациясига нисбати бир неча маротаба катта қилиб танлаб олинади.

Инжекцияланган эмиттернинг асосий ташувчилари база соҳаси учун ноасосий ташувчи ҳисобланади. Бу ноасосий ташувчилар \dot{Y}_2 ўтиш майдони таъсирида коллектор соҳасига тортиладилар ва унда бошқарилувчи I_{ky} токини ҳосил бўлади.

Шуни айтиш керакки, базадаги ноасосий ташувчиларнинг бир кичик қисми база соҳасининг асосий ташувчилари билан рекомбинацияланиб, база занжирида рекомбинация I_p токини ҳосил қилади. Рекомбинация I_p токи база токининг ташкил этувчисидир. I_p ни камайтириш учун база қалинлигини камайтириш даркор. База орқали асосий бўлмаган ташувчиларни коллекторга ўтишини ташувчиларни кўчириш коэффиценти- δ билан ифодаланади. Ташувчиларни кўчириш коэффиценти, эмиттердан ўтган ташувчиларнинг қанча қисми коллектор ўтишига олиб келганлигини ифодалайди.

Транзисторнинг асосий параметрларидан бири эмиттер токини ўтказиш коэффиценти α дир. У коллектор ўтишидаги кучланишнинг ўзгармас қийматида, коллектор токининг орттирмасини, эмиттер токининг орттирмасига бўлган нисбат билан аниқланади, яъни

$$\alpha = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_2}$$

Бу формуланинг сон қиймати бирга яқин ($\alpha=0,95-0,99$). Коллекторга инжекцияланган ташувчилар ҳисобига ҳосил бўлган коллектор токидан ташқари, коллектор занжирида тесқари коллектор ўтиш токи $I_{к\infty}$ ҳосил бўлади. Бу ток коллекторнинг ноасосий ташкил этувчилари ҳисобига ҳосил бўлади. Атроф-муҳит ҳароратининг ўзгаришида $I_{к\infty}$ тесқари ток транзисторни стабил ишлашини бузади, чунки коллектор токи $I_K=I_{ky}+I_{к\infty}$ дан иборат бўлиб, ҳароратнинг ортиши коллектор ўтишини қўшимча қиздиради.

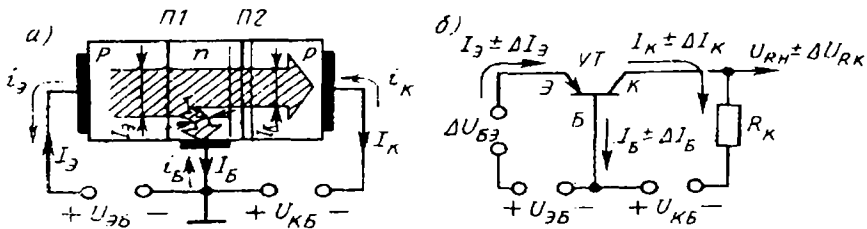
Тесқари ток кичик бўлган ҳолда коллектор токи қуйидагига тенг:

$$I_K = \alpha I_2$$

Транзисторда коллектор ва эмиттер тоқларидан ташқари яна база токи ҳам мавжуддир. База токи юқорида айтганимиздек, 3 та ташкил этувчидан иборат: рекомбинация токи- I_p ; эмиттер ўтишидан диффузияланган базанинг асосий ташувчилари ҳисобига ҳосил бўлган ток- I_d ; тесқари коллектор токи- $I_{к\infty}$, яъни

$$I_B = I_P + I_D - I_{KB(0)}$$

База токи жуда кичик бўлиши шарт, буни ҳосил қилиш учун база қалинлиги ва ташувчиларнинг концентрацияси камайтирилади. Шундай қилиб, транзистор орқали асосан (тескари тоқларни ҳисобга олмаганда) 3 та ток оқиб ўтади, яъни $I_3 = I_B + I_K$. Агарда база-эмиттер занжирига кўшимча (сигнал) $\Delta U_{БЭ}$ қучланиш уланса (2.15-расм), эмиттер занжирида $I_3 \pm \Delta I_3$ га тенг бўлган эмиттер токи ҳосил бўлади.

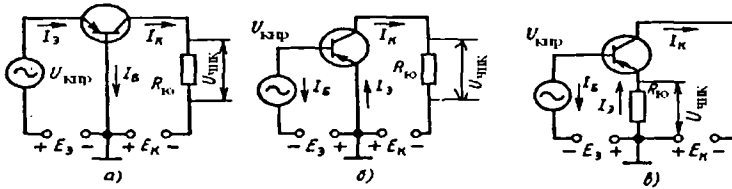


2.15-расм. Транзисторнинг УБ уланиши (а) ва унда кучайтириш каскади (б).

Мос равишда коллектор ва база занжирларида $I_K \pm \Delta I_K$ ва $I_B \pm \Delta I_B$ коллектор ва база тоқлари ҳам ўзгаради. Коллектор занжирига R_K резистор уланса унда $U_{RK} \pm \Delta U_{RK}$ га тенг бўлган қучланиш тушуви ҳосил бўлади. Бунда ΔI_{RK} - ўзгарувчан ташкил этувчи, кириш (сигнали) $\Delta U_{БЭ}$ дан кўп марта катта бўлади, яъни транзистор сигнални кўп марта кучайтиради.

Транзисторларни улаш схемалари. Транзисторни кириш ва чиқиш занжирларига қай бир электроди умумий бўлишига қараб, уланиш схема номланади. Уланиш схема 3 хил бўлади (2.16 расм). Умумий базали-УБ, умумий эмиттерли-УЭ, умумий коллекторли-УК.

Ҳар бир схеманинг хусусиятларини кўриб чиқамиз (2.16.а-расм). **УБ схемада** кириш токи $I_{кир}$ эмиттер токи I_3 ҳисобланади, яъни $I_{кир} = I_3$, чиқиш коллектор токи $I_{чик} = I_K = \alpha I_3$. Эмиттер-база орасидаги қучланиш $U_{БЭ}$ кириш қучланиши ҳисобланади $U_{кирБ} = U_{БЭ}$. Коллектор-база оралиғи эса $U_{чикБ} = U_{КБ} = U_{RК}$. Эмиттер-база орасидаги қаршилиги кириш қаршилиги дейилади ва $R_{кирБ} = \frac{U_{кирБ}}{I_{кирБ}}$ билан ифодаланади. Эмиттер ўтиш тўғри ўтиш бўлганлиги сабабли, кириш қаршилик бир неча Омларни ташкил қилади.



2.16-расм. Транзисторларнинг уланш схемалари

Умумий базали схеманинг кучайтириш хусусиятларини кўриб чиқайлик. Ток узатиш коэффициенти (ток кучайтириш коэффициенти)

$$K_{уб} = \frac{I_{чикб}}{I_{кирб}} = \frac{I_{к}}{I_{э}} = \frac{\alpha I_{э}}{I_{э}} = \alpha < 1$$

Бу формуладан кўринадики, ток бўйича кучайтириш коэффициенти бирдан кичик. Кучланиш бўйича кучайтириш коэффициенти эса

$$K_{уб} = \frac{U_{чикб}}{U_{кирб}} = \frac{I_{к} R_{ю}}{I_{э} R_{кирб}} = \frac{\alpha I_{э} R_{ю}}{I_{э} R_{кирб}} = \alpha \frac{R_{ю}}{R_{кирб}}$$

Формулада $R_{ю}$ юклама қаршилиги, $R_{кир}$ кириш қаршилигидан анча катта, шу сабабли $K_{уб}$ бир неча юзларни ҳосил қилади.

Қувват бўйича кучайтириш коэффициенти

$$K_{рб} = \frac{P_{чикб}}{P_{кирб}} = \frac{\alpha I_{э} U_{чикб}}{I_{э} U_{кирб}} = \alpha^2 \frac{R_{н}}{R_{кирб}}$$

Формуладан кўринадики, УБ схема қувват бўйича бир мунча кучайтирар экан, чунки $\frac{R_{ю}}{R_{кирб}} > \alpha^2$ дир. Юқорида кўриб чиққаннимиздан ток бўйича кучайиши йўқ, кучланиш ва қувват бўйича кучайтириш коэффициентлари ва кириш қаршилиги кичиклиги сабабли, УБ схема амалиётда кам қўлланилади.

Умумий эмиттерли схема. Бу схема 2.16.б-расмда кўрсатилган бўлиб, унда кириш токи бўлиб база токи $I_{кир} = I_{б} = I_{э} (1 - \alpha)$ ҳисобланади.

$$R_{кир} = \frac{U_{кир}}{I_{кир}} = \frac{U_{б}}{I_{э} (1 - \alpha)} = \frac{R_{кир}}{1 - \alpha}$$

Формуладан кўринадики, УЭ схемасининг кириш қаршилиги УБ схема кириш қаршилигидан бир неча юз марта катта.

Ток бўйича кучайтириш хусусияти:

$$K_{i_3} = \frac{I_{\text{чикк}}}{I_{\text{кир}}} = \frac{\alpha I_3}{I_3(1-\alpha)} = \frac{\alpha}{1-\alpha} = \beta > 1$$

Кучланиш бўйича кучайтириш коэффициентлари:

$$K_{u_3} = \frac{U_{\text{чикк}}}{U_{\text{кир}}} = \frac{\alpha I_3 R_{ю}(1-\alpha)}{I_3(1-\alpha)R_{кирб}} = \alpha \frac{R_{ю}}{R_{кирб}}$$

бунда K_{U_3} юзларни ташкил этади.

Қувват кучайтириш коэффициентлари:

$$K_{P_3} = K_{i_3} K_{u_3} = \frac{\alpha}{1-\alpha} \alpha \frac{R_{ю}}{R_{кирб}} = \frac{K_{P_6}}{1-\alpha}$$

бунда K_{P_3} минглари ташкил этади.

УЭ схема амалиётда кенг қўлланилади.

Умумий коллекторли схема (2.16.в-расм) бунда кириш токи $I_{\text{кир}}$ база токи билан ифодаланлади.

$$I_{\text{кир}} = I_6 = I_3(1-\alpha)$$

чиқиш токи бўлиб, эмиттер токи I_3 ҳисобланади, яъни $I_{\text{чикк}} = I_3$.

УК схемада $K_{ик}$ энг катта қийматга эга бўлади.

Кириш қаршилиги

$$R_{\text{кирк}} = \frac{U_{\text{кирк}}}{I_{\text{кирк}}} = \frac{U_{\text{бк}}}{I_3(1-\alpha)} = \frac{U_{2к} + U_{\text{бз}}}{I_3(1-\alpha)} = \frac{R_{ю} + R_{кирб}}{1-\alpha}$$

Кириш қаршилиги бошқа кучайтириш схемаларига нисбатан катта қийматга эга бўлади.

Кучланиш бўйича кучайтириш коэффициентлари

$$K_{Uк} = \frac{U_{\text{чикк}}}{U_{\text{кирк}}} = \frac{I_3 R_{ю}}{I_3(1-\alpha)R_{кирк}} = \frac{I_3 R_{ю}(1-\alpha)}{I_3(1-\alpha)(R_{ю} + R_{кирб})}$$

Кўпинча $R_{ю} \gg R_{кирб}$ бўлганлиги сабабли, $K_{Uк} \approx 1$ га тенг бўлади.

Қувват кучайтириш коэффициентлари

$$K_{Pк} = K_{ик} K_{Uк} \approx \frac{1}{1-\alpha}$$

Шундай қилиб, УК схемада $K_{Uк}$ бирга яқин. $K_{Pк}$ эса юзларни ташкил қилади. Юклама қаршилиги эмиттер занжирига уланганлиги сабабли, бундай схемани

эмиттер қайтаргич деб юритилади. Чиқиш кучланишининг фазаси кириш кучланишининг фазаси билан бир хил бўлади.

Эмиттер қайтаргич схемаси кучайтиргич каскадларни бир-бири билан қаршилиги бўйича мослаш учун ишлатилади ёки кучайтиргичнинг чиқиш қаршилигини истеъмолчининг қаршилиги билан мослаш учун ишлатилади.

Транзисторларни схемаларда ишлатишда уларнинг оилавий вольт-ампер характеристикаларидан фойдаланилади.

Транзисторларнинг статик вольт-ампер характеристикалари. Транзистор характеристикаси занжирлардаги кучланишлар билан тоқларнинг боғлиқлигини ифодалайди.

Транзисторлар, асосан кириш ва чиқиш характеристика билан ифодаланиб, кучланишлар билан тоқларнинг ўзаро боғлиқлиги, транзисторнинг схемага уланиш кўринишига ҳам боғлиқдир. Умумий база схемали транзисторнинг кириш характеристикасини кўриб чиқамиз (2.17-расм). У коллектор-база $U_{кб}$ кучланиши доимий бўлган ҳолда, база тоқининг база-эмиттер кучланиш функциясини ифодалайди (2.17- расм), яъни

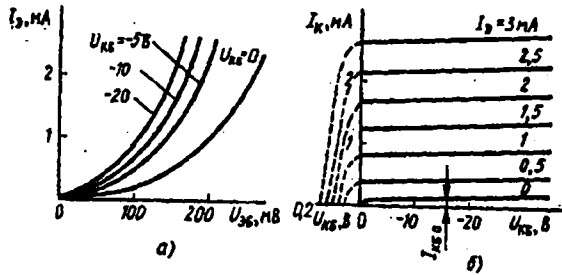
$$I_э = f(U_{кб}); U_{кб} = const$$

2.17-расмда $U_{кб}$ нинг ҳар хил қийматларида эмиттер тоқининг, база-эмиттер кучланишига боғлиқлик графиги кўрсатилган. Бундай графиклар мажмуасини оилавий (статик) кириш характеристика дейилади. Характетистикадан кўринадики, $U_{кб}=0$ қийматда, диоднинг тўғри ўтиш характеристикаси билан мос тушади. $U_{бэ}$ кучланиши ортиши $I_э$ эмиттер тоқининг экспонент кўринишида ортишини ифодалайди ва тоқнинг катта қийматларида характеристика тўғри чизиққа яқин бўлади. $U_{кб}$ нинг ҳар хил қийматларидаги характеристика чизиқлари бир-биридан унчалик узоқда жойлашмаган, бу шуни кўрсатадики, коллектор ўтишининг майдони эмиттер ўтишига кам таъсир қилади. $U_{бэ}<0$ қийматда р-п ўтишининг тескари ўтиш характеристикасини ифодалайди.

Чиқиш (коллектор) характеристикаси. У эмиттер тоқи ўзгармас ҳолда коллектор тоқининг коллектор-база кучланишига боғлиқлигини кўрсатади (2.17.б- расм), яъни

$$I_к = f(U_{кб}); I_э = const$$

2.17.б-расмда транзисторнинг УБ схемали оилавий статик чиқиш характеристикаси ифодаланган. Характеристикадан кўринадики, $I_э=0$ қийматда коллектор ўтишида $I_{кб0}$ тескари ток оқиб ўтади, у коллектор кучланишининг қийматига кам боғлиқ бўлади. $U_{кб}$ нинг кичик қийматидаёқ коллектор тоқининг тўйиниши ҳосил бўлади.



2.17-расм. Умумий база схемали транзисторнинг характеристикаси

Эмиттер токининг ортиши коллектор токининг ортишига олиб келади. $U_{кб}$ нинг ортиши I_k га жуда кам таъсир қилади. Бу шуни кўрсатадики, коллектор токини ҳосил қилувчи эмиттердан инжекцияланаётган ташувчилар база-коллектор орасидаги кучланишга боғлиқ эмас. Коллектор токи чизигининг нишаби кичик бўлиши коллектор ўтишининг катта қаршиликка (бир неча КОМ дан МОМ гача) эга эканлигидандир.

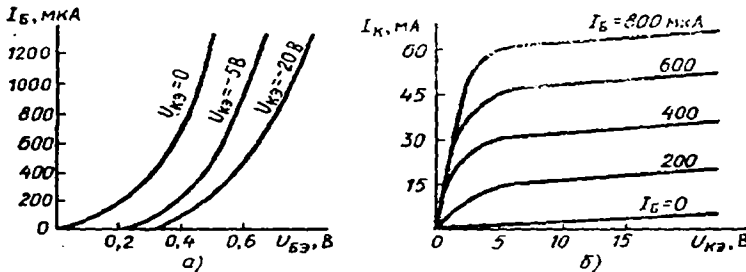
Ҳарорат ортиши $I_{кб0}$ нинг ортишига сабабчи бўлиб, коллектор токининг чизиклари юқорига кўтарилади.

УБ схемали транзисторнинг чиқиш характеристикаси чизикли кўринишга эгадир. Шу сабабли бундай схема кучайтиргич схемасида ишлатилса, бузилиш кам бўлади.

УЭ схемали транзисторларнинг вольт-ампер характеристикалари.

2.18.а-расмда оилавий статик кириш характеристикаси кўрсатилган бўлиб, унда коллектор кучланиши ўзгармас ҳолатда база токининг база-эмиттер кучланишига боғлиқлик графигини ифодалайди, яъни:

$$I_b = f(U_{бэ}); U_{кэ} = \text{const}$$



2.18-расм. Умумий эмиттер схемали транзисторнинг характеристикаси

Кириш характеристикадан кўринадики, коллектор кучланишини ортиши база токи чизигини ўнга сурилаяпти, бу шуни кўрсатадики, кучланишнинг

ортиши база соҳасида рекомбинация эҳтимоли камаяди. Бу эса база токини камайишига олиб келади. Шуни таъкидлаш керакки, $U_{кз} > 0$ қийматларида эмиттер токининг чизиқлари бир-бирига яқин жойлашган.

2.18.б-расмда оилавий чиқиш (коллектор) характеристикаси кўрсатилган бўлиб, унда база токининг ўзгармас қийматида, коллектор токининг коллектор кучланишига боғлиқлик графиги ифодаланган, яъни

$$I_k = f(U_{кз}); I_б = const$$

Коллектор тоқлари координата бошидан бошланиб, $U_{кз}$ нинг кичик қийматларида тик кўтарилади. База токининг катта қийматларида коллектор токининг чизиғи юқорироқга жойлашади. Шуни таъкидлаш керакки, база токининг нол қийматида транзистор орқали $I_{кз0}$ бошланғич токи оқиб ўтади. Бошланғич токи р-п ўтишдаги тескари коллектор токидан β марта катта бўлади. Яъни

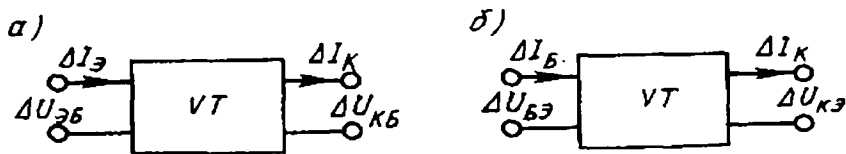
$$I_{кз0} = \beta I_{к60}$$

$I_{кз0}$ нинг катта қийматлилиги УЭ схеманинг камчилигидир.

Оилавий статик характеристикалар транзисторнинг статик катталикларини аниқлаш учун ва электрон схемаларни графо-аналитик усул билан ҳисоблаш учун зарур.

Транзисторли қурилмаларни ҳисоблашда ва уни таҳлили кўпинча h -параметр усулидан фойдаланилади. Бунинг учун транзистор кучайтирадиган сигнал кичик қийматли деб ҳисобланади. У ҳолда транзистор тўғри чизикли тўрт кутб занжир деб қаралади.

Таҳлил қилиш учун УЭ транзистор қурилмасини кўриб чиқамиз (2.19.б-расм) тўрт кутбнинг электрик ҳолати $I_б$, $U_{бэ}$, I_k ва $U_{кз}$ лар билан ифодаланади. тўрт катталикдан иккитасини $I_б$ ва $U_{кз}$ мустақил деб қаралса, у ҳолда икки катталиги $U_{бэ} = F_1(I_б, U_{кз})$ ва $I_k = F_2(I_б, U_{кз})$ функция орқали ифодаланади.



2.19-расм. УБ (а) ва УЭ (б) ли транзисторларга эквивалент чиқишли «Тўрт кутбли» асбоблар.

Юқоридаги шартга биноан кучайтиргич қурилмаларида кириш сигнал кучланиши кичик қийматга эга деб қаралса, транзистор характеристикасининг чизикли қисмини эгаллайди. У ҳолда кириш сигнали $\Delta U_{бэ}$ ва ΔI_k орттирмалари учун қуйидаги тенглик тўғри келади.

$$\Delta U_{бэ} = \frac{\partial F_1}{\partial I_б} \Delta I_б + \frac{\partial F_1}{\partial U_{кз}} \Delta U_{кз}$$

$$\Delta I_x = \frac{\partial F_x}{\partial I_e} \Delta I_e + \frac{\partial F_x}{\partial U_{кэ}} \Delta U_{кэ}$$

Ёки h -орқали

$$\Delta U_{еэ} = h_{11} \Delta I_e + h_{12} \Delta U_{кэ}$$

$$\Delta I_x = h_{21} \Delta I_e + h_{22} \Delta U_{кэ}$$

Тенгламаларнинг ўнг томонидаги коэффициентлар транзистор параметрлари дейилади ва улар қуйидагиларни ифодалайди:

h_{11} -(чиқиши қисқа туташув ҳолатидаги) кириш қаршилиги.

h_{12} -(кириши салт ҳолатидаги) тескари боғланиш коэффициенти.

h_{21} -(чиқиши қисқа туташган ҳолатидаги) токни узатиш коэффициенти.

h_{22} -(кириши салт ҳолатдаги) чиқиш ўтказувчанлиги.

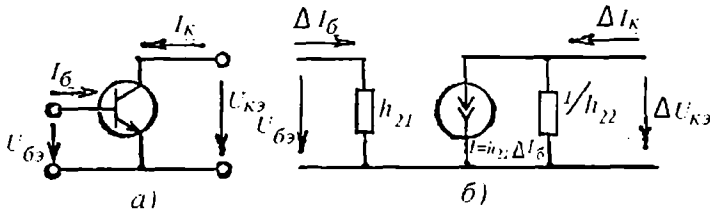
Аниқ схемалар учун транзисторларнинг қуйидаги асосий параметрларини ҳисобга олиш зарур:

Рухсат этилган максимал ўзгармас коллектор токи $I_{K \max}$;

Рухсат этилган ўзгармас коллектор - эмиттер кучланиши $U_{KЭ \max}$ (УЭ учун);

Рухсат этилган максимал коллектор ўзгармас қувват сочилиши $P_{K \max}$.

Транзисторнинг h -параметри орқали УЭ схеманинг эквивалент схемасини яратиш содда бўлиб, у қаршилиқ ва бошқариладиган ток манбадан иборат бўлади (2.20-расм).



2.20-расм. h -параметрли УЭ схеманинг эквивалент схемаси

Транзисторнинг ҳарорат ва частота хусусияти-муҳит ҳароратининг ортиши ёки пасайиши, транзисторни чиқиш ва кириш характеристикаларининг ҳолати ва параметрини ўзгартиради. Ҳарорат ўзгариши транзисторга салбий таъсирини сабабчиси коллектор тескари токнинг $I_{кб0}$ ҳароратга таъсирчанлигидир. Ҳарорат 10°C га ошганда коллектор тескари токи икки мартага ортади, юқорида айтилганидек, тескари токнинг ортиши, характеристикага қизиқларининг юқorigа силжишига сабаб бўлади. Бу эса транзисторнинг танланган иш режимларини бузилишига олиб келади. Транзисторнинг термостабиллигини ошриш учун иссиқлик ўзгаришига чидамли материаллар ишлатилади, масалан кремний ва унинг қоришмаси ва ҳар хил иш режимини термостатлаштирувчи схемалар ишлатилади.

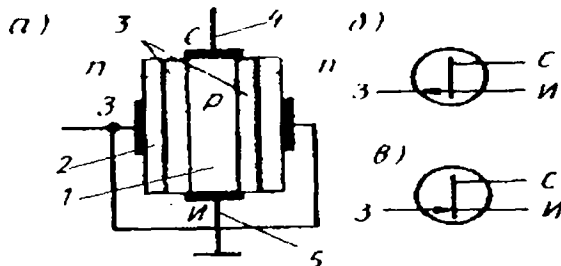
Транзисторнинг частота хусусияти- эмиттер ва коллектор ўтишларидаги сифмларига ва эмиттердан инжекцияланган базадаги зарядларнинг ҳаракатчанлиги билан белгиланади. Транзисторнинг ишлаш частотаси ортиши ўтиш сифмларининг реактив қаршилигининг камайишига олиб келади. Натижада ўтиш қаршилиги шунтланади. Коллектор ўтиш сифми катта таъсир кўрсатади, чунки унинг реактив қаршилиги каттадир. Транзисторни юқори частоталарда ишлашни чегараланишига эмиттердан коллекторга ҳаракатланаётган базадаги ноасосий ташувчиларнинг ҳаракат тезлигидир. Зарядларни диффузияланиш вақти кичик, шу сабабли эмиттер ва коллектор тоқлари орасида фаза силжиш ҳосил бўлади. Юқори частоталарда фаза силжиши натижасида сигналларни кучайтириши сезиларли даражада пасаяди.

Транзисторнинг частота хусусиятини яхшилаш учун коллектор ўтишининг сифмини камайтириш керак, бу эса транзистор қувватини пасайтиради. Зарядларнинг базадан ўтиш вақтини камайтириш учун базани соҳасини кераклигича кичрайтирилади. Электронларни ҳаракат тезлиги тешиқларга нисбаттан катта, шу сабабли юқори частоталарда п-р-п типли транзистор ишлатилади. Яна бир усули базадаги ноасосий ташувчиларни тезлигини ошрувчи электр майдон ҳосил қилиш керак бўлади.

Транзисторнинг частота хусусияти кучайтириладиган юқори чегара частотаси билан баҳоланади. Умумий базали схема учун юқори чегара частотада ток бўйича кучайтириш катталиги f_α билан умумий эмиттерли схема учун эса f_β билан ифодаланади. Рухсат этилган частота деб α ва β ларнинг қиймати паст частотага нисбаттан 30% пасайишига айтилади.

2.5. Майдон транзисторлари

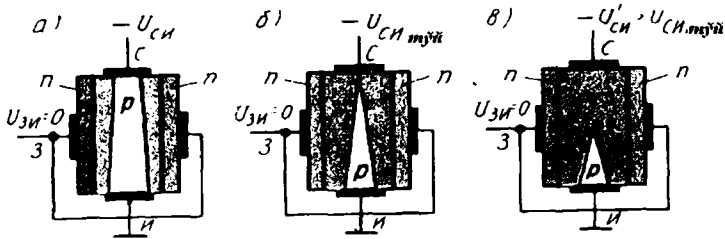
Майдон (униполяр) транзисторларда (2.21.а-расм) биполяр транзисторлардан фарқ қилган ҳолда ток ўтишда битта типли заряд ташувчилар – электронлар ёки коваклар иштирок этади. Бу 1- ўтказиш каналининг қандай материал (п ёки р типли)дан ясалишига боғлиқ. 2.21.а-расмда кўрсатилган транзистор канали ковакли ўтказувчанликка эга. Каналнинг ён сиртларига затвор ҳосил қилувчи электрон ўтказувчанликли ярим ўтказгич қатлами қўйилган.



2.21-расм. р-п ўтишли ва р- каналли майдон транзистори (а) ва р-п ўтишли ва р- п каналли майдон транзисторларининг шартли график белгилари (б,в).

Затвор ва канал орасида 3 р-п ўтиш ҳосил бўлади. Каналдан 4 ва 5 чиқишлар – С сток ва И исток дейилади. Одатда, исток ерга уланади, стокка эса асосий заряд ташувчиларни канал бўйича стокка йўналтирувчи кучланиш берилади. Транзисторнинг р-типли каналида стокка манфий кучланиш берилади, затворга мусбат кучланиш берилади, бунда затвор – канал ўтиши ёпилиб, ундан ток ўтмайди. р – п ўтишли ва р, п тип каналли майдон транзисторларининг шартли график белгиланиши 2.21.б,в-расмда кўрсатилган.

Майдон транзисторининг чиқиш токи (I_c сток токи) U_{cu} сток кучланишига боғлиқ ва унинг ортиши чиқиш токининг ортишига сабаб бўлади. Сийраклашган қатламнинг канал ичига кириш чуқурлиги, яъни унинг юза кесими затворга берилаётган U_{zu} кучланишнинг қиймати билан белгиланиб, у сток токини бошқаради. $U_{zu}=0$ бўлганда ва стокдаги U_{cu} кучланиши кичик қиймат ҳолатида (2.22.а-расм) канал сийраклашган қатлам билан қисман ёпилади, бунинг натижасида каналнинг қаршилиги бошланғич вазиятдагига нисбатан ортади (2.21.а-расмга нисбатан).



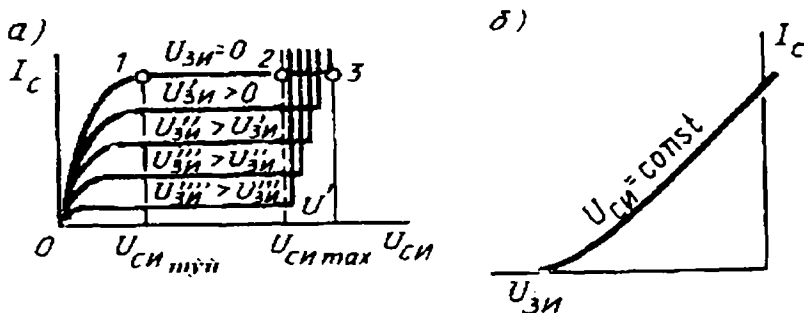
2.22-расм. $U_{cu} < U_{cu\ тўй}$ (а), $U_{cu} = U_{cu\ тўй}$ (б) ва $U_{cu} > U_{cu\ тўй}$ (в) сийраклашган қатламнинг канални ёпиши

Затвор–канал ўтишида тескари кучланиш U_{zu} ортиши сийраклашган қатламнинг канал ичига кириш чуқурлиги истокдан стокка томон ортади. U_{cu} кучланишининг ортиши (2.23.а-расм) I_c сток токининг ортишига олиб келади (2.23-расмда 0-1 қисм). Тўйиниш кучланиши деб аталувчи $U_{cu, тўй}$ кучланишда сийраклашган қатлам сток яқинида канални бутунлай тўсиб қўяди (2.21.б-расмга қаранг). Шу вақтдан бошлаб сток токи (2.23.а-расмда 1-2 қисм) ортмайди, яъни тўйиниш рўй беради ва транзисторнинг ички қаршилиги бир неча мегаомга етади. Сток токининг мавжудлиги заряд ташувчиларнинг каналдан сийраклашган соҳага ҳаракати билан тушунтирилади.

U кучланиш қийматида (2.23-расм) р-п ўтишда тешилиши рўй беради (3-нўқта) ва транзистор ишдан чиқади.

Затвор кучланиши $U_{zu} > 0$ бўлганда транзисторнинг чиқиш характеристикаси (2.23.а–расмга қаранг) $U_{zu} = 0$ даги характеристикадан пастда жойлашади. Майдон транзисторларида затвор токи р-п ўтишининг тескари токи бўлгани учун унинг қиймати кичикдир.

Шундай қилиб, майдон транзисторларининг I_c чиқиш токи бошқарувчи электрод затворлардаги U_{zu} кучланишнинг қийматига боғлиқ. Бу боғлиқлик транзисторнинг $U_{cu}=const$ кучланишида олинadиган ўтиш характеристикаси билан ифодаланади (2.23.б-расм).



2.23-расм. *p-n* ўтишли майдон транзисторининг ошлавий кириш (а) ва ўтиш (б) характеристикалари.

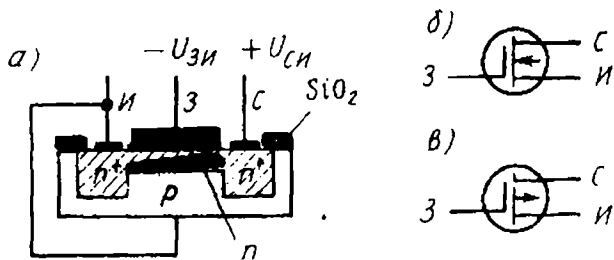
Металл, оксид ва ярим ўтказгич қатларининг кетма-кет кўринишида тайёрланувчи транзисторлар МОП–транзисторлар деб юритилади. Диэлектрик қатлам (кўпинча кремний диоксидли SiO_2) билан изоляцияланган.

Айрим пайтлари, уларни МДП–транзисторлари (металл–диэлектрик- ярим ўтказгич) деб ҳам аталади. МОП–транзисторларнинг кириш қаршилиги 10^{12} – 10^{17} Омларга эга.

Затвор изоляцияланган *n*-тип ҳосил қилинган каналли МОП–транзисторининг тузилиши 2.24.а-расмда кўрсатилган. *p*-типли кремний тагликнинг юза қисмларига донор қоришма атомларини диффузиялаб, *p*-типли *I* исток ва *C* сток қисмлари ҳосил қилинади. Улар орасида юққа кичик концентрация қоришма билан *n*- типли канал ҳосил қилинади.

Пластинка (таглик) сиртида истокга ва стокга уланиш учун тирқиш қолдирилиб, кремний диоксиди SiO_2 қатлами билан қопланади. Транзисторнинг ўтказгичлари исток, сток, затвор ва тагликнинг металлланган сиртлари билан уланади. Стокга мусбат U_{cu} кучланиш берилади.

U_{zu} кучланишининг манфий қиймати затвор ва таглик орасидаги электр майдон канал ҳажмидан электронларни сиқиб чиқаради ва каналнинг қаршилигини орттиради. U_{zu} затвор кучланишини ортишида I_c сток токи қиймати камаяди ва бирор «қирқиш» кучланишида бутунлай тўхтади ($I_c=0$). Бу таҳлил сийраклашган режимда ишлаётган МОП–транзисторларига тегишлидир.

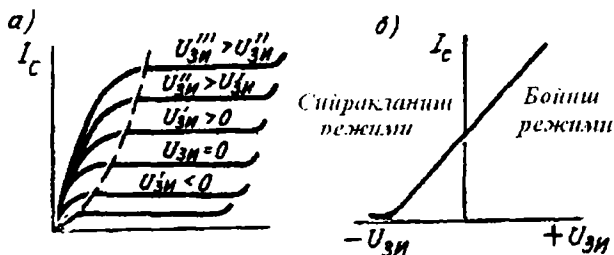


2.24-расм. Затвор билан изоляцияланган ва n тип киритилган канали (а) МОП транзистор тузилиши ва n ва p тип каналли транзисторнинг (б,в) шартли график белгилари

$U_{зи}$ кучланишининг мусбат қийматида затвор – канал ўтишидаги электр майдон қўшимча электронларни таглиқдан каналга тортади, бунинг натижасида каналнинг қаршилиги камаяди, сток токи эса ортади. Бу таҳлил «бойиш» режимда ишлаётган МОП–транзисторларига тегишлидир.

n ва p тип каналли МОП–транзисторларнинг шартли график белгиланиши 2.24.б,в-расмда кўрсатилган.

Изоляцияланган затворли ва n -тип киритилган каналли МОП–транзисторларнинг чиқиш характеристикаси p - n ўтишли майдон транзисторлариники кабидир, лекин «бойиш» режимда улар юқориқоқда жойлашади, сийраклашиш режимда эса характеристика пастроқда жойлашади. Бу транзисторнинг ўтиш характеристикаси 2.25.б-расмда кўрсатилган.

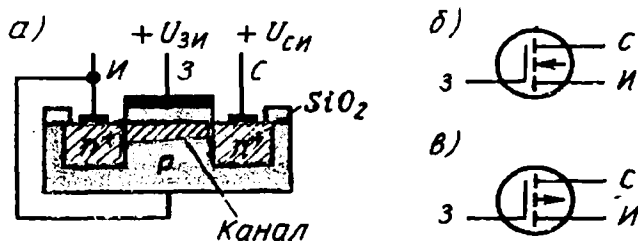


2.25-расм. МОП транзисторнинг оилавий кириши (а) ва ўтиш (б) характеристикалари.

Изоляцияланган затворли ва n -тип канал ҳосил қилинмаган МОП–транзисторнинг тузилиши 2.26.а–расмда кўрсатилган, Бу транзисторларда канал тайёрлашда қилинмасдан, балки уларни ишлаш жараёнида ҳосил қилади. Затвордаги мусбат кучланиш p -типли таглиқдан электронлар оқимини ўзига тортади ва исток ва сток орасидаги сирт қатламнинг электр ўтказувчанлик типини ўзгартиради, p -типли канал шундай ҳосил бўлади.

Затворда мусбат кучланишининг ортиши канал кесимини орттиради ва унинг қаршилигини камайтиради.

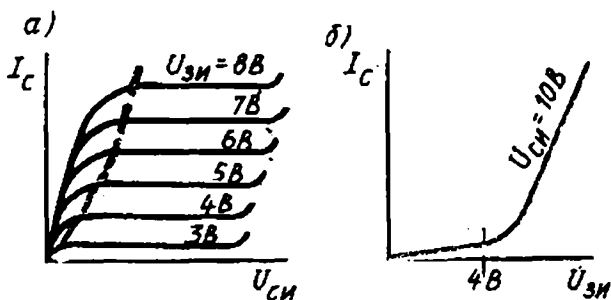
Ҳосил қилинган n ва p тип каналли МОП–транзисторнинг шартли график белгиланиши 2.26.б,в-расмда кўрсатилган.



2.26-расм. Изоляцияланган затворли ва n тип каналли (а) МОП транзистор тузилиши ва p ва n тип каналли транзисторнинг (б,в) шартли график белгилари.

Ҳосил қилинган каналли МОП–транзистор чиқиш характеристикалари кўрсатадики, затвордаги кучланиш ортиши билан I_c сток токи ортади.

Бундай транзисторлар фақат бойиш режимида ишлаши мумкин, ўтиш характеристикаси (2.27.б-расм)га кўра сток токи затвордаги кучланиши бир неча вольт бўлганда пайдо бўлади.



2.27- расм. Изоляцияланган затворли ва ҳосил қилинган каналли МОП транзисторининг оилавий кириш (а) ва ўтиш (б) характеристикалари

Майдон транзисторларининг асосий параметрлари: характеристика тиклиги. Сток кучланишининг ўзгармас ҳолатидаги, сток токининг затвор кучланишига боғлиқлиги орқали аниқланади.

$$S = \frac{dI_c}{dU_{зи}}; \quad U_{си} = \text{const} \quad (1)$$

Тиклик (мА/В) бирлик билан ўлчанади.

Ички қаршиликнинг (чиқиш қаршилигининг), затвор кучланишининг қиймати доимий бўлган ҳолда сток кучланиши ўзгаришини, сток токининг ўзгариши деб айтилади.

$$R_i = \frac{dU_{cu}}{dI_c}; \quad U_{zu} = \text{const} \quad (2)$$

Статик кучайтириш коэффиценти - μ , сток токига затвор кучланишни, сток кучланишига нисбатан қай даражада таъсирини ифодалайди яъни,

$$\mu = \frac{dU_{cu}}{dU_{zu}}; \quad I_c = \text{const} \quad (3)$$

(1), (2) ва (3) формулалари орқали

$$\mu = SR_i$$

Кириш қаршилик.

$$R_{кир} = \frac{\Delta U_{zu\max}}{\Delta I_{zu\max}}$$

Майдон транзисторининг электродлараро сиғими:

- затвор ва сток орасидаги сиғим – $C_{зс}$ -ўтиш сиғими;
- затвор ва исток орасидаги сиғим- $C_{зу}$ –кириш сиғими;
- сток ва исток орасидаги сиғим – $C_{су}$ -чиқиш сиғими деб юритилади. Бу сиғимлар майдон транзисторининг юқори частоталарида ишлаганда эътиборга олинади.

Майдон транзисторининг асосий афзалликлари.

- катта кириш қаршилиги
- кичик хусусий шовқинга эга.
- ҳарорат ва реактив таъсирларга чидамли.

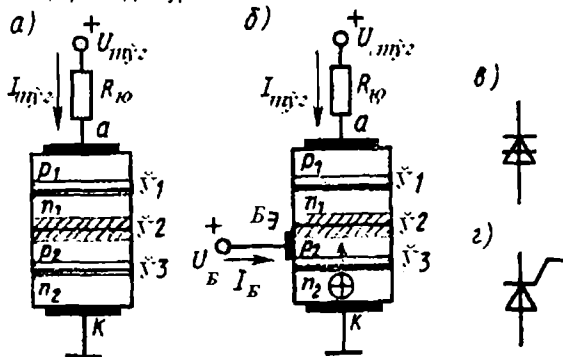
Ҳозирги вақтда ишлаб чиқариш технологияси бўйича биполяр транзисторларникига қараганда, осонроқ ва аниқроқ бўлганлиги учун МОП-транзисторлари кенг қўлланилмоқда. Майдон транзисторларидан тайёрланадиган интеграл микросхемалар рақамли техника ва дискрет автоматика қурилмаларида кенг қўлланилади.

2.6.Тиристорлар

Тиристорлар–3 та ёки ундан кўп p–n ўтишларга эга бўлган ва 2 та турғун ҳолат (очиқ ва ёпиқ) да ишлайдиган ярим ўтказгичли асбобдир.

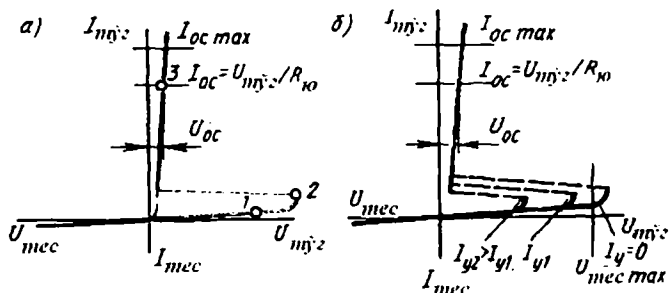
Четки соҳаларидан (анод–а ва катод–к) 2 та чиқишга эга бўлган диодли тиристор (динистор)нинг тузилиши 2.28.а-расмда, 3 та чиқишга (анод–а, катод–к ва бошқарувчи электрод–БЭ) эга бўлган триодли тиристорнинг

тузилиши 2.28.б—расмда кўрсатилган. Бу асбобларнинг шартли график белгиланиши 2.28.в,г-расмда кўрсатилган.



2.28-расм. Динисторнинг (а), тиристорнинг (б) тузилиши ва уларнинг шартли график белгилари (в,г)

Динисторнинг ўтказиш ҳолатига ўтиш жараёнини кўриб чиқамиз (28.а ва 2.29.а-расмлар). $U_{мнэ}$ асосий кучланиш асбобларнинг \dot{Y}_1 , \dot{Y}_2 ва \dot{Y}_3 p-n-ўтишлари орасида тақсимланади, бу кучланишнинг энг кўп қисми \dot{Y}_2 ўтишга қўйилгандир, чунки у учун кучланиш тескари ҳисобланади (2.29.а-расмдаги 1-нуқта).



2.29-расм. Динисторнинг (а) ва тиристорнинг (б) вольт-ампер характеристикалари.

$U_{мнэ}$ кучланишнинг бирор қийматида \dot{Y}_1 ва \dot{Y}_3 ўтишдаги кучланишлар шундай қийматга эришадики, бунда тўғри тоқлар n_1 ва p_2 -соҳалардаги асосий бўлмаган заряд ташувчиларнинг концентрациясини сезиларли оширади, бу эса \dot{Y}_2 ўтишда тескари токнинг ортишига олиб келади. Жараён кўчкили тарзида ривожланиб боради (2 - нуқта) ва динисторнинг ўтказиш ҳолатига ўтиши билан тугалланади (3 - нуқта). Оқиқ ҳолатдаги динисторнинг $I_{мнэ}$ тўғри токи $U_{мнэ}$ кучланиши атиги 1-2,5 В бўлган $R_{ю}$ юклама қаршилиги билан аниқланади, $U_{мнэ}$ кучланиш бир неча киловольтга етиши мумкин.

Тиристор ихтиёрий $U_{\text{тж}}$ кучланишда бошқариш токи I_6 орқали уланади, I_6 бошқариш токи \dot{Y}_3 ўтиш тўғри токини ифодалайди ва p_2 соҳанинг асосий бўлмаган заряд ташувчилари концентрациясини ортишига олиб келади, бу эса ўтиш қаршилиги ва кучланишининг камайишига олиб келади, натижада \dot{Y}_1 ва \dot{Y}_3 ўтишларда кучланиш ортади, бу эса динисторнинг 2 – нуқтадаги ишлашига мос шартларни ҳосил қилади (2.29.а-расм).

Тиристорнинг асосий параметрлари қуйидагилардир:

Ёпиқ ҳолатда рухсат этилган максимал ўзгармас доимий кучланиш $U_{\text{си, макс}}$

Очиқ ҳолатда рухсат этилган максимал ўзгармас ток $I_{\text{ох, макс}}$

Рухсат этилган максимал сочилиш қуввати $P_{\text{урн, макс}}$

Рухсат этилган максимал ўзгармас тескари кучланиш $U_{\text{тес, макс}}$

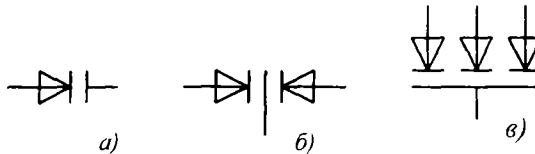
Очиқ ҳолатдаги ўзгармас кучланиш $U_{\text{ох}}$.

$I_{\text{уш}}$ - тутиб туриш токи – асбобни очиқ ҳолатда тутиб туриш учун зарур бўлган энг кичик анод токининг қиймати.

Ҳозирги вақтда бошқарувчи электродга сигнал берилганда тўғри йўналишда ҳам тескари йўналишда ҳам уланадиган симметрик триод тиристорлари (триаклар) кенг қўлланилмоқда.

2.7. Махсус ярим ўтказгичли асбоблар

Варикаплар. Ҳар қандай р-п ўтишга тескари кучланиш берилса, конденсатор вазифасини ўтайди. Унинг диэлектриги бўлиб, заряд ташувчиси кичик концентрацияга эга бўлган катта қаршиликли беркитувчи қатлам хизмат қилади. Электродлар вазифасини қатламнинг икки томонидаги катта ўтказувчанликка эга ярим ўтказгичли материаллар ўтайди. Бундай конденсаторни сиғими тўсиқли сиғим C_B дейилиб, унинг қиймати р-п ўтишга берилаётган $U_{\text{тес}}$ кучланиш қиймати билан аниқланади. $U_{\text{тес}}$ кучланишнинг ортиши сиғим қийматини камайишига олиб келади, чунки беркитувчи қатлам кенгайди. Бу конденсатор қопламаларининг орасидаги масофани ортиши билан баробардир. Бошқариладиган тўсиқли сиғимдан фойдаланишга асосланган ярим ўтказгичли диодлар варикаплар дейилади. Варикапнинг шартли график белгиланиши 2.30- расмда кўрсатилган.



2.30-расм. Варикапнинг шартли график белгиланиши: а-варикап; б- бир катодли иккита варикап; в-уч варикапли матрица

Варикапларнинг асосий кўрсаткичлари қуйидагилар:

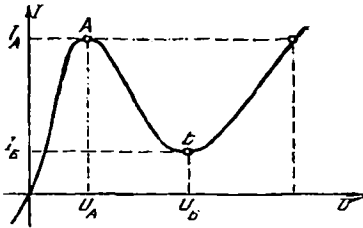
- C_B сиғим, $U_{\text{тес}}=0-4В$ гача қиймат оралиғида C_B сиғими бир неча пикофарададан бир неча юз пикофарадагача бўлади;

• K_c сиғим, K_c сиғим кенглиги деб, C_B нинг максимал қийматини C_B нинг минимал қийматига нисбати билан аниқланади. Унинг қиймати рухсат этилган кучланиш қийматининг максимум қийматида ўлчанади.

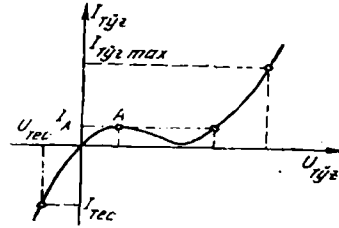
Туннель диодлар асосан кўп аралашмали диодлардан ясалади. Унинг ишлаш принципи туннель орқали ёриб ўтиш ҳодисасига асосланган. Туннелли диоднинг вольт-ампер характеристикаси 2.31-расмда келтирилган. Характеристикадан кўришиб турибдики, унинг тўғри ўтишига мос келган қисмида дифференциал қаршилиги манфий қийматга эга бўлган соҳа мавжуд. Манфий қаршилик дейилганда кучланиш ортиши билан ток кучи камайиши тушунилади. Бу хусусиятга кўра тунелли диоддан кучайтиргич, генератор ва турли хил импульс режимида ишлайдиган қурилмаларда фойдаланилади. Диод тескари йўналишдаги токни яхши ўтказиши.

Асосий параметрлари: юқори чўққига тўғри келган ток кучи I_A (графикда А нуқта); пастки чуқурликка тўғри келган ток кучи I_B ; (графикда Б нуқта); юқори чўққи ва пастки чуқурликка тўғри келган кучланишлар U_A ва U_B .

Айлантирилган диодлар ҳам туннелли диодларга ўхшаш бўлиб, вольт-ампер характеристикасида, дўнглик ва чуқурлик фазасидаги фарқ кичик бўлади (2.32-расм). Диодда аралашма критик концентрацияда олиниб, тескари йўналишдаги ўтказувчанлик тўғри йўналишдаги ўтказувчанликдан катта бўлади. Бундай диодларнинг тескари йўналишдаги вольт-ампер характеристикаси тўғриловчи диодларникига ўхшаш бўлади.



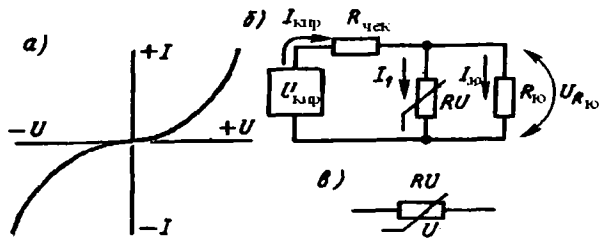
2.31-расм. Туннель диоднинг вольт-ампер характеристикаси



2.32-расм. Айлантирилган диоднинг вольт-ампер характеристикаси

p-n ўтиши бўлмаган ярим ўтказгичли асбоблар. p-n ўтиши бўлмаган варистор, термо ва фоторезисторли ярим ўтказгичли асбобларнинг ишлаши ярим ўтказгичли материалларнинг ҳажмий хусусиятидан фойдаланишга асосланган.

Варисторлар. Варистор деб, қўйиладиган кучланиш таъсирида p ўтишида ўз қаршилигини ўзгартирадиган кремний карбидидан ясалган чизиксиз ярим ўтказгичга айтилади. Унинг вольт-ампер характеристикаси, схемага уланиши ва шартли ифодаси 2.33. а. б. в- расмда кўрсатилган.



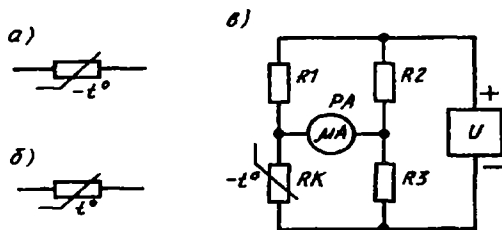
2.33-расм. Варисторнинг вольт-ампер характеристикаси (а), уланish схемаси (б) ва шартли график белгиланиши (в).

Варисторлар ўзгарувчан ва ўзгармас ток занжирларида кучланишни стабиллаш учун ишлатилади (2.33.б-расмга қаранг). Бунинг учун варистор $R_{ю}$ юклама қаршилигига параллел уланган бўлиб, $U_{квп}$ кириш кучланиши $R_{чек}$ чекловчи қаршилик ва параллел уланган $R_{ю}$ ва $RU_{лар}$ ўртасида тақсимланади. Агар $U_{квп}$ кириш кучланиши ортса, чиқиш кучланиши $U_{Rю}$ га пропорционал равишда ортмайди, чунки $U_{Rю}$ нинг ортиши, варистор RU қаршилигини камайишига олиб келади. Бу эса кириш $I_{квп}$ токини ортттиради. Натижада $R_{чек}$ чекловчи қаршиликда кучланиш тушуви ортиб, $U_{Rю}$ кучланиш қиймати кичик ўзгаришига сабабчи бўлади. Саноатда варисторлар СН-1, СН-2 ва бошқа маркаларда ишлаб чиқарилади.

Терморезисторлар. Қаршилиги ҳароратнинг ўзгаришига катта боғлиқ бўлган ярим ўтказгичли резисторларга терморезисторлар дейилади. Терморезисторлар кобальт оксиди, мис ва маргумуш қоришмасидан ясалади. Терморезистор қаршилигининг ҳарорат коэффициентини (ҚҲК) манфийдир, яъни ҳарорат кўтарилганда, қаршилиги камаяди. Саноатда позисторлар ҳам ишлаб чиқарилади. Унинг ҚҲК мусбатдир. У титанат барий асосида ясалиб, СТ5, СТ6 марка билан белгиланади.

Терморезисторлар ҳар хил муҳит ҳароратини ўлчаш учун сезгир датчик кўринишида, электр ўлчов асбобларининг ҳарорат ўзгаришини компенсациялаш, ярим ўтказгичли асбоблар режимларини стабиллаштириш, қурilmаларида автоматик равишда ҳароратни бир қийматда ушлаб туриш учун, телемеханик ва автоматик тизимларда ишлатилади. Позисторлар эса кварц резонаторларнинг термостатларида қўлланилади.

Терморезистор ва позисторларнинг шартли график белгилари 2.34.а.б-расмда, ҳароратни ўлчаш схемасидаги сезгир датчик (терморезистор) кўриниши эса 2.34.в-расмда кўрсатилган. Схемда RK терморезистор кўприксимон схеманинг бир елкасига ўрнатилган. Бошланғич ҳолатда ҳароратнинг бирор қийматида кўприксимон схема балансланади. Агар ҳарорат ўзгарса, терморезисторнинг қаршилиги ўзгариб баланс бузилади. Натижада PA да ҳароратнинг ўзгаришига пропорционал қийматда ток ҳосил бўлади.



2.34-расм. Терморезисторнинг (а), позисторларнинг (б) шартли график белгиланиши ва терморезисторнинг ҳарорат ўлчаиш схемаси (в).

Терморезисторнинг асосий катталиги ҚҲК дир. У атроф-муҳит ҳароратини 1 К ўзгаришида унинг қаршилиги неча фоизга ўзгаришини кўрсатади. Терморезисторларнинг ҚҲК қиймати $(2,4 \div 8,4)\%$ K оралиқда ётади.

2.8. Ярим ўтказгичли фотозлементлар

Фоторезисторлар. Фоторезисторлар деб—ёруғлик нури таъсирида электр қаршилигини ўзгарирувчи ярим ўтказгичли асбобга айтилади. Уни ишлаш принципи ички фотозэффект ҳодисасига асосланган. Яъни ёруғлик нур энергияси таъсирида ярим ўтказгичда кўшимча ток ташувчилари, электрон ва коваклар ҳосил бўлади, натижада ярим ўтказгични қаршилиги камаяди. Бундай ўтказувчанликни ярим ўтказгичнинг фото ўтказувчанлиги дейилади. ярим ўтказгичда ички эркин электронларни ҳосил қилиш учун, ташқи эркин электронларни ҳосил қилишга нисбатан энергия кам сарфланади. Шу сабабли фоторезисторларнинг сезгирлиги вакуум фотозлементларига нисбатан юқори бўлади. 2.35.а–расмда фоторезисторни электр занжирига уланиш схемаси кўрсатилган.

Фоторезистор қуйидаги элементлардан ташкил топган:

1. Шиша пластинка;
2. Ярим ўтказгич;
3. Қисқичлар.

Схемадан кўринадики, фоторезисторнинг қисқичларига R_K қаршилиги орқали U_{ϕ} ўзгармас ток манбаи уланган. Фоторезисторга ёруғлик нури Φ тушганда ундан I_{ϕ} токи оқиб ўтади ва R_{ϕ} да ҳосил бўлган кучланиш $U_{\phi K}$ бирор–бир кучайтиргичга узатилади. Фоторезисторни ташқи муҳитдан (қор, ёмғир ва ҳаказо) сақлаш мақсадида ёруғлик нури учун кичик дарчали 5 пластмасса қобиғга 4 жойлаштирилади. (2.35.б–расм).

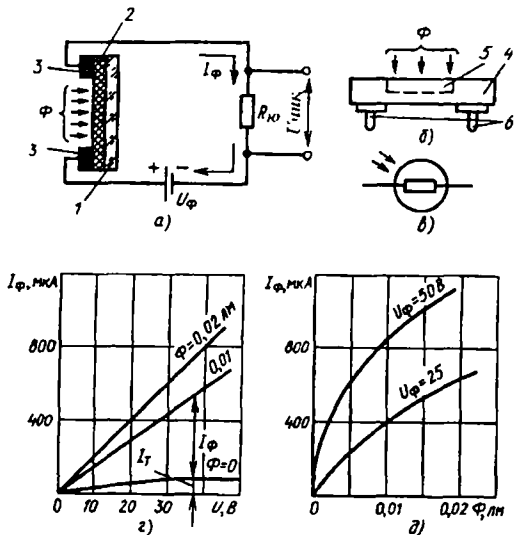
Фоторезисторнинг шартли белгиси 2.35.в–расмда кўрсатилган. Фоторезисторнинг асосий катталиклари бўлиб ёруғлик нури, вольт-ампер ва спектрал характеристикалари хизмат қилади. (2.35.г,д–расм). 2.35.д–расмда фоторезистор I_{ϕ} токининг ёритилганлик даражасига боғлиқлик графиги ифодаланган. Ундан кўринадики, боғлиқлик эгри чизикдан иборат. 2.35.г–расмда фоторезисторнинг вольт-ампер характеристикаси, яъни фототокнинг

қиймати унга қўйилган кучланишга боғлиқлик графиги ифодаланган. Фоторезисторнинг спектрал характеристикаси фототокнинг тушаётган ёруғлик нури тўлқин узунлигига боғлиқлигини ифодалайди.

Фоторезисторнинг асосий ишлаш катталиклари:

- 1) Ёруғлик нури ўчгандан 30 секунддан сўнг қоронғи токи I_k нинг қиймати;
- 2) 20°C ҳароратда фоторезисторнинг қоронғи қаршилиги R_k ;
- 3) Ишчи кучланиш ҳолатдаги ёруғлик $I_{\text{фр}}$ токи;
- 4) Ўрнатилган ёруғлик ва қоронғи тоқлар айирмаси $I_{\text{ф}}$ фото токи;
- 5) Нисбий сезгирлик;
- 6) Сезгирлик чегараси;
- 7) Ишчи кучланиши;
- 8) Рухсат этилган сочилиш қуввати.

Фоторезисторнинг асосий афзаллиги бу, юқори нисбий интеграл сезгирлигидир, шу сабабли улар фотоэлектрон автоматикаларда, фотоназоратларда, оптик алоқада, радиоастрономия тизимларида кўп ишлатилади. Уларнинг камчилиги ҳароратга таъсирчанлиги ва инерционлигидир.



2.35-расм. Фоторезисторнинг электр занжирига уланиш схемаси (а), фоторезисторнинг ташқи кўриниши (б), Фоторезисторнинг шартли белгиси (в), спектрал (г) ва вольт-ампер (д) характеристикалари.

Вентилли фотоэлементлар. Улар ёруғлик энергиясини электр энергияга тўғридан-тўғри айлантириб беради, унинг ташқи кўриниши ва схематик ифодаси 2.36-расмда берилган. Унда металл электрод 1 га ярим ўтказгичли



2.36-расм. Вентилли фотоэлементлар

материал 2 жойлаштирилган ва унинг юзасига беркитувчи қатлам 3 термик йўл билан ўрнатилган ва унинг юзасига ярим шаффоф 4 металл қатлам пуркалган. Ярим ўтказгичли диодга ўхшаб бунда ҳам ярим ўтказгич билан ярим шаффоф металл чегарасида беркитувчи қатлам ҳосил бўлади. Фотоэлементи ёруғлик кванти билан нурлантирилганда у р-п ўтишда асосий бўлмаган ток ташувчилар сонини ортиради, яъни п-соҳада ковакларни, р-соҳада электронларни, потенциал тўсиқ таъсирида коваклар п-соҳасидан, р-соҳага, электронлар эса р-соҳадан п-соҳадага ўта бошлайди. Натижада р-п-ўтишда зарядлар сони ортиб кетиб фотоэлемент қисқичларида қўшимча потенциаллар фарқини ҳосил қилади. Бу қўшимча потенциаллар фарқи фотоэлектр юритувчи куч деб юритилади ва занжир уланганда электр занжир орқали ток оқа бошлайди. Унинг қиймати фотоэлементга тушаётган нур оқимининг интенсивлигига боғлиқдир. Ҳозирги кунда селенли, кремнийли вентелли фотоэлементлар кўп ишлатилади. Кремнийли вентелл фотоэлементлари қуёш батареялари учун ишлатилмоқда. Улар қуёш нуруни электр энергияга айлантириб беради.

Қуёш фотоэлементлар. Қуёш фотоэлементи 2.37-расмда тасвирланган бўлиб, п-типи кремнийдан ташкил топган. Кремний пластинка юзасига р-типи БОР қоришмаси вакуумда диффузия усули билан, қатлам ҳосил қилинади. Бу қатлам 2–3 мкм қалинлигига эга бўлганлиги сабабли, ёруғлик энергияси р-п ўтиш қатламга осон ўтади.

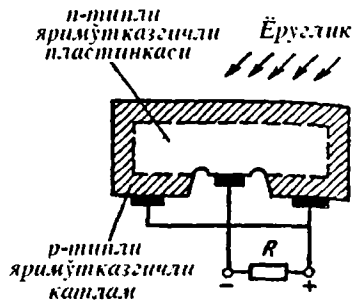
Қуёш фотоэлементининг максимум интеграл сезгирлиги ёруғликнинг инфрақизил тўлқин узунлигида жойлашган.

Қуёш фотоэлементларининг фойдали иш коэффициентлари юқори бўлиб, уларни қиймати 10–13 % ни ташкил қилади (бошқа фотоэлемент-ларнинг ФИК тахминан 1–2 % ни ташкил этади).

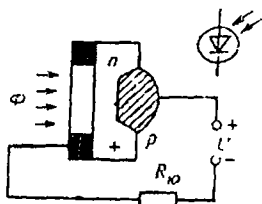
Кремний фотоэлементларини кетма-кет улаб, қуёш батареялари ҳосил қилинади, улар ҳар хил электрон қурилмаларни электр манбаи вазифасини ўтайди. Масалан: ер сунъий йўлдоши ва космик кемалар ҳам қуёш батареяларидан таъминланадилар. Қуёш батареяларининг ишлаш муддати жуда ҳам каттадир.

Фотодиодлар. Фотодиодлар деб, битта р-п ўтишга эга бўлган икки электродли ярим ўтказгич қурилмасига айтилади. Тесқари токнинг қиймати нур энергиясига боғлиқ бўлиб, фотодиоднинг иш токи бўлиб хизмат қилади.

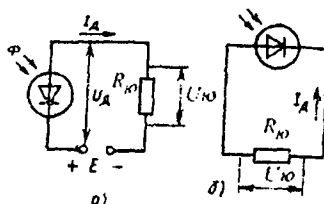
Фотодиод ўзининг тузилиши бўйича фотоэлементларга ўхшайди. 2.38-расмда фотодиоднинг тузилиши ва унинг схематик белгиси ифодаланган. Фотодиодлар занжирга икки хил йўл билан уланиши мумкин (2.39.а,б-расмлар). Ташқи манба билан ишлайдиганлари фотодиодлар дейилади, манбасиз ишлайдиганларни эса вентилли ёки фотогальваник элементлар деб юритилади.



2.37-расм. Ярим ўтказгичли фотоэлемент.



2.38–расм. Фотодиоднинг тuzилиши ва схематик ифодаси.



2.39–расм. Фотодиодни занжирга улашиш усуллари

Манбали фотодиодларни ишлашидаги физик жараёни куйидагича:

Фотодиодга нур энергияси таъсир қилмаганда диоднинг p–n ўтиши орқали кичик тескари ток оқиб ўтади. Бу токни қоронғи токи деб юритилади. Бу ток атроф–муҳит иссиқлиги таъсирида зарядларни асосий бўлмаган ташувчилар ҳисобига ҳосил бўлади. Агарда фотодиод нурлантирилса, ички фотоэффект ҳисобига қўшимча электрон ва коваклар ҳосил бўлади. Бунда коваклар нурланаётган юзанинг ички қисмига диффузияланиб, p–n ўтишга боради ва электр майдон таъсирида p–n ўтиш орқали диоднинг p–соҳасига ўтади.

Шундай қилиб, нур оқимининг энергияси ҳисобига асосий бўлмаган зараяд ташувчилар сони ортади. Бу эса диоддан оқиб ўтаётган ток қийматини орттиради. У ўз ўрнида R_0 даги потенциал тушуви, U_0 нинг қийматини орттиради, унинг қиймати фотодиодга тушаётган нур оқimini интенсивлигига пропорционалдир.

Фотодиод вентил режимида ишлашида унга нур оқими тушаётган ҳолатда диод занжирда қоронғи ток бўлмайди. Чунки p–n ўтиш мувозанат ҳолатда бўлиб, диффузия токи дрейф токи билан тенг бўлади.

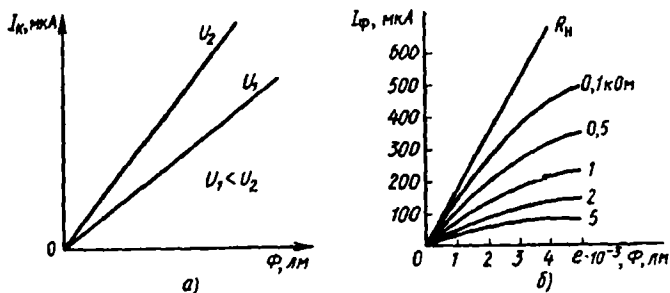
Фотодиодни нурлантириш жараёнида ярим ўтказгичда ковалент боғларини узиллиши ҳисобига ковак ва электронлар пайдо бўлади. p–n ўтишдаги электр майдон таъсирида тешиқлар диоднинг p–соҳасига ўтади. Электрон эса p–соҳада қоладилар, чунки улар p–n ўтишнинг потенциал тўсиғидан ўта олмайдилар. Шундай қилиб, диодни нурлантириш жараёнида диоднинг p–соҳасида коваклар, n–соҳасида электронлар жамланади.

Зарядларни жамланиш жараёнида унинг ортиб кетиши p–n ўтишнинг потенциал тўсиғини бирор қийматга камайтиради. Бу қийматга фотоэлектр юритувчи куч дейилади. Бундай ҳол асосий ток ташувчиларни p–n ўтиш орқали деффузиясини орттиради. Зарядларни қарама – қарши оқими орасида динамик мувозанат ҳосил бўлади ва фотодиод электродлари орасида потенциаллар фарқи ҳосил бўлади, бу фотоэлектр юритувчи кучи билан ифодаланади. Бу ҳолатда фотодиод ўзи манба вазифасини ўтади, унинг фотоэлектр юритувчи кучи 1 В гача етади.

Фотодиод ёруғлик, вольт-ампер ва спектрал характеристикалари орқали ифодаланади. 2.40.а–расмда ёруғлик ҳарактеристикаси берилган унда фотодиоддан I_k токининг ёруғлик оқимига боғлиқлик графиги ифодаланган.

Фотодиод вентилли ишлашида (2.40.б–расм) $R_H = const$ ҳолатида $I_\Phi = f(\Phi)$ функция билан ифодаланиб, R_H нинг ҳар хил қийматлари учун чизма чизилган.

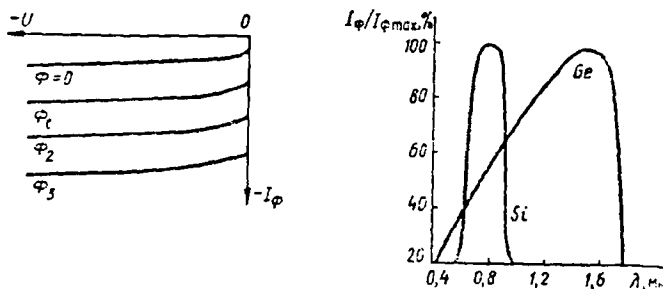
Чизмадан кўринадики, қаршилиқни ортишида чизманинг эгрилиги ортади. Ёруғликнинг интенсивлигини ортиши эса сезгирлигини камайтиради 2.41–расмда фотодиоднинг вольт-ампер характеристикаси берилган, у $I_{\phi} = f(U)/\Phi_{\text{ток}} = \text{const}$ функция билан ифодаланиб, фототокнинг қиймати унга берилаётган тескари кучланишга боғлиқлигини кўрсатади. Чизмадан кўринадики, ёруғлик оқимининг ортиши диод токининг ортишига олиб келади. $\Phi=0$ га тенг қийматда олинган чизмадаги токни қоронғи токи дейилиб, у оддий диоднинг тескари токи билан мос келади.



2.40–расм. Фотодиоднинг ёруғлик характеристикаси.

2.42–расмда германий ва кремний фотодиодларнинг спектрал чизмаси кўрсатилган, у $I_{\phi} = f(\lambda)$ функцияси билан ифодаланади. Германий фотодиодлар инфранурларни инфрақизил ($\lambda=1,5$ мкм) соҳасида, кремний эса ($\lambda=0,8$ мкм) соҳада ётади.

Фотодиоднинг параметрларига қоронғи ток қиймати, максимал рухсат этилган кучланиш, иш кучланиши, интеграл сезгирлиги киради.



2.41–расм. Фотодиоднинг вольт-ампер характеристикаси.

2.42–расм. Германий ва кремний фотодиодларининг спектрал характеристикаси

Қоронғи I_k токни фотодиодга 1 В тескари кучланиш берилган ҳолда ўлчанади. Максимал рухсат этилган кучланиш р-п ўтишга тескари уланганда электр бузилиш бўлмайдиган қийматга айтилади. Интеграл сезгирлиги деб, ёруғлик оқимининг 1 лм га ўзгарганда фото ток ўзгариш қийматининг нисбатига айтилади.

$$S_{\text{инт}} = \Delta I_{\phi} / \Delta \Phi$$

Германийли фотодиодлар ФД, кремнийли фотодиодлар ФДК билан белгиланади.

Фотодиодлар радиоэлектрон қурилмаларда электр манба вазифасида ишлатилади.

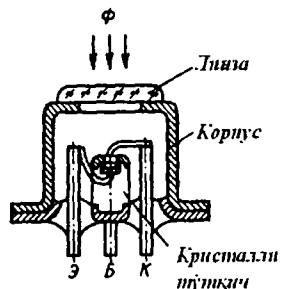
Фототранзисторлар. Фотодиодлар, пассив ўзгарткичлар бўлиб, улар ёруғлик энергиясини электр энергияга айлантириб берувчи қурилмадир. Фототранзисторлар эса актив элемент бўлиб, улар фақатгина ёруғлик энергиясини электр энергияга шу билан бирга уни кучайтириб ҳам беради.

Фототранзисторлар ясси р-п-р ёки п-р-п типли транзисторлар сирасига киради. Улар 3 та электродга эга бўлиб, эмиттер, коллектор ва база деб юритилади. База қисми ёруғлик нури оқими энергияси билан нурланади. Фототранзисторлар ташқи муҳит (чанг, ёмғир ва ҳаказо) таъсиридан сақланиш учун дарчали металл қобикқа жойлаштирилади (2.43–расм).

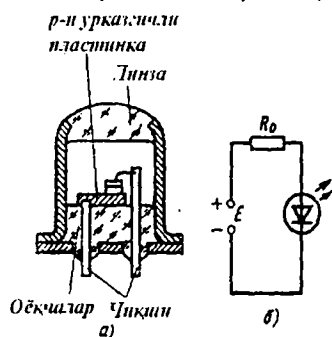
Фототранзисторлар умумий эмиттерли схема кўринишда уланадилар. База токи нолга тенг бўлган қийматидаги қоронғи ток қуйидаги формула билан ифодаланади.

$$I_k = I'_{k0} = \frac{\alpha_0 I_{k0}}{1 - \alpha_0} = \beta I_{k0}$$

Базани нурлантирилганда, унда асосий ва асосий бўлмаган ташувчилар электрон – ковак жуфтликлари ҳосил бўладилар. Базадаги зараядни ноасосий ташувчилар коллектор ўтиш майдони орқали коллектор соҳасига сўриладилар ва коллектор ўтишда тескари ток ортади. Электронлар эса базада қоладилар, чунки улар ташқи занжирга уланмаган, шу сабабли жамланиб, эмиттер ўтишдаги потенциал тўсиқни пасайтиради. Потенциал тўсиқни пасайиши эса эмиттердан базага қўшимча зараядларни инжекциясини орттиради. Инжекцияланган зарядларни кичик қисми база соҳасида рекомбинацияланиб, катта қисми коллекторга ўтади ва коллектор токи ортади. База соҳасини нурлантиришда ҳосил бўлган қўшимча ҳажмий заряд фототранзисторда фото токини ошишига олиб келади. Фототранзисторни асосий



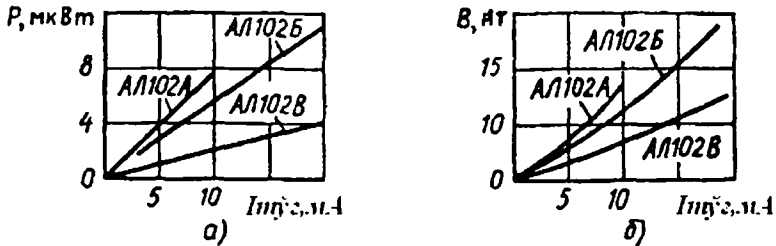
2.43-расм.
Фототранзистор



2.44–расм. Светодиоднинг тузилиши (а) ва унинг занжирга уланиши (б).

параметрлари қоронғи ток I_n , интеграл сезгирлик $S_{инт}$, ток бўйича β узатиш коэффиценти, нурланиш вақтдаги рухсат этилган ток ва қувват билан ифодаланади. Фототранзисторлар ФТ белгилар билан ифодаланади.

Светодиодлар. Светодиод деб—битта электрон ковак ўтишга эга бўлган ярим ўтказгичли диодга айтилади. Электрон ва коваларни рекомбинацияси, электр энергияни ёруғлик сочиш энэриясига айлантириб беради. Оддий ярим ўтказгич диодларда эса рекомбинация жараёни иссиқлик энэриясини ажралиши билан тугайди. Галий арсенид, кремний карбид ярим ўтказгичли диодларда эса рекомбинация жараёнида иссиқлик тарқалиши ўрнига ёруғлик тарқалади. 2.44.а,б—расмда унинг тузилиши ва схема уланиши ифодаланган. Светодиодлар катта ички қаршиликка эга бўлган электр манба занжирига R_0 резистори орқали кетма- кет уланадилар. Бундай улашда занжирдаги токнинг қиймати манба кучланишга кам боғлиқ бўлади. Светодиоднинг асосий характеристикалари бўлиб вольт-ампер $I_{мўг}=F_1(U_{мўг})$, қувват $P=f(I_{мўг})$ ва ёрқинлик нурланиши. $B=f(I_{мўг})$ бўлиб хизмат қилади. (2.45.а,б—расм). Светодиоднинг асосий катталиклари нурланиш қуввати, нурланаётган ёруғликнинг тўлқин узунлиги ва фойдали иш коэффиценти билан ифодаланади.

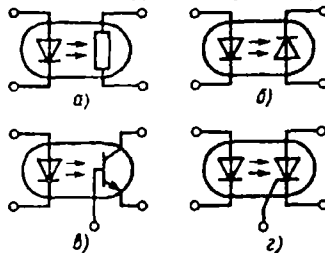


2.45—расм. Светодиоднинг характеристикалари

Светодиоддан тарқалаётган ёруғликнинг ранги, яъни тўлқин узунлиги, ярим ўтказгичнинг ва унга қўшилган қўшимча қоришманинг материалларига боғлиқ. Масалан: Галий фосфодли асбобдан тарқалаётган нурнинг ранги яшил бўлади. Унга қўшимча қоришмалар қўшилишида унинг ёруғлик тўлқин узунлигини узайтириш мумкин, яъни сариқ, қизил рангларга ўтказиш мумкин. Светодиоднинг фойдали иш коэффиценти тарқатаётган нур қувватини истеъмол қилаётган электр қувватига бўлган нисбати билан аниқланиб, у 0,1 – 1 % ни ташкил қилади. Кичик кучланиш (3 В дан кичик) ва кичик ток (5-10 мА) истеъмол қилгани сабабли уни интеграл микросхема орқали йиғишга имкон яратади. Светодиоднинг кичик ҳажмли, энэргия тежамкорлиги, таннархи арзонлиги сабабли электрон ҳисоблаш машиналарида кўп ишлатилмоқда (масалан: индикаторли схемаларда, фото хотирали тизимларда ва бошқаларда). Светодиоднинг инерционлиги $10^{-6} - 10^{-8}$ с дан ошмайди. Шу сабабли у импульс режимларида 1 МГц дан 100 МГц частота оралиғида ишлатилади. Светодиодлар саноат электроникасида, ҳисоблаш техникасида, радиоэлектроника, ядроэлектроника, электрон соатларда ва бошқа электрон

саноатларда кўп ишлатилади. Ҳарф ва рақамларни ифодалаш учун матрицали светодиодлар ишлатилади.

Оптронлар. Оптронлар нур манбаси–светодиод, нурни қабул қилувчи (фоторезистор, фотодиод, фототранзистор) дан ташкил топган, улар бир-бири билан оптик муҳит орқали боғланиб, битта корпусга жойлаштирилади. Уларнинг шартли кўриниши 2.46.а,г-расмларда кўрсатилган. а–расмда резисторли б-диодли в–транзисторли г–тиристорли оптронлар кўрсатилган.



Оптронни кириши ва чиқиши бир-биридан электрик ажратилган. Нурни тарқатувчи ва қабул қилувчи қурилма орасидаги оптик муҳитни световод дейилади. Световод–шаффоф шишадан ташкил топган. Светодиоддан тарқалган нур световоднинг киришига (бошига) тушиб унинг деворларидан кўп мартаба синиб сўнг светодиодининг охиридан чиқади.

Оптронлар тез ўчирадиган схемаларда, генераторларда юқори кучланишли занжир билан, паст кучланишли занжирларни мослашда, юқори кучланишларни ўлчашда, модуляцияларда ишлатилади.

Оптрон қурилмаси асосида электрониканинг янги йўналиши оптоэлектроника ҳосил бўлди.

2.46–расм. Оптронларнинг шартли белгиланиши.

2.9.Интеграл микросхемалар

Замонавий саноат электроникани ривож, микроэлектроника билан чамбарчас боғлиқдир. Микроэлектроника соҳаси электрониканинг бир бўлаги бўлиб, физикавий, химиявий технологик, схематик мураккаб техноантикий усуллар билан қурилмани кичик ҳажмлиқ, кам энергия истеъмол қилувчи юқори ишончли қилиб ясайди.

Замонавий микроэлектроника икки йўналиш бўйича такомиллаш-моқда:

- ярим ўтказгичли, бир корпусли интеграл схемалар;
- гибрит интеграл микросхемалар;

Интеграл микросхема (ИМС) деб–микроэлектрон қурилмаларига айтилади. Улар актив элементлардан (транзистор, диод), пассив элементлардан (резистор, конденсатор, индуктив ғалтак ва бошқалар) ташкил топиб, бир – бири билан электрик уланиб, битта умумий корпусда ясалади.

Шуни кўзда тутиш керакки кўпчилик ИМСлар функционал тугалланмаган бўладилар. Шу сабабли уларни клеммаларига ташқи осма элементлар уланадилар.

Масалан: тебраниш контурлари, дросселлар, ажратувчи конденсаторлар чунки уларни бир техноантикий жараёнда (бир корпусда) яшаш мумкин эмас.

Интеграл микросхемага кирувчи элементлар сонига қараб, интеграция даражаси белгиланади.

Биринчи даражали интеграцияланган ИМСда элементлар сони 10 тагача бўлади.

Иккинчи даражалида эса 11–100 гача.

Учинчи даражалида 101–1000 гача ва ҳаказо. Улар ИМС1, ИМС2, ИМС3 ва ҳаказо деб номланади.

Схемада элементлар сони 1000 дан ортиқ бўлса бундай ИМСларни катта интеграл микросхемалари дейилади (КИС). Ундан ортиғи (ЎКИС) дейилади.

ИМСлар функционал вазифасига қараб икки синфга бўлинади:

- мантиқий (рақамли);
- аналогли (узлуксиз).

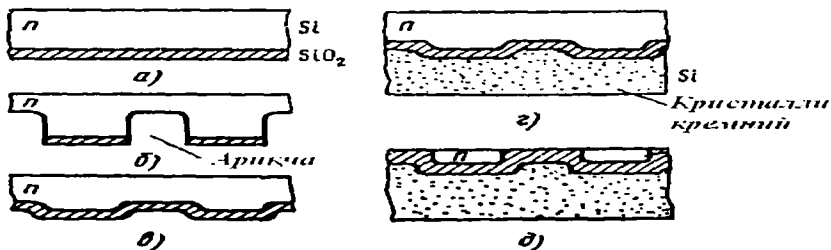
Мантиқий ИМСлар электрон ҳисоблаш машиналарида ахборотларни дискрет ишлов берувчи қурилмаларда, автоматика тизимларида ишлатилади. Бунда актив элементлар калит режимида ишлайдилар.

Аналогли схемалар паст ва юқори частотали сигналларни кучайтириш учун генераторларда ва бошқа қурилмаларда ишлатилади. Бундай актив элементлар чизиқли (доимий) режимда ишлаб, кириш сигналларини чизиқсиз занжирларда ўзгартириш учун хизмат қиладилар.

Ярим ўтказгичли интеграл микросхемалар. Ярим ўтказгичли ИМСлар–ярим ўтказгичли материалларда актив ва пассив элементлар ҳажмий ёки юза қисмларида ясалади. ИМСларнинг асосий материаллари бўлиб кремний ярим ўтказгичлари ишлатилади. Кремний ярим ўтказгичнинг германийга нисбатан афзаллиғи–иш ҳарорат кенглиги (+125° С гача), кичик тескари токига ва кремний пластинкаси юзасида кремний икки оксиди ҳосил бўлади ва ундан изоляцияловчи қатлами ўрнида фойдаланилади.

Ярим ўтказгичли ИМСларни ясаш усули дискрет ярим ўтказгичли қурилмани ясаш усули билан бир хил бўлиб, улар фақатгина битта корпусда ясалади. Элементлар функционал вазифасига қараб, бир–бири билан электрик уланган, шу билан бирга бир–биридан изоляцияланган бўлиши шарт. Элементлар орасидаги изоляцияни диэлектрик (кремний оксиди) орқали ёки p–p ўтишни тескари улаш йўли билан ҳосил қилинади.

Диэлектрик изоляцияланган схемани ҳосил қилишда p–типли кремний пластина материали ишлатилади унинг юзаси оксидланиб электр ҳимоя пардаси SiO₂ ҳосил бўлади. (2.47.а–расм). Сўнг схема асосида SiO₂ ни пардасида кичик ариқчалар ҳосил қилинади. Сўнг ариқча юзасида ҳимоя пардаси SiO₂ ҳосил бўлиши учун ишлов жараёни олиб борилади. (2.47.в–расм). Ҳосил қилинган юзада хусусий ўтказувчанликка эга бўлган кристалли кремний қатлами ҳосил қилинади (2.47.г–расм). Сўнг p–типли кремний пластинанинг ортиқча қисми химиявий ёки механик усул билан олиб ташланади (2.47.д–расм).



2.47-расм. Диэлектрик изоляцияланган схемани ҳосил қилиш.

Ҳосил қилинган пластинканинг ҳимояланган қисмларидан диффузия ёки эпитаксиал усул билан схеманинг керак бўлган элементларини яратадилар. Бундай усул билан элементлар орасида ҳимоя ҳосил қилиш, техномантикий мураккаб ва қимматдир. Лекин сирқиш токи ва ишчи қисмлараро паразит сигим кичик бўлади.

р-п ўтиш орқали изоляциялаш усули (2.48-расм). Бундай усулда изоляция ҳосил қилиш учун ярим ўтказгич пластинка асосида бир-биридан изоляцияланган, керак бўлса ўтказувчанлик бўлимларини ҳосил қилиш имконини беради. Бу усулда р типли кремний пластинка юзасида п-типли эпитаксиал кремний қатлами ҳосил қилинади (2.48.а-расм). Сўнг унинг юзасида ишқор пардаси SiO₂ ҳосил бўлиб, унда фотолитография йўли билан керак бўлган геометрик шакл чуқурчалари ҳосил қилинади.

Бу чуқурчалар орқали диффузия йўли билан р-типли қисми ҳосил қилинади. Диффузияланишнинг чуқурлиги эпитаксиаль қатлам қалинлигидан катта бўлиши керак (2.48.б-расм). Натижада р-типли кремний пластинкасида п-типли қисм ҳосил бўлади (2.48.в-расм).

Ҳимояловчи р-п-ўтиш ҳар доим берк бўлиши учун п-қисмга нисбатан р-қисмга манфий потенциал уланади. Ҳосил қилинган ҳимоя қисмларида актив ва пассив элементлар ҳосил қилинади. Бу усул учта камчиликка эгадир:

- ҳимоя қаршилиги кичик;
- ҳимояланган элементлар орасидаги паразит сигим нисбатан катта;
- йиғилган схемани юзаси катта.

Афзаллиги – саноатда ишлаб – чиқарилаётган ИМСларнинг яроқли даражаси катта ва таннархи арзон.

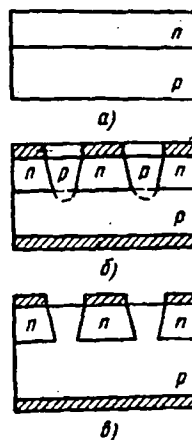
Ярим ўтказгичли ИМС элементлари:

Транзистор-ИМС нинг асосий ва мураккаб элементларидан биридир. Бунда биполяр ва униполяр (МОП-типли) транзисторлар ишлатилади. Биполяр транзисторларига нисбатан МОП транзисторларига бериладиган бошқарувчи кучланиши ва истеъмол қувват ва ўлчами кичик, интеграция даражаси катта, лекин биполяр транзисторли ИМСларнинг тезлиги юқори. Кўпинча ИМСларда п-р-п типли биполяр транзисторлар ишлатилади. Чунки р-п-р типли биполяр транзисторлардан уларнинг электрик хусусиятлари нисбатан яхши. Транзисторларни ишлаб чиқаришда икки турли планар технологиядан фойдаланади:

- диффузион-планар;
- эпитаксиал-планар.

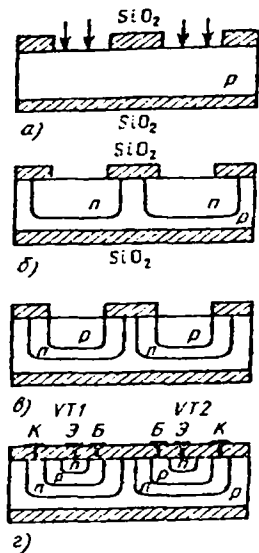
Диффузион-планар технологиясида асос қилиб р-типли кремний пластинкаси олинади ва унинг юзасида фотолитография йўли билан ҳимоя пардаси ҳосил қилинади (2.49.а-расм).

Ҳимояланмаган тирқишлар орқали диффузия методи билан п-типли қоришма қисмлари ҳосил қилинади (2.49.в-расм). Бу қисмлар транзисторнинг

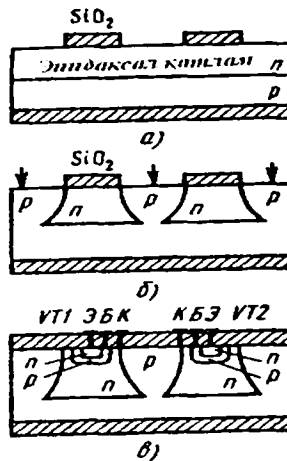


2.48-расм. р-п ўтиш усули изоляциялаш

коллектор электродлари бўлиб хизмат қилади. Сўнг (2.49.в– расм) қайта диффузия йўли билан қўшимча р–типли қоришма қисмларини ҳосил қиламиз. Бу қисмлар транзисторнинг база электродини ҳосил қилади, яна диффузиялаб (2.49.г–расм) транзисторнинг эмиттер электродини ҳосил қиламиз, яъни п–типли қоришма қисм ҳосил қиламиз. Сўнгра ҳар бир қисмлар орқали электр занжир ҳссил қиламиз.



2.49-расм. Диффузион- планар технологияси



2.50-расм. Эпитаксиал-планар технологияси.

Бу усулни камчилиги қуйидагича:

- қисмларини қалинлиги бўйича қоришмаларнинг бир хил тақсимланмаслиги сабабли р-п ўтиш бир хил қийматга эга бўлмайди. Бу эса транзистор сифатини ёмонлаштиради.

Эпитаксиал–планар технология усулида транзисторни ясаш учун р–типли кремний асоси билан (2.50–расм) SiO_2 химоя лардаси ўртасида эпитаксиал қатлам мавжуддир (Диффузион планар технология усулида бу қатлам йўқдир). Транзисторни ясаш учун иккала усул ҳам бир–бирига ўхшаш бўлиб фақатгина бу усулда эпитаксиал қатлам билан фарқланади.

МОП транзисторларни ясашда юқоридаги икки техноантиқий усул ишлатилади, лекин бажарилиш операция сони транзисторни бажариш операцияси сонидан тахминан уч маротаба камдир. Эгаллаган ҳажми эса 20 маротаба кичик. МОП транзисторлари диод, резистор, конденсатор ўрнида ҳам ишлатилиш мумкин. Униполяр транзисторнинг энг кўп тарқалгани МОП туридагидир, чунки уларнинг кириш қаршилиги катта ва бажарилиши содда.

Айрим ИМСларда p ёки n тип каналли МОП транзисторлари жуфтлиги ишлатилади. Бундай жуфтликли транзисторлар таркибий транзисторлар деб аталади. Улар электрон калит вазифасида ишлатилади.

Диодлар. Одатда диод учун битта p - n ўтиш ясаш етарли бўлади. Лекин ИМСларда транзистор таркиби асос қилиб олингани сабабли у биполяр транзисторнинг ўтишлари орқали яратилади.

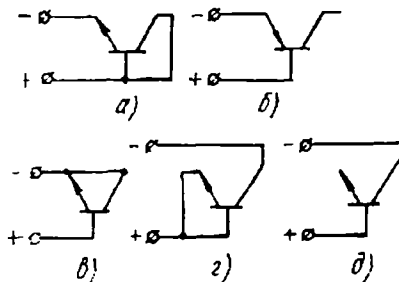
Биполяр транзистордан диод ҳосил қилишнинг 5 хил тури мавжуд (2.51-расм). Улар бир-биридан параметрлари билан фарқ қилади. Масалан, 2.51-расмдаги a -уланишда диоднинг очиқ ҳолатдан ёпиқ ҳолатга ўтиш вақти етарлича қисқа бўлса, b -уланишда у катта бўлади. Бундан ташқари, бу уланиш турларининг сиғими энг кичикдир.

Резисторлар. ИМС да резисторлар биполяр транзисторнинг база, коллектор ёки эмиттер қатламлари таркибида юзага келади. Бунда диффузия усулидан фойдаланилгани учун улар **диффузион резисторлар** деб аталади. Диффузион резисторлар бошқа элементлардан p - n ўтишлар ёрдамида ҳимоя қилиб ажратилади.

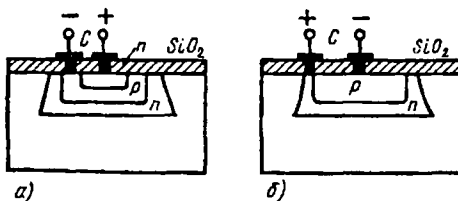
Диффузион резисторнинг қаршилиги резистор вазифасини бажарадиган соҳанинг геометрик ва ундаги қоричманинг концентрациясига боғлиқ. p -қатлам, яъни транзисторнинг базаси асосида яратилган резисторларнинг қаршилиги бир неча 10 киломни ташкил қилса, эмиттер қатлами асосида яратилган резисторларнинг қаршилиги кичик бўлади. Катта қаршиликли резисторлар ион имплантацияси (кўчирилиши) усулида тайёрланади.

Резисторлар МОП-таркибли униполяр транзистор асосида ҳам яратилади. Бунда резистор вазифасини транзисторнинг канали бажаради. Қаршилигининг катталиги эса, затвор кучланиши ёрдамида бошқарилади.

Конденсаторлар—конденсатор сиғими сифатида интеграл ярим ўтказгичли ИМС транзисторининг p - n тескари ўтишидаги тўсиқ сиғими ишлатилади. Бундай конденсаторнинг сиғими бир неча ўндан—бир неча минг пикофарадагача бўлади (2.52—расмга қаранг). 2.52 a -расмда эмиттер-база ўтиш ишлатилиб, унинг солиштирма сиғими 1500 Пф/мм^2 . 2.52 b -расмда эса коллектор-база ўтиш ишлатилиб, унинг солиштирма сиғими олти мартаба кичикдир.



2.51-расм. Транзисторни диод сифатида улаш.



2.52-расм. ИМС транзисторининг p - n тескари ўтишида тўсиқ сиғимини ҳосил қилиш.

Индуктивлик–интеграл микросхемаларда индуктивлик элементини ишлатмасликка ҳаракат қилинади. Айрим ҳолларда усиз мумкин эмас. Индуктивликни ҳосил қилиш кремний оксидининг юзасига металл спирал суртилади. Бундай индуктив фалтак содда, яшаш осон, лекин кичик индуктивликка ва паст сифатга эга бўлади. Охириги вақтларда микросхеманинг индуктив элементи вазифасини индуктив эффеќти (токни қучланишдан фаза силжитилиши орќали) ҳосил қилинади. Бундай элементга масалан: реактив транзисторлар ишлатилиб, уларни иш режими шундай танланадики, кириш қучланишига нисбатан коллектор токи 90° орќада қолади. Лекин бундай индуктивликнинг қиймати бир неча микрогенрини ташкил этади. Шу сабабли кўпинча ярим ўтказгичли интеграл микросхемаларда осма индуктив фалтаклари ишлатилади.

Гибрид интеграл микросхема (ГИМС) гибрид микросхемаларда пассив элементлар (резистор, конденсатор, индуктивлик) плёнќали (пардасимон) схемалар ишлатилади. Уларда таглик бўлиб диэлектриклар хизмат қилади. Бу пардалар қатлам–қатлам қилиб жойлаштирилиб, бир–бирлари билан электрик схема орќали уланадилар. ГИМСларда актив элементлар эса осма элемент кўринишда йиѓилади. Улар ҳаммаси бир корпусга жойлаштирилиб, уларнинг клеммалари ташқарига чиқарилади. Гибрид схемани яратишда юпќа плёнќа (1 мкм гача) ва қалин (25 мкм гача) плёнќа ишлатилади.

Қалин плёнќали схемаларнинг таннархи арзон, механик чидамли, иссиќликка чидамли, элементлари катта юкламага чидамли, лекин элементларнинг қиймати номинал қийматдан фарқланади. Бирлик юзада элементлар сони кичик. Юпќа плёнќали схемаларда элементларнинг қийматлари аниќ. Бир – бирлик юзада элементлар сони катта.

ГИМСлар куйидагилардан ташкил топади:

- пассив ва актив элементларни жойлаштирувчи таглик;
- осма корпуссиз ярим ўтказгичли актив элементлар;
- осма кичик ҳажмли пассив элементлар;
- микросхеманинг герметик қобиѓи ва клеммалари.

ГИМС пассив элементлари. ГИМСнинг асосий қисми таглик бўлиб у бир неча вазифани ўтайди:

- ГИМСнинг конструктив асоси бўлиб унда элементларини шакллантиради ва монтаж қилинади;
- Элементларни электрик ҳимоялайди;
- Иссиќликни тарқатувчи (радиатор) бўлиб хизмат қилади.

Таглик ўрнида шиша, керамика, пластмасса, ситалл ва фотоситалли материаллар ишлатилади. Таглик билан плёнќа ёпишиши учун у силлиќланиб кислота билан ишлов берилади ва яхшилаб ювилади. Таглик тўғри бурчакли ёки квадрат шаклида бўлиб улар стандарт 0,6; 1,0; 1,6 мм ўлчамликка эга бўлади. Ишлаб чиқаришда бир хил плёнќали схема учун тагликнинг ўлчами 100x100 мм олиниб техномантиќий жараёнлар бажарилгандан сўнг у кичик бўлакчаларга бўлинади.

Плёнќалар электр ўтказгич, кичик ўтказувчан (резисторли), изоляция ёки магнитли бўлади. Улар металл, диэлектрик, комбинацияланган (металли керамика) ва ферритли бўладилар.

Металли ўтказгич плёнкалар юқори ўтказувчанликка эга бўлган металдан ясалиб, улар ИМСларда конденсатор электродлари, индуктив ўтказгичлари ва монтаж ўтказгичлари учун хизмат қилади.

Металли резистор плёнкалар плёнкали резисторларни яратиш учун ишлатилади.

Диэлектрик плёнкалар конденсаторларда кўп қаватли электр занжирларни улашда ва химоя қобилларида ишлатилади.

Ферромагнит плёнкалар–хотира қурилмаларида плёнкали индуктивларда ишлатилади.

Ўтказгичлар ва контакт юзалар. Ўтказгичлар микросхема элементларини бир–бири билан электрик боғлаш учун ишлатилади. Контакт юзалари эса сварка ёки пайка йўли билан осма микросхема клеммаларини улаш учун ишлатилади. Плёнкали ўтказгич ва контакт юзалар катта электрик ўтказувчанликка, кичик ўтиш қаршиликка бошқа қатламларга нисбатан химик инерт бўлиши шарт. Ўтказгич ва контакт юзаларни яратиш учун мис, кумуш, олтин ва алюминий материаллари титан, никель ёки хром қатламига пуркаш йўли билан ҳосил қилинади. Ўтказгич симларнинг оралиғи тахминан 0.25 мм ни ташкил этади. Контакт юзанинг кенлиги ва узунлигига эга. 0,25 мм қилиб олинади. Контакт юзаларининг шакли Г, Т ёки П кўринишда бўлади.

Плёнкали резисторлар. Плёнкали резисторлар ток ўтказмайдиган таглик устига трафарет орқали ингичка резистор плёнка пуркалади.

Плёнкали резисторлар тўртбурчак шаклга эга бўлиб, улар 2.53-расмда кўрсатилган. Расмда плёнкали резисторнинг икки кўриниши ифодаланган. Плёнкали резисторларни таглик материали бўлиб хром, тонгал, ниҳром, металл керамика ва ҳар хил қоришмалли материаллар ишлатилади. Улар катта электрик қаршилиқ ва кичик ҳарорат қаршилиқ коэффициентига эга.

Аниқ қийматли плёнкали қаршилиқ ҳосил қилиш ва таглик билан яхши ёпишиши учун плёнкани қалинлиги 0,01 – 1 мкм қилиб олинади.

2.53.а–расмда кўрсатилган плёнкали резистор қаршилиғи қуйидаги формула билан аниқланади:

$$R = \frac{\rho l}{bh}$$

бунда: R – қаршилиқ

ρ – резистор плёнка материалининг солиштирма қаршилиғи

l – резисторнинг узунлиғи

b – резисторнинг эни

h –плёнканинг қалинлиғи.

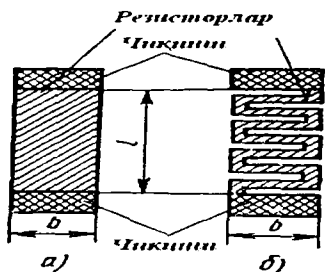
Резистор плёнканинг эни 0,1 мкм дан катта қилиб олинади. Бундай плёнкали резисторнинг қаршилиғи 50 Ом – 10 МОм гач бўлиши мумкин.

Айрим ҳолларда микросхемаларни сошлаш жараёнида резистор қаршилиғини ўзгартириш керак бўлиб қолади, бундай ҳолларда плёнкали резистор узунлигининг бир қисмини пуркаш йўли билан қисқа туташтирилади. Агарда қаршилиқ қийматини орттириш керак бўлиб қолса кимиёвий йўл билан ёки лазер нури орқали плёнкали резисторнинг юзаси торайтирилади.

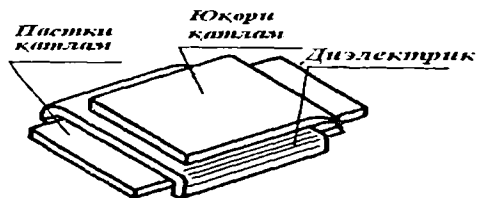
Плёнкали резисторлар бир неча вольт кучланиш таъсирида ва бир неча юз мегагерц частотада ишлаш қобилиятига эга.

Плёнкали конденсаторлар. Плёнкали конденсаторлар–металл–диэлектрик–металл (МДП) уч қатламдан иборат бўлади (2.54- расм). Буни ҳосил қилиш учун тагликка юқорида айтилган материаллар кетма–кет 3 маротаба пуркалади. Конденсаторни қобиқлари алюминий, олтин ёки мис металл плёнкалардан ташкил топади. Конденсатор диэлектриги бўлиб SiO₂ ишлатилади, у жуда юқори диэлектрик киритувчанликка эгадир. Плёнкали конденсаторни сиғими қуйидаги формула орқали аниқланади.

$$C = 0,0885 \frac{\epsilon S}{d}$$



2.53-расм. Плёнкали резисторлар



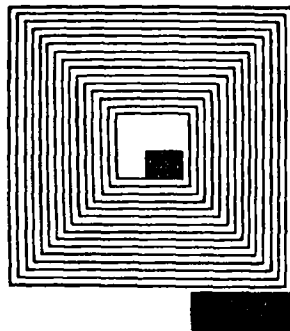
2.54-расм. Плёнкали конденсаторлар

бунда: C – конденсатор сиғими;
 ϵ – диэлектрик киритувчанлиги;
 S – конденсатор қобиқларининг юзаси;
 d – диэлектрик қалинлиги.

Конденсатор кичик жойни эгаллаши учун у квадрат шаклида ясалади. Замонавий юққа плёнкали конденсаторларнинг сиғими бир неча пикофараддан бир неча микрофарадагача бўлиб ишчи кучланиши 20 Вольтгача бўлади.

Плёнкали индуктивлик. Улар юққа плёнкали бўлиб, уларнинг шакли айлана ёки тўртбурчакли спирал кўринишда бўлади ва у яхши ўтказувчан материаллардан ясалади (2.55-расм). Спиралсимон ғалтакларнинг индуктивлик қиймати 20 мкГн гача, сифати эса 50 дан ошмайди. Кўпинча ГИМСларда осма микроғалтаклар ишлатилиб, уларнинг индуктивлигини ошириш учун унинг ўзаги феррит материалдан тайёрланади.

Актив элементлар вазифасини корпуссиз массаси ва ҳажми кичик бўлган дискрет ярим ўтказгичли қурилмалар бажаради. Улар

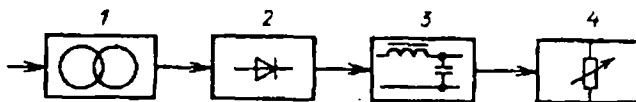


2.55-расм. Плёнкали индуктивлик.

пайвандлаш ёки кавшарлаш йўли билан бир–бирига уланади. Корпуссиз ярим ўтказгичли кристални ташқи муҳитлардан ҳимоялаш учун махсус ҳимоя моддалари (лак, эмаль, смола ёки компаунлар) ишлатилади.

3.БОБ. ЭЛЕКТРОН ТЎҒРИЛАГИЧЛАР ВА СТАБИЛИЗАТОРЛАР

Кўпчилик замонавий қурилмалар учун ўзгармас ток энергияси зарур. Гальваник элементлар, аккумуляторлар, ўзгармас ток генераторлари, термоэлектрогенераторлар ва тўғрилагичлар ўзгармас ток манбаи бўлиб ҳисобланади. Ўзгарувчан ток энергиясини ўзгармас ток энергиясига айлантириб берувчи қурилма *тўғрилагич* деб аталади. Тўғрилагичлар бошқа ўзгармас ток манбалари билан солиштирилганда жиддий устунликка эга: тузилиши содда ва ишончли, ФИК юқори, узоқ муддатгача ишлайди. Тўғрилагичнинг тузилиш схемаси 3.1-расмда келтирилган.



3.1-расм. Тўғрилагичнинг тузилиш схемаси

Трансформатор-1 талаб этилган қийматдаги ўзгарувчан ток кучланишини ҳосил қилиш учун ишлатилади. Тўғрилагич 2 ёрдамида ўзгарувчан ток кучланишини пульсацияланувчи ток кучланишига айлантирилади. Фильтр 3 тўғрилагичдан чиққан пульсацияланган ток кучланишини силлиқлаш учун мўлжалланган. Айрим ҳолларда тузилиш схемасида келтирилган баъзи қисмлар учрамаслиги мумкин, асосий элементлар бундан мустасно. Масалан, тўғрилагич ток тармоғига трансформаторсиз уланиши ёки тўғрилагич филтрасиз ишлатилиши мумкин. Кўпинча тўғрилагич таркибига кучланиш ёки ток стабилизатори киради. Электр қурилмалар кўп ҳолларда ўзгарувчан токнинг бир фазали тармоғида ишловчи кичик қувватли тўғрилагичлар ёрдамида энергия билан таъминланади. Улар бир фазали тўғрилагичлар деб аталади ва улар қуйидаги турларга бўлинади:

а) бир ярим даврли (уларда ўзгарувчан ток кучланишнинг бир ярим даври давомида вентил орқали ўтади);

б) икки ярим даврли (уларда ўзгарувчан токнинг иккала ярим даври вентиль орқали ўтади);

в) кучланишни кўпайтирувчи схемали тўғрилагич.

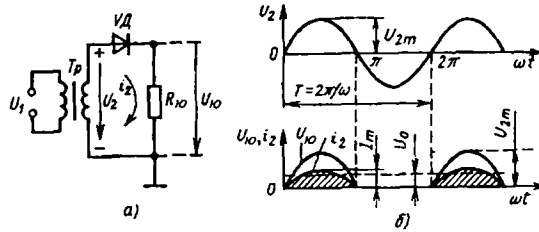
Катта қувватга эга бўлган саноат қурилмаларини таъминлаш учун уч фазали тармоқда ишлайдиган ўртача ва катта қувватли тўғрилагичлардан фойдаланилади. Замонавий тўғрилагичларда вентиль сифатида ярим ўтказгичли диодлар ишлатилади.

Электрон қурилмаларда бирор қийматли ўзгармас ток кучланишини бошқа қийматли ўзгармас ток кучланишига ёки бирор қийматли ўзгармас ток кучланишини бошқа қийматли ўзгарувчан ток қийматида айлантиришда кучланиш ўзгартиргичлардан фойдаланилади.

3.1. Тўғрилаш схемалари

Бир ярим даврли тўғрилагичлар. Актив юкламали бир ярим даврли тўғрилаш схемаси (3.2.а-расм) маълум бўлган тўғрилаш схемаларидан энг

соддаси ҳисобланади. Таҳлилни соддалаштириш мақсадида диод ва трансформаторни идеал деб ҳисоблаймиз, яъни диоднинг тўғри йўналишдаги қаршилиги нолга тенг, тескари йўналишдагиси эса чексиз, трансформатор чўлғамларининг актив ва реактив қаршиликларини нолга тенг деб ҳисоблаймиз. Кучланишнинг биринчи ярим даври давомида трансформаторнинг иккиламчи чўлғамининг юқори қисми мусбат паст қисми эса манфий ишорага эга бўлсин. Шунда диод VD нинг анодига мусбат, котодига манфий потенциаллар тушуви ҳосил бўлиб, диод очик ҳолатда бўлади ҳамда унинг қаршилиги нолга тенгдир.



3.2-расм. а) ярим даврли тўғирлагич схемаси. б) VD занжирдаги ток ва кучланишнинг график кўриниши.

Трансформаторнинг иккиламчи чўлғамда ҳосил бўлган кучланиш U_2 тўлиқлигича юклама қаршилиги $R_{ю}$ га тушади ва занжирдан I_2 токи оқиб ўтиб, унинг шакли трансформаторнинг иккинчи чўлғамдаги кучланишнинг шакли билан бир-хил бўлади. Иккинчи ярим давр давомида VD диод анодига потенциал катодга нисбатан манфий бўлади ва диод ёпилади, юкламадаги ток эса нолга тенг бўлиб қолади. Юкламадаги тўғриланган кучланишнинг ўртача қийматини унинг давр чегарасида $U_0 = U_{ю}$ ўзгармас ташкил этувчисини қуйидаги тенглиқдан топиш мумкин (3.2.б-расмга қаранг):

$$U_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} U_2 dt \quad (3.1)$$

Агар U_2 кучланиш $U_2 = U_{2m} \sin \omega t$ синусоида қонунига биноан ўзгарса, у ҳолда

$$U_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} U_{2m} \sin \omega t = \frac{U_{2m}}{\pi} \quad (3.2)$$

Кучланишнинг U_{2m} амплитуда қийматини эффе́ктив ($U_{2m} = \sqrt{2} U_2$) қиймат билан алмаштирсак, қуйидаги кўриниш келиб чиқади:

$$U_0 = \sqrt{2} \frac{U_2}{\pi} = 0,45 U_2 \quad (3.3)$$

Бундан

$$U_2 = \frac{\pi U_0}{\sqrt{2}} = 2,22 U_0 \quad (3.4)$$

Яъни, трансформаторнинг иккиламчи чўлғамидаги кучланиш юкламада ҳосил бўлган кучланишдан 2,22 марта юқори бўлади. Тўғриланган токни ўзгармас ташкил этувчиси I_0 нинг қиймати қуйидаги формула билан аниқланади:

$$I_0 = \frac{U_0}{R_n} = \frac{U_{2m}}{\pi R_n} = 0,318 I_{2m} \quad (3.5)$$

Одатда U_0 ва $I_{0лар}$ нинг қийматлари асосида ҳисоблаш ишлари олиб борилади.

Агар тармоқ кучланиши U_1 маълум бўлса, керак бўлган U_0 кучланишни олиш учун трансформаторни трансформация коэффициенти қуйидаги формула билан аниқланади:

$$n = \frac{U_1}{U_2} \quad (3.6)$$

Схемадан кўринадики, кейинги ярим даврда диоднинг анодига манфий потенциал берилиши жараёнида диоднинг қаршилиқ қиймати чексиз бўлади ва занжирдан ток оқиб ўтмайди. Бундай кучланишни тескари кучланиш дейилади ва унинг қиймати қуйидагига тенг:

$$U_{мес} = U_{2m} = 3,14 U_0 \quad (3.7)$$

Формуладан кўринадики, диодга тушаётган тескари кучланишнинг қиймати юкламадаги кучланишдан 3 марта катта бўлар экан.

Бир ярим даврли тўғрилагичларни ҳисоблашда диод турини танлаш муҳим аҳамиятга эгадир. Диодни танлашда 2 та мақсад кўзда тутилади:

Биринчидан, тескари кучланиш таъсирига электик чидамли бўлиши шарт, яъни шундай турдаги диодни танлаш керакки, унинг тескари кучланишга чидамлилиги қуйидаги қийматда бўлиши керак:

$$U_{мес,max} \geq U_{мес} \quad (3.8)$$

унда, $U_{мес,max}$ - диоднинг рухсат этилган тескари кучланиш қиймати, $U_{мес}$ - трансформаторнинг иккиламчи чўлғамида ҳосил бўлган тескари кучланиш.

Агарда (3.8) тенгсизлик бажарилмаётган бўлса, тенгсизлиكنи таъминлаш мақсадида диодни катта тескари қийматли диодга алмаштириш ёки занжирга 2 ва ундан ортиқ диодларни кетма-кет улаш керак. Иккинчидан, диод ўтказа оладиган токнинг қиймати занжирдаги I_0 токнинг қийматидан катта бўлиши шарт:

$$I_{ўрт,max} \geq I_0 \quad (3.9)$$

Агарда (3.9) тенгсизлик бажарилмаётган бўлса, тенгсизлиكنи бажарилишини таъминлаш мақсадида катта қийматдаги токни ўтказа оладиган диод турини танлаш керак ёки занжирга 2 ва ундан ортиқ диодларни параллел улаш керак. 3.2.б-расмдан кўринадики, юкламада кучланиш пульсацияланиб, бир даврда бир марта максимал қийматга эга бўлар экан. Бундай кўринишдаги кучланиш қаторларга ёйилса, у ўзгармас ташкил этувчи U_0 ва бир қанча ҳар хил частотали (гармоникали) ва амплитудали ўзгарувчан ташкил этувчиларнинг йиғиндисидан иборат бўлади. Бу ташкил этувчиларнинг биринчи гармоникаси энг катта амплитудага эга бўлади. Демак, бир ярим даврли тўғрилагич схемасида биринчи гармониканинг амплитуда қиймати қуйидаги тенгликка тенг бўлади:

$$U_{1,rm} = 1,57 U_0 \quad (3.10)$$

Биринчи гармониканинг частотаси f_r тармоқ частотаси f_m га тенг бўлади. Юкламадаги кучланишнинг пульсацияланиши пульсация коэффиценти билан характерланади:

$$k_n = \frac{U_{1rm}}{U_0} \quad (3.11)$$

бир ярим даврли тўғрилагич схемасининг пульсация коэффиценти (3.10) ва (3.11) формулаларга асосан қуйидаги тенгликка тенг бўлади:

$$k_n = \frac{1,57U_0}{U_0} = 1,57 \quad (3.12)$$

Формуладан кўринадики, тўғриланган кучланишга нисбатан биринчи гармониканинг амплитуда қиймати 1,57 марта катта бўлар экан.

Схемада трансформаторнинг иккиламчи чўлғамидан юкламанинг ўзгармас ташкил этувчи токи I_0 оқиб ўтади. Натижада, бу ток трансформатор ўзагини магнитлаб, салт токини оширади. Бу эса трансформаторнинг энергия исрофини ошишига ҳамда ФИК ини камайишига сабаб бўлади. Трансформаторнинг салт токи ва энергия исрофини камайитириш учун трансформатор ўзагининг кўндаланг кесим юзасини орттириш керак. Бу эса ўз навбатида тўғрилагичнинг ўлчамлари ва массасини ортишига олиб келади.

Трансформаторнинг бирламчи чўлғамидаги i_1 токнинг амплитудаси ва шаклини аниқлаш учун трансформаторнинг диодсиз схемаси учун бўлган формулага мурожаат қиламиз, яъни $i_1 = i_2 \cdot n$. Лекин диод уланган схемада трансформаторнинг иккиламчи чўлғамида 2 та ток мавжуд бўлиб, улар i_2 ва I_0 дан ташкил ташкил топади. Шу сабабли формуладаги i_2 нинг қиймати $i_2 = i_2 - I_0$ кўринишига эга бўлади. Шундай ҳолатда i_1 нинг қиймати қуйидаги кўриниш олади:

$$i_1 = \frac{(i_2 - I_0)}{n}$$

ёки

$$I_1 = \frac{1}{n} \sqrt{I_{2m}^2 - I_0^2}$$

Бунда n -трансформация коэффиценти. (4.5) формулага асосан $I_{2m} = 1,57I_0$ га тенг бўлганлиги сабабли I_1 нинг қиймати қуйидаги формула билан аниқланади:

$$I_1 = \frac{1}{4} \sqrt{(1,57I_0)^2 - I_0^2} = \frac{I_0}{n} \sqrt{1,57^2 - 1} = 1,21 \frac{I_0}{n} \quad (3.13)$$

Бундан кўринадики, трансформаторнинг бирламчи чўлғамидаги ток носинусоидалдир.

Тўғрилагичнинг фойдали қуввати:

$$P_0 = U_0 I_0 \quad (3.14)$$

га тенг.

Трансформатор қувватини аниқлашда нафақат ўзгарувчан ташкил этувчи ток ва кучланишларни, шу билан бирга ўзгармас ташкил этувчиларни ҳам

ҳисобга олиш керак. Бундай қувватлар электротехникада ҳажмий қувват деб юритилиб ток ва кучланишларнинг эффе́ктив қийматлари орқали аниқланади:

$$S_1 = U_2 I_2; S_1 = U_1 I_1; S_{TP} = 0,5(S_1 + S_2) \quad (3.15)$$

Бунда S_2 -иккиламчи чўлғамнинг ҳажмий қуввати, S_1 -бирламчи чўлғамнинг ҳажмий қуввати, S_{TP} -трансформаторнинг ҳажмий қуввати.

Бир ярим даврли тўғрилагичларда иккиламчи чўлғамда ўзгармас ташкил этувчиси бўлганлиги сабабли бирламчи чўлғам қувватидан катта бўлади. Шу сабабли трансформаторнинг ҳажмий қуввати ортади. Бундай ҳол бир ярим даврли тўғрилагич схемаларининг камчилигидир.

Кўпинча, трансформаторлардан фойдаланиш коэффи́циенти катталиги ишлатилиб, у қуйидаги формула билан аниқланади:

$$k_T = \frac{P_r}{S_{TP}} \quad (3.16)$$

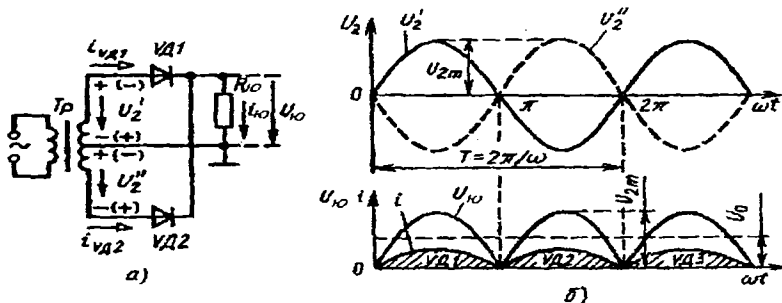
Бир ярим даврли схема учун $S_1=2,69P_0$, $S_2=3,49P_0$, $S_{TP}=3,09P_0$, $k_{TP}=0,324$ га тенг бўлади. Бу қийматдан кўринадики, трансформаторлардан фойдаланиш коэффи́циенти кичик.

Бир ярим даврли тўғрилагич схемаларида пульсация коэффи́циенти катта, трансформатор ўлчамлари ва массаси катта диодга тушаётган тескари кучланиш катта ҳамда трансформаторлардан фойдаланиш коэффи́циенти кичик бўлганлиги сабабли унинг тузилишининг содда бўлишига қарамай бу схема жуда кам ишлатилади.

Икки ярим даврли тўғрилагичлар. Икки ярим даврли тўғрилагич схемаси 2 турли бўлади:

- трансформатор иккиламчи чўлғамининг ўрта клеммаси мавжуд бўлган схема;
- кўприксимон схема.

Трансформаторнинг ўрта клеммаси чиқарилган икки ярим даврли тўғрилагич схемаси 3.3-а-расмда кўрсатилган бўлиб, қуйидаги элементлардан ташкил топади: иккиламчи чўлғами ўрта клеммага эга бўлган трансформатор,



3.3-расм. а) икки ярим даврли тўғрилагич схемаси. б) тўғрилагич схемасидаги ток кучланишларининг график кўриниши

VD1, VD2 диодлар ва R_o юклама. Бу схема иккита бир ярим даврли схемали тўғрилагичлардан ташкил топган бўлиб, уларнинг юкламаси умумийдир. Схемادا трансформатор иккиламчи чўлғамнинг биринчи қисми VD1 занжирни, иккинчи қисми эса VD2 занжирини ҳосил қилади. Трансформатор иккиламчи чўлғамнинг биринчи қисмида U'_1 иккинчи қисмида U'_2 кучланиши ҳосил бўлади. U'_1 ва U'_2 кучланишларнинг қиймати тенг бўлиб, фазалари 180° га силжигандир (3.3.б-расмга қаранг). Схемадан кўринадики, U'_1 кучланишнинг биринчи ярим даврида VD1 анодига мусбат потенциал узатилиб, ўрта клеммадан эса R_o орқали VD1нинг катодага манфий потенциал узатилади. Бундай ҳолатда VD1 диод очилади ва ундан R_o юклама қаршилиги орқали i_{VD1} токи оқиб ўтади. Шу вақт ораллиғида эса VD2 нинг анодига U'_2 кучланишнинг манфий ишорали потенциали узатилиб, катодага эса мусбат ишорали потенциали узатилади яъни VD2 берқдир. Кейинги ярим давр ораллиғида VD1 га U'_1 тескари кучланиш узатилиб, VD2 га эса тўғри кучланиш U'_2 узатилади яъни анодига мусбат катодага манфий ишорали потенциал узатилади. Диод VD2 ва юклама қаршилиги R_o орқали i_{VD2} токи оқиб ўтади. Шундай қилиб, тўлиқ бир даврда юкламадан бир йўналишга эга бўлган иккала ярим даврнинг токи (i_{VD1} ва i_{VD2}) оқди ва юклама қаршилиги R_o да пульсацияланувчи ток кучланиши U_o ҳосил бўлади. Юкламада ҳосил бўлган кучланишнинг ўзгармас ташкил этувчиси U_o нинг қиймати тўлиқ бир давр ичида бир ярим даврли тўғрилагичда ҳосил бўлган U_o нинг қийматидан 2 марта катта бўлади ва (3.3) формулани инобатга олган ҳолда унинг қиймати қуйидагича аниқланади:

$$U_o = 2 \cdot \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi} = 0,9U_2 \quad (3.17)$$

Бунда U_2 –иккиламчи чўлғамнинг биринчи ёки иккинчи қисмида ҳосил бўлган кучланишнинг эффектив қиймати. Диодларга тушаётган максимал тескари кучланиш (3.3.а-расмга қаранг) трансформаторида иккиламчи чўлғамнинг умумий кучланиши (иккиламчи чўлғамнинг биринчи ва иккинчи қисмида ҳосил бўлган кучланишларнинг йиғиндиси)га тенгдир. Схемадан кўринадики, кучланишнинг биринчи ярим даврида VD1 нинг анодига иккиламчи чўлғамнинг юқори нуқтасидан мусбат ишорали потенциал берилганлиги сабабли VD1 очиқ, яъни унинг қаршилиги кичик $R \rightarrow 0$, VD2 нинг анодига эса иккиламчи чўлғамнинг пастки нуқтасидан манфий ишорали потенциал узатилганлиги сабабли VD2 берқ бўлади. Унинг қаршилиги эса чексиздир. Шундай экан, схемада иккиламчи чўлғамнинг юқори нуқтаси билан пастки нуқтаси орасида ҳосил бўлган тескари кучланиш тўлиқлигича VD2 га тушади. Кейинги ярим даврда эса VD1 га тушади. 3.17 формуладан фойдаланиб қуйидагини ҳосил қиламиз:

$$U_{\text{мес}} = 2\sqrt{2}U_2 = \pi U_o = 3,14U_o \quad (3.18)$$

Формуладан кўринадики, икки ярим даврли тўғрилагичлар схемасида диодга тушаётган тескари кучланиш 3 мартадан кўпроқ экан.

Схемадан кўринадики, VD1 диоддан биринчи ярим давр ораллиғида ток оқиб ўтади, иккинчи ярим даврда эса ток VD2 диодидан оқиб ўтади. Бу шуни кўрсатадики, юкламадан оқиб ўтаётган I_o токнинг микдоридан ҳар бир диоддан оқиб ўтаётган токнинг ўртача микдори $I_{\text{диод, ўр}}$ 2 марта кичик бўлади, яъни

$$I_{\text{диод, \u044e\u0440}} = 0,5I_0 \quad (3.19)$$

Икки ярим даврли тўғрилагич схемасида трансформаторнинг иккиламчи чўлғамидаги эффектив ток $I_2 = 0,785 I_0$ га тенг. Бу қийматдан кўринадики, бир ярим даврли тўғрилагич схемасига нисбатан унинг қиймати 2 марта кичик бўлади. 3.3.б-расмдан кўринадики, юкламада ҳосил бўлган пульсацияланувчи кучланишнинг максимум қиймати манба кучланиши даври оралиғида 2 га тенг бўлади. Шу сабабли пульсацияланаётган кучланишнинг биринчи гармоникасининг частотаси манба кучланишининг частотасидан 2 марта катта бўлади.

Икки ярим даврли тўғрилагич схемасининг пульсация коэффиценти $k=0,67$ га тенг бўлиб, уни силлиқлаш кўрсаткичи бир ярим даврли тўғрилагичларга нисбатан сифатли бўлади. Икки ярим даврли тўғрилагичларда трансформатор ўзаги магнитланмайди, чунки биринчи ярим даврда I_0 ток ҳисобига трансформатор ўзаги магнитланса, иккинчи ярим даврда эса трансформатор ўзагидан I_0 ток тескари оқиб ўтиб ўзакни магнитсизлантиради. Шу сабабли трансформатор бирламчи чўлғамида ток шакли синусоидал бўлади.

Тўғриланиши керак бўлган ток трансформатор иккиламчи чўлғамининг у ёки бу қисмидан даврий равишда олинади. Яъни трансформатор тўлғалигича ишлатилмайди. Шу сабабли трансформатор чўлғамларидан фойдаланиш коэффиценти кичик бўлади ва $S_1=1,23P_0$; $S_2=1,74P_0$; $S_{\text{мп}} \approx 1,48P_0$; $k_{\text{мп}}=0,685$ га тенг бўлади. Шундай қилиб, икки ярим даврли тўғрилагич схемаси билан бир ярим даврли тўғрилагич схемасини солиштирсак қуйидаги хулосага келамиз:

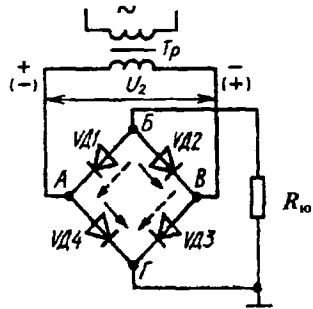
- Диодлардан оқётган ўртача токнинг миқдори 2 марта кичик;
- Пульсация коэффиценти кичик;
- трансформатордан яхши фойдаланилади.

Камчилиги:

- Трансформатор иккиламчи чўлғамининг ўртасидан чиқиш клеммасига эга бўлиши керак,
- Иккита диод ишлатилади.

Амалиётда икки ярим даврли кўприксимон тўғрилагичлар схемаси кенг қўлланилади. Унинг схемаси 3.4-расмда берилган бўлиб, унда оддий трансформатор ва кўприксимон схемада йиғилган 4 та диод ишлатилган. Ўзгарувчан ток кучланиши диод кўпригининг 1-диагоналига берилса, тўғрилانган ток кучланиши 2-диагоналдан олинади.

Икки ярим даврли кўприксимон тўғрилагич. Айталик, биринчи ярим даврда трансформатор иккиламчи чўлғамидан А нуқтага берилаётган кучланиш потенциали U_2 мусбат ишорага, В нуқтада эса манфий ишорага эга бўлсин. У ҳолда занжирдан оқиб ўтаётган токнинг йўналиши қуйидагича: трансформатор иккиламчи чўлғамининг биринчи клеммасидан А нуқтага, VD4 орқали Г нуқтага, юклама қаршилиги $R_{\text{ю}}$



3.4-расм. Кўприксимон тўғрилагич.

орқали В нуқтага, VD2 орқали В нуқта занжирларидан трансформатор иккиламчи чўлғамининг иккинчи клеммасига ток оқади (кўприксимон схемада биринчи ярим даврдаги токнинг йўналиши узлуксиз стрелка билан ифодаланган). Иккинчи ярим даврда эса U_2 нинг мусбат потенциали В нуқтага манфий потенциали А нуқтага узатилади. У ҳолда занжирдан оқиб ўтаётган токнинг йўналиши қуйидагича: трансформатор иккиламчи чўлғамининг иккинчи клеммасидан В нуқтага, сўнг VD3 орқали Г нуқтага, сўнг юклама қаршилиги $R_{ю}$ орқали Б нуқтага ва VD1 орқали А нуқта занжирларидан трансформатор иккиламчи чўлғамининг биринчи клеммасига ток оқади. Бу хулосалардан кўринадики, юклама қаршилиги $R_{ю}$ дан ўтаётган иккала ярим даврлар токи бир хил йўналишга эга бўлади. Шу сабабли кўприксимон схема учун ҳам $U_0=0,9U_2$. Ҳар бир диоддан оқиб ўтаётган ўртача ток миқдори $I_{\text{авод,сп}}=0,5I_0$ га тенг бўлади. Бу схемада тўғриланган ток трансформаторнинг иккиламчи чўлғамидан биринчи ярим даврда бир томонга иккинчи ярим даврда иккинчи томонга оқиб ўтганлиги сабабли трансформатор ўзаги магнитланмайди. Бу эса трансформатор ўлчами ва массасини камайтириш имконини беради. Кўприксимон схема учун $S_1=S_2=S_{\text{мп}}=1,23P_0$; $k_{\text{мп}}=0,81$ га тенг.

VD1 дан ток ўтаётган ҳолатда унинг анодига трансформатор иккиламчи чўлғамининг биринчи клеммасидан мусбат потенциал узатилиб, катодига эса VD2 орқали трансформатор иккиламчи чўлғамининг иккинчи клеммасидан манфий потенциал узатилади. Шундай экан, ток ўтмайдиган йўналишда (VD1 берк ҳолатида) VD1 диодга трансформатор иккиламчи чўлғамида ҳосил бўлган кучланиш қиймати тўлиқлигича тушади:

$$U_{\text{мec}} = U_{2m} = 2U_2 = 1,57U_0 \quad (3.20)$$

Яъни кўприксимон схемада диодга тушаётган тескари кучланишнинг қиймати иккиламчи чўлғамнинг ўрта клеммали икки ярим даврли тўғрилагич схемасига нисбатан 2 марта кичик бўлади. Пульсация коэффиценти эса $k_n=0,67$ га тенг. Кўприксимон схема трансформатор иккиламчи чўлғамининг ўрта клеммали тўғрилагич схемасига нисбатан қуйидаги афзалликларга эга:

- Ишламай турган вақт оралиғида диодга тушаётган тескари кучланиш 2 марта кичик;

- Трансформаторнинг тузилиши содда;

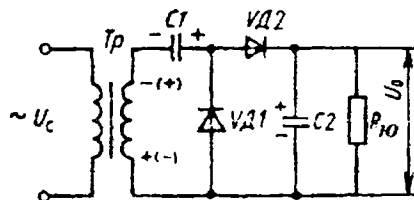
- Трансформаторсиз ҳам ишлатиш мумкин. Агарда кўприк диагоналига берилаётган кучланиш манба кучланишига тенг бўлган ҳолларда;

- Трансформаторнинг ўлчами ва массаси кичик.

Камчилиги:

- 4 та диод ишлатилиши.

Кучланишни кўпайтирувчи тўғрилагич. Бундай тўғрилагичлар схемаларида юкламада ҳосил бўлган кучланиш қиймати трансформатор иккиламчи чўлғамида ҳосил бўлган кучланиш қийматидан бир неча марта катта бўлади. Кучланишни кўпайтириш тўғрилагич схемаси 3.5-



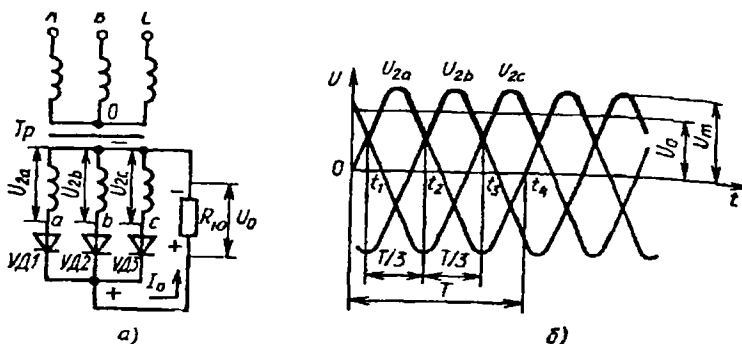
3.5-расм. Кучланишни кўпайтирувчи тўғрилагич.

расмда келтирилган. У трансформатор иккиламчи чўлғамидан истеъмош қиладиган 2 та бир ярим даврли тўғрилагичлардан тузилган.

Биринчи тўғрилагич диод $VD1$ ва конденсатор $C1$ дан, иккинчи тўғрилагич эса диод $VD2$ ва конденсатор $C2$ дан ташкил топади. Юклама қаршилиги $R_{ю}$ $C2$ га параллел уланган. Схемادا кўрсатилганидек, биринчи ярим даврда трансформатор иккиламчи чўлғамининг пастки қисми мусбат ишорага, юқори қисми эса манфий ишорага эга бўлсин. Бунда $VD1$ диод ва $C1$ конденсатор орқали ток оқиб ўтиб, $C1$ конденсаторни зарядлайди. Иккинчи ярим даврда трансформатор иккиламчи чўлғамининг юқори қисми мусбат ишорага эга бўлиб, трансформатор кучланиши билан $C1$ нинг заряд кучланишларининг қийматлари қўшилиб, $VD2$ орқали ток оқа бошлайди. Бу кучланишларнинг йиғиндиси $C2$ конденсаторни зарядлайди ва юклама қаршилигидан ток оқиб ўтади. Натижада конденсатор $C2$ ва юклама қаршилиги $R_{ю}$ да ҳосил бўлган кучланишнинг амплитуда қиймати трансформатор иккиламчи чўлғамида ҳосил бўлган кучланишнинг амплитуда қийматидан 2 марта катта бўлади. Бу схема бир ярим даврли тўғрилагичлар схемасига хос бўлган камчиликларга эга. Бир ярим даврли кучланишни кўпайтирувчи схема асосида кўп марта кучланишни кўпайтирувчи тўғрилагичлар схемаси ҳосил қилинади.

Саноатда кучланишни 5-10 ва ундан ортиқ маротаба кўпайтирувчи тўғрилагичлар ишлатилади. Бундай кучланишни кўпайтирувчи тўғрилагичлар кичик қувватли тўғрилагичлар бўлиб, бир неча ўнг минг вольт кучланишда ишлайдиган электрон нур трубкалар, электрон микроскоп, телевизион трубкаларнинг анодини кучланиш билан таъминлаш учун хизмат қилади.

Уч фазали тўғрилагичлар. Уч фазали ток тўғрилагичлари асосан ўрта ва катта қувватли истеъмошчиларни таъминлашда ишлатилади. Бунда улар уч фазали ток тармоғини бир текис юклайди. Уч фазали тўғрилагичларнинг кўпчилик схемалари ичида 3.6.а-расмда келтирилган нол чиқишли уч фазали схема энг соддаси ҳисобланади.



3.6-расм. а) уч фазали тўғрилагич. б) уч фазали пульсацияланувчи кучланишлар

Бу схеманинг актив юклама ҳолидаги ишини кўриб чиқамиз. 3.6.а-расмдан кўриниб турибдики, схема Тр уч фазали трансформатор учта диод ҳамда $R_{\text{ю}}$ юклама қаршилигидан иборат. Трансформаторнинг бирламчи чўлғами юлдуз ёки учбурчак кўринишида, иккиламчи чўлғами эса фақат юлдуз кўринишида уланиши мумкин. Ўзаро уланган VD1, VD2 ва VD3 диодларнинг катодлари ўзаро уланган ва у мусбат потенциалга эга бўлиб, $R_{\text{ю}}$ юклама қаршилигига уланган. Анодлари эса уч фазали трансформатор чўлғамларининг учига уланган бўлиб, уларнинг нол нуқтаси юклама қаршилиги $R_{\text{ю}}$ га улангандир ва унинг потенциали манфий потенциалга эгадир. Келтирилган схемада диодда навбат билан ҳар бири даврнинг учдан бир қисми давомида, бир диод анодининг потенциали қолган иккита диодлар анодларининг потенциалидан мусбатроқ бўлганда, яъни тегишли фаза кучланиш мусбат ва қолган иккита фаза кучланишидан каттароқ бўлганда ишлайди. Масалан t_1 ва t_2 вақт оралиғида (3.6.б-расм) U_{2a} кучланиш мусбат, U_{2b} ва U_{2c} кучланишлар манфий ёки мусбат бўлиб, лекин U_{2a} га нисбатан кичик қийматга эга бўлганида ток иккиламчи чўлғамнинг "а" фазаси бўйлаб VD1 диод ва $R_{\text{ю}}$ юклама қаршилиги орқали ўтади. Даврнинг кейинги учдан бир қисмида яъни t_2 ва t_3 вақт оралиғида VD2 диод ишлайди, чунки унинг аноди VD1 ва VD3 диодларнинг анодига нисбатан юқорироқ мусбат потенциалга эга бўлади. Трансформатор иккиламчи чўлғамининг "b" фазаси бўйлаб VD2 диод ва $R_{\text{ю}}$ юклама қаршилиги орқали ўтади. Бунда юклама қаршилигидан оқиб ўтаётган токнинг йўналиши аввалги учдан бир даврдаги токнинг йўналиши билан бир хил бўлади. Шундан сўнг VD3 диод кейин эса яна VD1 диод ва ҳоказо кетма-кетликда ишлайди.

3.6.б-расмда фаза кучланишларининг синусоидал ток ҳисобига ҳосил қилган тўғриланган (пульсацияловчи) кучланиши қалин чизиқ билан кўрсатилган. Бу расмдан кўриниб турибдики, тўғриланган ток кучланишининг пульсацияланиши бир фазали ток тўғрилагичларида ҳосил қилинадиган пульсацияга нисбатан анча кичикдир ҳамда уларнинг частотаси манба частотасига нисбатан 3 марта катта бўлиб, филтрлаш осон кечади. Агарда диодлар кўп бўлган схемадан фойдаланилса, у ҳолда пульсацияланиш камаяди ва шунинг учун ҳам баъзи ҳолларда силликловчи филтрдан фойдаланмаса ҳам бўлади. Уч фазали тўғрилагичлар учун асосий ҳисоб-китоб муносабатларини келтирамиз:

тўғриланган кучланишнинг ўртача қиймати:

$$U_0 = 0,827U_{2m} = 1,17U_2 \quad (3.21)$$

Тўғриланган токнинг ўртача қиймати:

$$I_0 = \frac{U_0}{R_x}$$

(3.21) ни ҳисобга олган ҳолда

$$I_0 = 0,827I_{2m} \quad (3.22)$$

диоддан оқиб ўтаётган токнинг ўртача қиймати:

$$I_{\text{дод.урт}} = \frac{I_0}{3} \quad (3.23)$$

тескари кучланишнинг максимал қиймати:

$$U_{\text{мес}} = \sqrt{3}U_{2m} = 2,09U_0 \quad (3.24)$$

пульсация коэффиценти $k_n=0,25$

Диодларга кичик кучланиш тушуви сабабли, бу схема кўпинча паст тўғриланган кучланишлар олиш учун ишлатилади. Схеманинг камчиликлариға куйидагилар киради:

- катта қийматли тескари кучланиш;
- трансформатордан фойдаланиш коэффиценти кичик;
- тўғриланган токнинг ўзгармас ташкил этувчисининг трансформатор иккиламчи чўлғамидан ўтиши жараёнида трансформатор ўзагини магнитлаши.

3.2.Силлиқловчи филтърлар

Тўғрилагичлар схемасининг таҳлилида тўғриланган кучланиш доимо пульсацияланувчи бўлиши ва ўзгармас ташкил этувчилардан ташқари ўзгарувчан ташкил этувчиларға ҳам эға бўлиши аниқлангэн. Пульсацияланиш коэффицентининг рухсат этилган қиймати қурилманинг вазифаси ҳамда ишлаш режимиға боғлиқ бўлади. Силлиқловчи филтърларға қўйиладиган асосий талаблар куйидагилар:

- тўғриланган токда кучланишнинг ўзгарувчан ташкил этувчисининг камайтирилиши;
- тўғриланган ток кучланишининг ўзгармас ташкил этувчисини минимал қийматгача камайтиришға эришиш.

Юклама қаршилигидан ток оқиб ўтиши учун силлиқловчи филтър тўғрилагич билан юклама орасиға уланади. Бунда ўзгарувчан ташкил этувчининг қиймати камайиши билан бир пайтда филтърдаги йўқотишлар ҳисобиға тўғриланган кучланишнинг ўзгармас ташкил этувчиси ҳам камаяди.

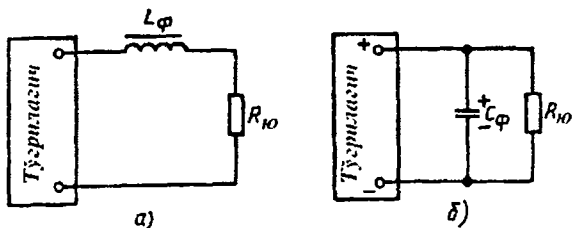
Силлиқлаш коэффиценти филтърнинг асосий параметрларидан бири ҳисобланади. Филтър киришидаги пульсацияланиш коэффицентининг филтър чиқишидаги пульсацияланиш коэффицентига нисбати силлиқлаш коэффиценти деб айтилади ва у қуйидагича аниқланади:

$$q = \frac{k_{\text{пкп}}}{k_{\text{пчк}}} \quad (3.25)$$

Юкламаға кетма-кет уланган индуктив ғалтаклар (дросселлар) ёки юкламаға параллел уланган конденсаторлар энг оддий силлиқлаш филтърлар вазифасини бажариши мумкин.

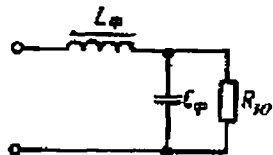
Силлиқлаш сифатини яхшилиш учун юклама қаршилигиға кетма-кет уланган филтърнинг индуктив қаршилиги (3.7.а-расм) ω_0 пульсацияланиш частотасида юклама қаршилигидан катта бўлиши керак,

$$\text{яъни} \quad X_{LT} = \omega_0 L_{\phi} \gg R_{\phi}.$$



3.7-расм. а) дроссели силлиқловчи фильтр. б) сизимли силлиқловчи фильтр

Дросселнинг актив қаршилиги одатда, унча катта бўлмагани учун тўғриланган токнинг ўзгармас ташкил этувчиси ўзгармас кучланишнинг камайишига олиб келмайди, яъни фильтрнинг киришига берилаётган ўзгармас ток кучланиши юклама қаршилигидаги кучланишга тенг бўлади. Катта қувватли тўғрилагичларда, яъни юклама қаршилиги кичик бўлган тўғрилагичларда индуктив фильтрни қўллаш самаралидир чунки талаб этилган силлиқлаш коэффицентини ҳосил қилиш учун индуктивликни қиймати кичик бўлиши талаб этилади. Конденсаторни юкламага параллел уланганда (3.7.б-расм) пульсацияларни яхшироқ силлиқлаш мақсадида унинг сизим қаршилиги юклама қаршилигидан анча кичик бўлиши, яъни $X_{сф} = 1 / \omega_{ю} C_{сф} \ll R_{ю}$ бўлиши керак. Фильтр киришидаги кучланиш конденсатордаги куланишдан ортиқ бўлган вақтда конденсатор диод орқали зарядланади. Қолган вақтда конденсатор юклама қаршилиги орқали разрядланади.



3.8-расм. Г симон индуктив-сизим фильтр

Одатда, фильтр конденсаторлари сифатида катта сизимга эга бўлган электролитик конденсатордан фойдаланилади.

Амалда Г симон индуктив-сизим фильтрлар кенг қўлланилади (3.8-расм). $X_{сф} \ll R_{ю} \ll X_{L\phi}$ шарт бажарилганда Г симон индуктив-сизим фильтрлар энг содда индуктив ва сизим фильтрларга нисбатан анча юқори силлиқлаш коэффицентига эга бўлади.

$$L_{\phi} C_{\phi} = \frac{(q+1)}{m^2 \omega_c^2}, \quad (3.26)$$

Бу ерда m -тўғриланиш фазалари сони (бир ярим даврли схема учун $m=1$, икки ярим даврли схема учун $m=2$, уч фазага учун $m=3$), ω_c -тармоқнинг бурчак частотаси.

$X_{L\phi} \gg R_{ю}$ LC фильтр (Г симон кўринишдаги фильтр) ҳамда дроссел ва юклама орқали ўтадиган ток узлуксиз бўлган шартларда яхши ишлайди. Бу шарт бажарилишини таъминлаш учун дроссел минимал индуктивликка эга бўлиши керак яъни

$$L_{\phi} \geq \frac{2R_{\phi}}{(m^2 - 1)m\omega_c} \quad (3.27)$$

(3.27)дан L_{ϕ} қийматни аниқлаб сўнг (3.26) орқали C_{ϕ} ни аниқласак бўлади. 3.9.а-расмда Γ симон кўринишдаги фильтр билан содда сигим фильтр жамланмасидан иборат фильтр схемаси кўрсатилган бўлиб, у бошқа фильтрларга нисбатан анча самаралидир. Пульсацияни силлиқлаш коэффициентини янада ошириш учун L_{ϕ} ва C_{ϕ} қийматларини ошириш зарур, бу эса дроссел ва конденсаторнинг ҳажми ва массасини ортишига олиб келади. Шу сабабли унинг ўрнига кетма-кет уланган Γ симон фильтрлардан тузилган мураккаб кўп қисмли фильтрлар орқали юқори натижаларга эришиш мумкин (3.9.б-расм).

Кўп қисмли фильтрининг умумий силлиқлаш коэффициентини \bar{q}_{ϕ} ҳар бир қисм фильтрининг силлиқлаш коэффициентлари кўпайтмасига тенг:

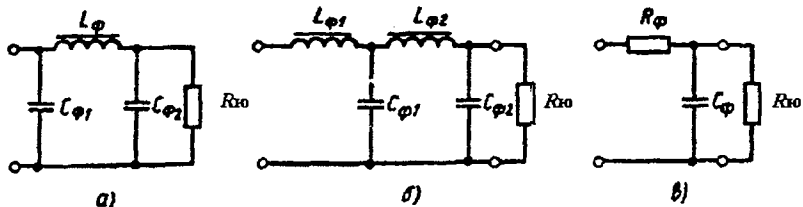
$$q_{\phi} = q_1 q_2 \quad (3.28)$$

Одатда ҳар бир қисм фильтрининг силлиқлаш коэффициентлари бири-бирига тенг қилиб олинади. Фильтрни соддалаштириш ва арзонлаштириш мақсадида унча катта бўлмаган тўғрилланган ток (10-15 мА) ва унча катта бўлмаган силлиқлаш коэффициентли фильтрлар учун дроссел ўрнига актив қаршилик ўрнатиш мумкин. Бундай алмаштириш натижасида RC фильтри ҳосил бўлади. (3.9.в-расм) ва K_{ϕ} фильтр учун $R_{\phi}C_{\phi} \gg (n_m\omega_c)$ шарт бажарилиши керак. $R_{\phi}C_{\phi}$ нинг қиймати қуйидаги формула орқали топилади,

$$R_{\phi}C_{\phi} = \frac{1,5 \cdot 10^6 q}{m\omega_c} \quad (3.29)$$

R_{ϕ} қаршиликнинг қиймати одатда (0,2-0,3) $R_{\phi 0}$ га тенг деб қабул қилинади.

L_{ϕ} ва C_{ϕ} – фильтрларда дросселнинг ҳажми ва массаси трансформатор ҳажми ва массасига яқин бўлади. Дроссел ўрнига транзистордан фойдаланиладиган фильтрнинг чиқиш қаршилиги, массаси ва ўлчамлари анча кичик бўлади. Бундай фильмларнинг ишлаш принципи транзисторнинг чиқиш характеристикаси хусусиятга асосланган. Транзисторнинг иш нуқтасини танлашда чиқиш характеристикасининг юқори қисмдаги эгилишидан кейинги қисмида олинади бунда: коллектор ва эмиттер ўртасидаги қаршилик ўзгарувчан токка нисбатан ўзгармас ток учун кичик бўлади, шунинг учун ҳам фильм схемасида дроссел ўрнига транзистордан фойдаланиш мумкин. Транзисторли фильтрнинг чиқишидаги кучланиш киришидагидан ҳар доим кичик, ФИК ҳам кам. Тўғрилагични ҳисоблашда юклама қаршилигининг характерини эътиборга олиш зарур, чунки у кўп ҳолларда ҳисоблашлардаги муносабатларга таъсир кўрсатади. Тўғрилагичларнинг схемаларида юклама камдан кам ҳолларда актив қаршиликка эга бўлади. Бу ҳол тўғрилагич ва юклама орасига уланган силлиқловчи фильм реактив қаршиликдан иборат эканлиги билан боғлиқ.



3.9-расм. Силлиқловчи филтърлар

3.3. Бошқариладиган тўғрилагичлар

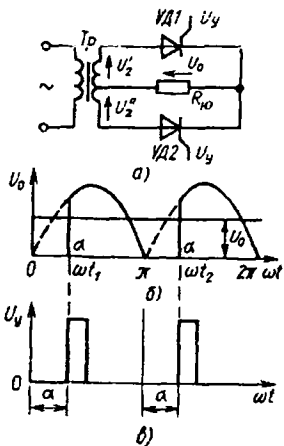
Баъзи ҳолларда тўғрилагич қурилмалари тўғрилانган U_0 кучланишнинг ўртача қийматини текис бошқариш (ўзгартириш) имконини бериши керак бўлади. Ҳозирги кунда бундай мақсадда бошқариладиган ярим ўтказгичли вентиль-тиристорлардан фойдаланилади. Улар тўғриланган кучланишни кенг оралиқда кам қувват истеъмол қилган ҳолда бошқариш имконини беради.

Юқоридаги параграфда трансформаторнинг иккиламчи чўлғамидан ўрта нуқта клеммаси чиқарилган иккита ярим даврли тўғрилагич схемаси ва ишлаш принципи (3.3-расм) қараб чиқилган эди. 3.10-расмда тўғрилагичнинг шунга ўхшаш схемаси келтирилган бўлиб, унда диодлар ўрнига тиристорлар билан алмаштирилган.

Бошқариладиган тиристорли схемада (3.10.а-расм). VD1 ва VD2 тиристорларнинг очилиш вақти уларнинг бошқарувчи электродларига импульслар U_y бериш вақти билан аниқланади (3.10.в-расм). Импульслар келиш вақтида тиристорлар очилади. Кучланиш нолдан ўтадиган вақтига нисбатан тиристорларнинг очилиши кечикади. Бу кечикиш α бурчагига тенг. α бурчаги бошқариш бурчаги деб аталади.

3.10 б-расмдан кўринадики 0; ωt_1 , ва π ; ωt_2 вақт оралиқларида юкламадаги кучланишнинг оний қиймати нолга тенг, чунки иккала тиристор ҳам ёпиқ, вақтнинг ωt_1 ва ωt_2 вақтларида у кескин ортиб кетади ва кучланиш нол қиймат вақтигача синусоидал қонуният бўйича ўзгаради. Тўғриланган U_0 кучланишнинг қийматини бошқариш бурчагининг ўзгариши билан бошқариш мумкин. α бурчак ортиши билан U_0 нинг қиймати камаяди. Бунда тўғриланган кучланишнинг пульсацияси ортади ва тўғрилагичнинг ФИК камаяди. Бу бошқариладиган тўғрилагичларнинг асосий камчилиги ҳисобланади.

Тиристорларни очишда тўғри бурчакли



3.10-расм. Тиристорли тўғрилагич

кичик кенгликли (3.10-в-расм) импульс сигналларидан фойдаланилади. Бундай тўғри бурчакли, талаб этилган фаза силжишли бошқарувчи импульсларни бошқарув ситемаси ҳосил қилади.

3.4. Кучланиш стабилизаторлари

Замонавий электроника таъминлаш манбаининг чиқиш кучланиши пульсациясига қаятий талаблар қўяди. Таъминлаш манбаи чиқиш кучланишининг бирор бир қийматга ўзгаришига таъминлаш манба юкламаси қаршилигининг ўзгариши ва таъминлаш манбаи истеъмоқ қилаётган ўзгарувчан ток манбаининг ўзгариши сабаб бўлади.

Таъминлаш манбаининг чиқишида кучланиш бир қийматда қолиши учун ўзгармас кучланиш стабилизатори ишлатилади. Ўзгарувчан ток манбаи юклама қаршилиги чекланган қийматдан ўзгарганда таъминлаш манбаи чиқиш кучланишини бир қийматда сақлайдиган қурилмага ўзгармас кучланиш стабилизатори дейилади.

Ўзгармас кучланиш стабилизаторлари параметрли ва компенсацион турларга бўлинади.

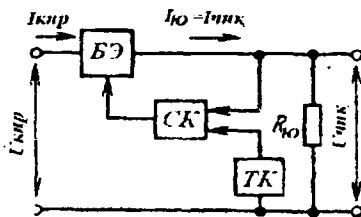
Ночизиқли элементларга эга бўлган қурилмалар (кремнийли стабилитрон) деб, параметрли кучланиш стабилизаторларига айтилади. Уларнинг параметрлари кучланиш ўзгариши билан шундай ўзгарадики, юкламадаги кучланишнинг қиймати деярли ўзгармайди.

Параметрли кучланиш стабилизаторининг афзаллиги схемасининг соддалиги ҳисобланади. Камчилиги эса ФИК кичик, чиқиш кучланиши қийматини бошқариш имконияти йўқ, стабилизация коэффициентини кичик ва кичик қувватга эгалигидир.

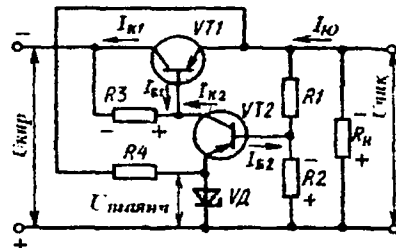
Компенсацион стабилизаторлар анча юқори техник кўрсаткичларга эга бўлиб, уларнинг ишлаши ҳақиқий чиқиш кучланишини талаб этилгани билан солиштиришга асосланган. Компенсацион стабилизатор учта қисмдан иборат бўлади: (3.11-расм).

- таянч кучланиш манбаи-(ТК),
- солиштирувчи ва кучайтирувчи элемент -(СК);
- бошқарувчи элемент-(БЭ);

Схемадан кўриниб турганидек, бошқарувчи элемент кириш занжири билан юклама қашилиги R_o оралиғига кетма-кет ўланади ва сўндирувчи ўзгарувчан



3.11-расм. Компенсацион стабилизаторининг структура схемаси



3.12-расм. Компенсацион стабилизаторининг принципиал схемаси

қаршиликли резистор вазифасини бажаради. Агар бирор сабабга кўра юкламадаги кучланиш ўзининг номинал қийматидан четлашса (камайса ёки ортса), у ҳолда таянч кучланиши ва чиқиш кучланиш қийматлари орасидаги фарқ кучайтирилади ва бошқариш элементиға узатилиб, унинг параметрини ўзгартиради, яъни унинг қаршилигини ўзгартиради, шунинг ҳисобига стабилизаторнинг чиқишидаги кучланиш ўзининг номинал қийматиға қайтади.

Стабиллаштириш коэффиценти ва чиқиш қаршилиги стабилизаторнинг асосий параметрлари ҳисобланади. Стабилизация коэффиценти деб, юклама қаршилигининг қиймати доимий ҳолатида кириш кучланишининг нисбий ўзгаришини чиқиш кучланишининг нисбий ўзгариши нисбатиға айтилади.

$$k_{ст} = \frac{\Delta U_{кыр} / U_{кыр}}{\Delta U_{чик} / U_{чик}} \quad (3.30)$$

бу ерда $\Delta U_{кыр}$, $\Delta U_{чик}$ стабилизатор кириш ва чиқиш кучланишининг ўзгариш қиймати,

$U_{чик}$, $U_{кыр}$ стабилизаторнинг кириш ва чиқишидаги номинал кучланишлар.

Бу параметр стабилизатор схемасини танлашда асосий мезон бўлиб хизмат қилади. Стабилизаторнинг чиқиш қаршилиги деб чиқиш кучланиш қийматининг ўзгариши юкламадаги ток қийматининг ўзгаришиға бўлган нисбатиға (кириш кучланишининг қиймати ўзгармас бўлган ҳол учун) айтилади.

$$R_{чик} = \frac{\Delta U_{чик}}{\Delta I_o} \quad (3.31)$$

$R_{чик}$ қиймати кичик бўлиши мақсадға мувофиқдир.

Компенсацион стабилизаторларнинг содда схемаларидан бири 3.12–расмда келтирилган. VT1 транзистор R_o юклама қаршилигига кетма-кет уланган бўлиб, у бошқарувчи элемент вазифасини ўтайди, VT2 транзистор эса кучайтиргич вазифасини ўтайди. VD кремнийли стабилитрон таянч кучланиш манбаи сифатида қўлланилади, транзистор VT2 эса U_o таянч кучланиш билан R_2 резистордаги кучланиш тушуви қийматларининг фарқини кучайтиради. Агар киришдаги $U_{кыр}$ кучланиш ортса, у ҳолда дастлабки ҳолатда R_2 тақсимлаш резисторида кучланиш ортади, демак, VT2 нинг $I_{б2}$ база ток ортади. Бунда $I_{к2}$ коллектор токи ҳамда R_3 резистордаги кучланиш тушуви ортади. VT1 транзистор базасининг потенциали ортади, $I_{б1}$ база токи эса пасаяди. Бу VT1 транзистордаги кучланиш қийматини ортиради, $U_{чик}$ кучланиш пасайиб аввалги қийматиға қайтади. R_1 , R_2 тақсимлагичда чиқиш кучланишини бошқариш учун ўзгарувчан резистордан фойдаланиш мумкин. Компенсацион стабилизаторларда стабилизациялаш коэффиценти бир неча минггача етиши мумкин. Компенсацион стабилизаторлар стабил кучланишини юқори аниқликда ушлаб тура олишини, пульсацияларни сезиларли даражада камайтиришини ва чиқиш кучланишини бошқариш имкониятини таъминлайди. Улар ярим ўтказигичли қурилмаларда ёки микросхемаларда йиғилиб ўзгармас ток таъминлаш манбаларида ишлатилади. Бошқарув транзисторида тўғриланган кучланиш йўқотишлари қузатилиши сабабли, уларнинг ФИК кичик бўлади. Бу стабилизаторнинг камчилиги ҳисобланади.

Компенсацион турдаги стабилизаторлардан ташқари импульсли кучланиш стабилизаторларидан ҳам фойдаланилади. Агар компенсацион стабилизаторларда транзистор узлуксиз ишласа, импульсли

стабилизаторларда эса у узиб-улаш (калит) режимда ишлайди. Шу сабабли бошқариш транзисторидаги қувват йўқолиши узлуксиз режимга нисбатан анча кичик. Бундай режимда стабилизаторнинг ФИК ошади ва ўлчамлари кичраяди. Саноатда турли параметрли интеграл бажарилган кучланиш стабилизаторлари ишлаб чиқарилади.

3.5. Ток стабилизаторлари

Ток стабилизатори деб, берилган аниқликда юклама қурилмасида ток қийматини ўзгармас ушлаб туришни автоматик таъминловчи қурилмага айтилади. Замоновий электрон қурилмаларда ўзгармас ток стабилизатори стабил ўзгармас ток ҳосил қилиши учун ишлатилади.

Ток стабилизаторлари ҳам, худди кучланиш стабилизаторлари каби параметрли ва компенсацион бўлиши мумкин. Параметрли ток стабилизаторларида чизиқсиз элемент (бошқарувчи элемент)лар юклама қурилма занжирларига кетма-кет уланади.

Параметрли ток стабилизаторларида ночизиқли элемент сифатида шундай асбоб қўлланиладики, унинг вольт-ампер характеристикаси токнинг қиймати кучланиш қийматининг ўзгаришига деярли боғлиқ бўлмайдиган қисмга эга бўлиши керак. Биполяр ва майдонли транзисторлар, шунингдек, бареттер деб аталувчи электрон қурилмалар шундай характеристикага эга бўлади.

Бареттер водород ёки бошқа инерт газ билан тўлдирилган терметик балондан иборат бўлиб, уларнинг катод ва анодлари вольфрам ёки пўлат материаллардан бажарилиб, клеммалари ташқарига чиқарилгандир.

Бареттердан ток ўтганида ўтказгичнинг ҳарорати ошади ва унинг қаршилиги кескин ортиб кетади. Шу сабабли ишчи кучланиш сезиларли даражада ўзгарганда бареттер занжиридаги ток (юкламада ҳам) деярли ўзгаришсиз қолади.

Ўзгармас ток стабилизаторларининг сифати ток бўйича стабиллаштириш коэффициенти билан аниқланади:

$$K_{ст.т} = \frac{\Delta U_{кпр} / U_{кпр}}{\Delta I_{ю} / I_{ю}}$$

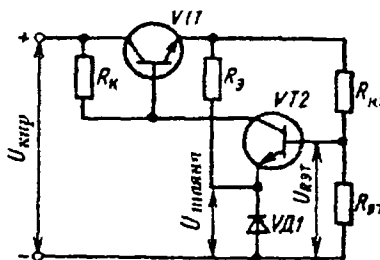
Бунда $\frac{\Delta U_{кпр}}{U_{кпр}}$ кириш кучланишининг нисбий ўзгариши.

$\frac{\Delta I_{ю}}{I_{ю}}$ юклама қаршилигидаги токнинг нисбий ўзгариши.

Бареттерли схема учун $k_{ст} = 5-15$.

Бареттерли ток стабилизаторларнинг афзаллиги: улар ҳам ўзгарувчан, ҳам ўзгармас тоқда ишлай олиши, соддалиги, камчилиги-стабиллаштириш коэффициенти кичик, ФИК паст, ишончлиликнинг етарли даражада эмаслиги ва инертлигидир.

Компенсацион ток стабилизаторлари яхши натижа беради. Транзисторли



3.13-расм. Ўзгармас ток стабилизатори

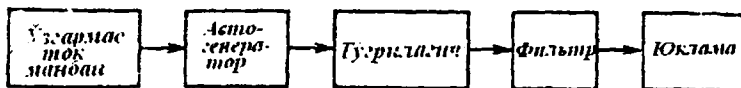
ўзгармас ток стабилизаторида (3.13-расм) $R_{ЭТ}$ – эталон резистор юклагамага кетма-кет уланади ва ундаги кучланиш оддий, VD1 кучланиш стабилизатори ёрдамида стабиллаштирилади.

Стабилизатор юклагасидаги ток қиймати ўзгарганда кучланишни $U_{RX}-U_0$ фарқи ўзгармас ток кучайтиргичи бўлиб, хизмат қилувчи VT2 транзисторига узатилади ва у орқали бошқарувчи элемент бўлиши VT1 транзисторига таъсир қилади. Натижада юклагадан оқиб ўтаётган токнинг қиймати асл қийматига қайтади. Бундай схемада стабилизатор коэффиценти

$$K_{ст.і}=100-200\text{га тенгдир.}$$

3.6. Ўзгармас ток кучланишини ўзгартиргичлар

Кўпинча бир катталиқдаги ўзгармас ток кучланишни бошқа катталиқдаги ўзгармас ток кучланишига ўтказишга тўғри келади. Бу зарурат манба сифатида аккумуляторлар, қуруқ ва қуёш батареяларини, кўчма радиоаппаратура учун манба сифатида фойдаланганда юзага келади. Ўзгармас ток кучланишининг қийматини ўзгартириш имконини берувчи қурилмалар ўзгармас ток кучланишини ўзгартиргич деган ном олди. Кичик қувватга мўлжалланган, ўлчамлари ва массаси унча катта бўлмаган, юқори ФИК ли ва ишончли бўлган транзисторли ҳамда микросхемали ўзгартиргичлар кенг қўлланилади. Ўзгартиргичлардан бирининг тузилиш схемаси 3.14-расмда келтирилган.

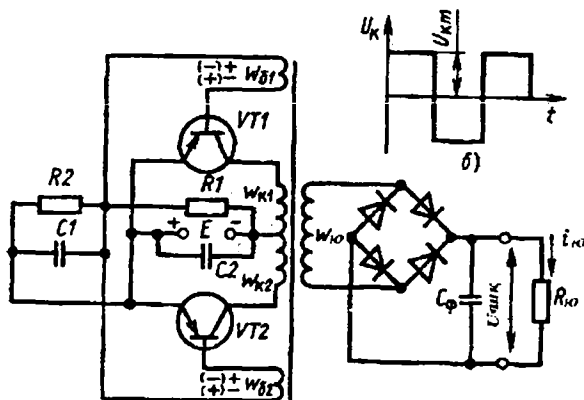


3.14-расм. Ўзгармас ток кучланишини ўзгартиргич

Ҳар қандай ўзгармас ток кучланишини ўзгартиргичларнинг асосий элементлари бўлиб, автогенератор хизмат қилади. У ўзгармас ток манбаидан таъминланиб, ўзгарувчан ток кучланишини ҳосил қилади. Ўзгарувчан ток кучланиши трансформаторга уланиб, трансформаторнинг чиқиш қисмида талаб этилган қийматдаги ўзгарувчан ток кучланиши ҳосил қилинади, сўнг тўғирланиб, фильтрланиб истеъмолчиға ўзгармас ток кучланишини талаб этилган қийматда узатилади.

Икки тактли ўзгармас кучланиш ўзгартиргичининг транзисторли схемалари кенг қўлланилади. 3.15.а-расмда кенг тарқалган ўзгартиргич схемаси келтирилган. Унинг таркибига умумий эмиттер схемали иккита транзистордан йиғилган автогенератор, ҳамда коллектор W_k база W_6 ва чиқиш W_0 чўлғамли трансформатор киради. Тр трансформатор чўлғамининг ўрта қисқичи транзисторлар коллекторини манбанинг манфий қутбига улаш учун мўлжалланган. E манбага кучланиш бўлувчи $R1, R2$ қаршиликлар уланган бўлиб $R2$ да ҳосил бўлган потенциал тушувининг қиймати 0,5-1В ни ташкил этиб, бу кучланиш ўзгартиргични ишга тушириш учун транзисторларнинг базаларига узатилади.

VT1 ва VT2 транзисторларнинг параметрлари бир хил бўлганлиги сабабли коллектор тоқлари манба уланган вақтда ҳар хил қийматга эга бўлади ва трансформатор ўзагида транзисторлардаги ток фарқи билан аниқланадиган натижавий магнит оқими юзага келади. Схемада мусбат тескари боғланишни таъминловчи база чўлғамлари тўғри уланганда ундаги оқим шундай бўладики, трансформатор чўлғамларида ҳосил бўладиган ЭЮК транзисторни катта ток билан очиб, кичик ток билан ёпишга ёрдам беради. Бу жараён катта тезликда ривожланади ва транзисторлардан



3.15-расм. Икки тактли ўзгармас кучланиш ўзгартиргичи

бирининг (масалан, VT1) тўйиниши ҳамда бошқасининг (VT2) ёпилиши билан тугалланади. Транзистор VT1 чўлғамда ЭЮК мавжуд бўлган пайтда, яъни магнит оқими ўзгараётган пайтда очиб бўлади. Бу ўзгариш VT1 транзистор коллектор тоқининг тўйиниш тоқигача ўзгараётганида ёки ўзақдаги магнит оқими тўйингунча юз бериб туради. VT1 транзисторнинг коллектор тоқи ёки ўзақдаги магнит оқими тўйинишга етганда, магнит оқимининг ўзгариш тезлиги нолга тенг бўлади ва бу I_{K1} токнинг камайишига олиб келади, бу эса ўз навбатида чўлғамларда аввалги ҳолдагига қарама-қарши бўлган ЭЮК ҳосил қилади (схемада қавс ичида кўрсатилган). Бунинг натижасида VT2 транзистор очилади ва VT1 ёпилади. Кейинчалик бу жараёнлар юқорида кўрсатилганга ўхшаш такорланади.

Шундай қилиб, VT1 ва VT2 транзисторлар қалит режимида ишлайди, трансформатор ўзагидаги магнит оқими ўзгариши эса иккиламчи чўлғамда шакли тўғри бурчакка яқин бўлган ўзгарувчан ЭЮК индукцияланади (3.15.б-расм), сўнгра тўғриланиб, филтрланиб, истеъмолчи талаб этган қийматдаги ўзгармас кучланиш ҳосил бўлади.

4. БОБ. КУЧАЙТИРГИЧ КАСКАДЛАРИ

4.1. Умумий маълумот

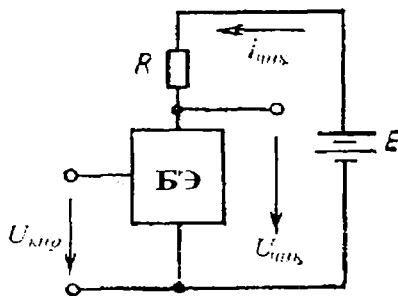
Кўпгина инженерлик (муҳандислик) масалаларини ечишда, масалан, электрик ва ноэлектрик катталикларни ўлчашда, радиосигналларни қабул қилишда, техник жараёнларни автоматлаштиришда, уларни назорат қилишда электр сигналларни кучайтириш зарурияти келиб чиқади (воқеа ҳодиса ёки нарсa (предмет) ҳақидаги маълумот-ахборотни ташувчи ҳар қандай физик катталик (масалан ток, кучланиш) сигнал деб аталади). Бу масқсадга эришиш учун электр сигналлар кучланиши, токи ва қуввати бўйича кучайтиришга мўлжалланган қурилмалар, яъни электрон кучайтиргичлар хизмат қилади. Саноат электроникасида кенг қўлланиладиган замонавий электрон кучайтиргичларда одатда транзисторлар ишлатилади, охириг пайтларда эса интеграл микросхемаларда тузилган электрон кучайтиргичлар қўлланилмоқда. Микросхемаларда йиғилган кучайтиргичлар юқори ишончилиги, тежамлилиги, тезкорлиги, жуда кичик ҳажм ва массага эгалиги, юқори сезувчанлиги билан ажралиб туради. Улар жуда кичик электр сигналларни кучайтиришга (кучланиш тартиби 10^{-13} В, ток 10^{-17} А, қувват тартиби 10^{-24} Вт) ҳам хизмат қилади.

Кучайтиргичларнинг

соддалаштирилган каскад схемаси 4.1-расмда кўрсатилган. У чизиксиз бошқарилувчи элемент БЭ, (БЭ-биполяр транзистор, майдон транзисторлари ёки электрон радиолампа - триод бўлиши мумкин) резистор R ва ўзгармас электр энергия манбаи E дан ташкил топган. Кучайтириш каскади кириш занжири ва чиқиш занжирига эга. Кириш занжирига кириш кучланиши (кучайтириладиган сигнал) $U_{кир}$ узатилади, чиқиш занжирдан чиқиш кучланиши $U_{чик}$ ни (кучайтирилган сигнал) олиш учун ишлатилади. Кучайтирилган сигнал кириш сигналига қараганда жуда катта қувватлилиги билан фарқланади. Сигнал қувватини ошириш ўзгармас электр энергия манбаи E ҳисобига бўлади.

Кучайтириш жараёни қуйидаги кириш кучланиши таъсирида чизиксиз бошқарилувчи элемент БЭ ни қаршилиги ўзгариши ҳисобига $I_{чик}$ нинг ўзгариши ҳосил бўлади. Бу эса $U_{чик}$ нинг ўзгаришига сабаб бўлади. Яъни $U_{кир}$ қандай қонуният билан ўзгарса $U_{чик}$ ҳам шу қонуният билан ўзгаради. Фақатгина унинг қиймати E манба ҳисобига бир неча ўн-юз марта катта бўлади. $U_{чик}$ нинг катталик микдори БЭ қаршилигининг қай даражада $U_{кир}$ га таъсирчанлиги билан ифодалананади.

Кучайтириш каскадининг асосий кўрсаткичлари: кучланиш бўйича кучайтириш коэффициенти $K_U = U_{чик} / U_{кир}$; ток бўйича кучайтириш коэффициенти $K_I = I_{чик} / I_{кир}$ ва қувват бўйича кучайтириш коэффициенти



4.1-расм. Кучайтиргич каскадининг структура схемаси.

$$K_p = \frac{P_{\text{чик}}}{P_{\text{кыр}}} = \frac{U_{\text{чик}} I_{\text{чик}}}{U_{\text{кыр}} I_{\text{кыр}}} = K_U K_I I \quad (4.1)$$

бўлиб ҳисобланади.

Одатда кучайтиргич каскадларида бу уч хил кучайтириш коэффициентлари бирдан катта бўлади. Бироқ айрим кучайтиргич каскадларининг икки кучайтириш коэффициентларидан бири, 1 дан кичик бўлиши ҳам мумкин, яъни $K_U < 1$ ёки $K_I < 1$. Лекин ҳар қандай вазиятларда ҳам қувват кучайтириш коэффициенти $K_p \geq 1$ бўлади.

Кириш сигналнинг қайси кўрсаткичларининг кучайтирилишига қараб (кучланиш, ток ёки қувват кучайтиргичларни) ток кучайтиргичи, кучланиш кучайтиргичи ёки қувват кучайтиргичи деб юритилади.

Замонавий кучайтиргичларда K нинг қиймати жуда катта қийматга эга бўлади. Шу сабабли уни логорифмик қийматда ёзиб, дБ (децибелл) бирлигида ифодаланади.

$$K_U = \frac{20 \lg U_{\text{чик}}}{U_{\text{кыр}}}; \quad K_I = \frac{20 \lg I_{\text{чик}}}{I_{\text{кыр}}}$$

Қувват бўйича кучайтиргич коэффициенти эса қуйидагича ифодаланади.

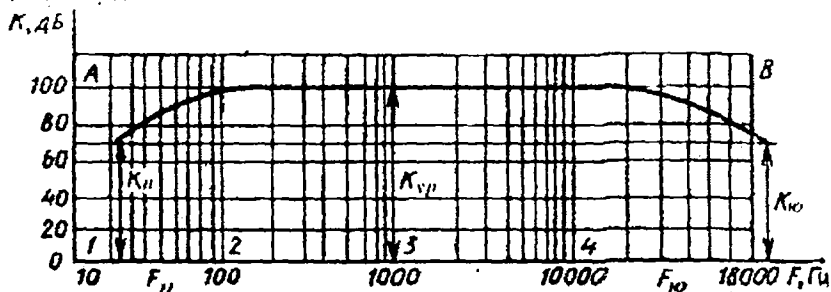
$$K = \frac{10 \lg P_{\text{чик}}}{P_{\text{кыр}}}$$

Кучайтиргичларнинг частота характеристикаси

Кучайтиргичлар сигналнинг турли частотасини турлича кучайтиради. Яъни кучайтиргичнинг K кучайтириш коэффициенти, частотага боғлиқлик функцияси $K=f(F)$ кучайтиргичнинг частота характеристикаси деб юритилади. Унинг графиги 4.2-расмда ифодаланган.

4.2-расмдаги $K_{\text{ур}}$ -ўрта частотада кучайтиргичнинг максимал кучайтириш коэффициенти; $F_{\text{ю}}-F_{\text{п}}=\Delta F$ -кучайтиргич кучайтириладиган сигналнинг частота кенлигини (бунда $F_{\text{ю}}$ -сигналнинг юқори частота чегараси; $F_{\text{п}}$ - сигналнинг пастки частота чегараси) ифодалайди. $F_{\text{ю}}$ ва $F_{\text{п}}$ оралиғи кучайтиргичнинг частота иш оралиғи дейилади. Графикдан кўриниб турибдики, $F_{\text{ю}}$ ва $F_{\text{п}}$ оралиғида K нинг қиймати ўзгармайди. Агарда K нинг қиймати 25-30% гача ўзгарса (яъни 3 дБ га), буни инсон қулоғи сезмайди.

Ундан ортганда эса сезиб, частота бузилиш ҳосил бўлди дейилади. Частота бузилиши M ҳарфи билан белгиланиб, қуйидаги формула орқали ифодаланади:



4.2-расм. Кучайтиргичларнинг частота характеристикаси.

$$M = \frac{K_{\text{сп}}}{K_F}$$

бу ерда: K_F —аниқланаётган частота сигналининг кучайтириш коэффициенти. Частота бузилиши дБларда ҳам ифодаланиши мумкин, у қуйидаги кўринишни олади:

$$M = 20 \lg M$$

Кучайтиргичнинг сезгирлиги. Кучайтиргичнинг сезгирлиги деб кучайтиргичнинг киришига берилаётган минимал қийматли кириш сигнали таъсирида кучайтиргичнинг чиқишида номинал кучланиш (қувват) ҳосил бўлишига айтилади (яъни кириш сигнали минимал қийматдан кам бўлса кучайтиргич сигнални кучайтирмайди, яъни сезмайди).

Фаза бузилиши. Фаза бузилиши кучайтиргич занжирида реактив элементлар ҳисобига ҳосил бўлади. Сигналнинг ҳар бир частотасининг реактив элемент ҳисобига фазаси ҳар хил силжийди.

Фаза бузилишини инсон қулоғи сезмайди. Шу сабабли паст частотали кучайтиргичларда (ПЧК) унчалик ҳисобга олинмайди. Улар телевизион сигнал кучайтиргичларда, радиолокацион қурилмаларда салбий роль ўйнайди.

Ток кучайтиргичлари кичик қаршиликка эга бўлган (реле, ток индикаторлари ва бошқалар) қурилмаларни бошқаришда ишлатилади.

Қувват кучайтиргичлари одатда, кўп каскадли кучайтиргичларнинг чиқиш (охирги) каскадида ишлатилади ва улар максимал қувватни узатиш режимида ишлайди.

Сигналларни қайси частота оралиғидаги қийматларини кучайтиришига қараб кучайтиргичлар бир неча турларга бўлинади:

1. Ўзгармас ток кучайтиргичлари (ЎТК)—қиймати секин ўзгарадиган тахминан 0,01 Гц дан бир неча юз МГц гача бўлган сигналларни кучайтиради.
2. Паст частотали кучайтиргичлар (ПЧК)—сигналларнинг частотаси тахминан 20 Гц дан 20 кГц гача бўлган сигналларни кучайтиради.
3. Юқори частотали кучайтиргичлар (ЮЧК)—сигналнинг частотаси бир неча 100 кГц дан бир неча 100 МГц гача бўлган сигналларни кучайтиради.
4. Кенг частотали кучайтиргич (КЧК)—кучайтирадиган сигналнинг частотаси бир неча Гц дан бир неча МГц гача частота кенгликка эга бўлган сигнални кучайтиради, бундай кучайтиргичлар асосан телевидениеда ишлатилади.
5. Резонанс кучайтиргичлар (РК)—кучайтириладиган сигналларнинг частота кенглиги тор бўлиб, бир неча кГц ни ташкил қилади.

Кўп каскадли кучайтиргичларда каскадларнинг бир-бири билан боғланиши уч хил усул билан амалга оширилади.

ПЧК, ЮЧК, КЧКлар конденсатор ёки резистор орқали боғланиб, резистор-конденсатор боғланишли деб юритилади.

Резонанс кучайтиргичлар ва бошқа кучайтиргичларнинг охирги каскадлари трансформатор орқали боғланади, бундай кўринишдаги боғланиш трансформаторли боғланиш дейилади.

Ўзгармас ток кучайтиргичлар бир-бири билан тўғридан-тўғри ёки резистор орқали боғланиши резисторли ёки тўғридан-тўғри (гальваник) боғланиш деб юритилади.

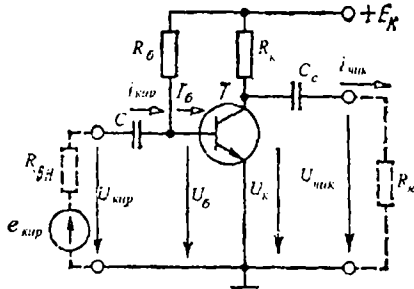
Конденсатор ва трансформаторнинг вазифаси фақатгина кучайтирилган сигнални (ўзгарувчан ток ва ўзгарувчани кучланиш) кейинги каскадга ўтказиши, лекин сигналда манба ҳисобига ҳосил бўлган ўзгармас ташкил этувчисини эса

кейинги каскадга ўтказмайди, яъни конденсатор ва трансформатор ўзгармас ва ўзгарувчан ташкил этувчиларни ажратиб беради.

Кучайтиргичларда кучайтирувчи элементлари бўлмиш транзистор, майдон транзистори ёки триод-радиолампа 3 хил усул билан схемага уланади. Яъни электродларнинг бири чиқиш ва кириш занжирига умумий бўлади.

4.2. Умумий эмиттерли кучайтиргич каскади

Саноатда кенг тарқалган транзисторли кучайтиргичлардан бири умумий эмиттерли схемада йиғилган кучайтиргич каскадидир. Бундай схемада эмиттер занжири кириш ва чиқиш занжирига умумийдир (4.3-расм). R_k резистор транзисторнинг коллектор занжирига уланган бўлиб, у орқали чиқиш кучланиш ҳосил бўлади. Манбанинг ишораси транзисторнинг хусусиятига қараб, ҳар хил кўринишда уланади, яъни E_k нинг мусбат ишораси транзисторнинг коллектор занжирига, манфий ишораси эса эмиттерга уланган бўлади. Чунки схемада кўрсатилган транзистор п-р-п типлидир. р-р-р типли транзисторли кучайтиргичларда E_k манбанинг манфий ишораси коллекторга, мусбат ишораси эса эмиттерга уланади. Замонавий транзисторли кучайтиргич каскадларида манбанинг қиймати 10-30 Вларни ташкил этади.



4.3-расм. Умумий эмиттерли кучайтиргич каскади схемаси.

Кучайтиргичнинг коллектор занжири учун Кирхгофнинг 2-қоидасига асосан қуйидагича ифодаланади:

$$E_k = U_k + R_k I_k \quad (4.2)$$

Тенгламадан кўринадикки, коллектор занжиридаги R_k да ҳосил бўлган потенциал тушуви билан транзисторга тушаётган коллектор кучланиши U_k ларни йиғиндисидан ташкил топиб, улар манба кучланиши E_k га тенг бўлар экан. Коллектор занжиридаги резистор R_k нинг вольт-ампер характеристикаси $I_k = f(U_{Rk})$ чизиқли бўлиб, транзисторнинг вольт-ампер характеристикаси $I_k = f(U_k)$ эса юқоридаги параграфда кўрсатилганидек чизиқсиз кўринишга эгадир.

Чизиқсиз занжирни ҳисоблашда график усулидан фойдаланилади. Бунинг учун I_b база токи билан R_k нинг ҳар хил қийматлари учун I_k , U_{Rk} ва $U_{kлар}$ қийматлари олиниб, графикка жойлаштирилади. Бунинг учун транзисторнинг (4.4-расм) оилавий коллектор (чиқиш) характеристикасидан фойдаланиб, унинг устида абцисса ўқидаги E_k нуқтадан бошлаб резистор R_k нинг вольт-ампер характеристикаси чизилади. Бунинг учун қуйидаги тенгламадан фойдаланилади:

$$U_k = E_k - R_k I_k \quad (4.2a)$$

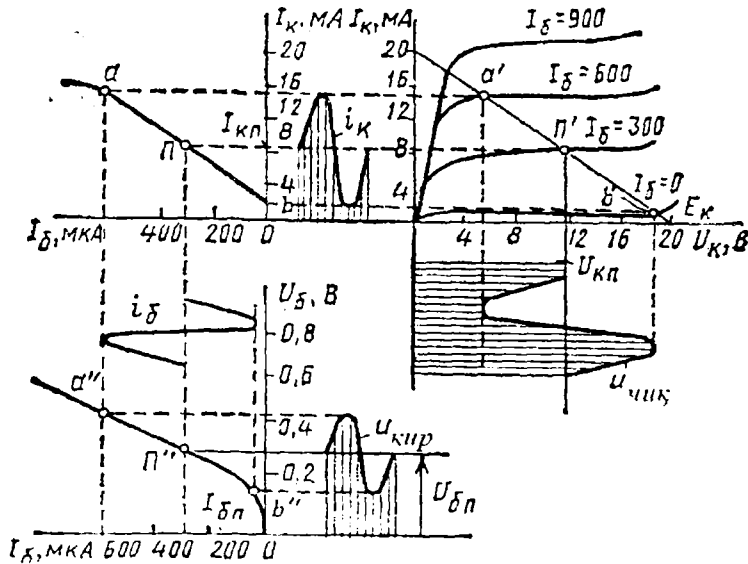
(4.2a) тенглама биринчи даражали бўлганлиги сабабли уни тригонометрик йўл билан ҳосил қилиш мумкин. Бунинг учун чизиқ бурчаги $\alpha = \arctg R_k \text{ м/}m_u$

формуласи билан ифодаланлади. Бу ерда m_i – координата ўқи масштаби; m_u – абсцисса ўқи бўйича масштаб. Ҳосил бўлган тўғри чизиқни транзисторнинг динамик характеристикаси (ёки юклама чизиғи) дейилади. Юклама чизиғининг тиклиги R_k нинг қийматига боғлиқдир. Бундай усул анча мураккаб ҳисобланади. Лекин буни қулай йўл билан ҳам ҳосил қилиш мумкин. Бунинг учун (4.2a) формула асосида 2 шарт бажарилиши талаб этилади:

1-шарт. $I_k=0$ бўлсин унда $U_k=E_k$ га тенг бўлади, яъни бу нуқта коллектор характеристикасининг абсцисса ўқида бир нуқтани ҳосил қилади, яъни E_k га тенг бўлган нуқтасидир.

2-шарт. $U_k=0$ бўлса бунда (4.2a) формула асосида $I_k = E_k/R_k$ га тенг бўлиб, чиқиш характеристикасидаги ордината ўқида бирор бир нуқтани ифодалайди. Абсцисса ўқидаги E_k нуқта ва ордината ўқидаги I_k нуқта бирлаштирилса, тўғри чизиқ ҳосил бўлади, бундай тўғри чизиқ динамик характеристика деб юритилади. Яъни бу тўғри чизиқ тенгламасини (4.2a) қониқтиради. Бундай характеристика орқали яъни динамик характеристика билан статистик характеристика бирлигида I_{δ} нинг ҳар хил қиймати учун U_k ва I_k лар аналитик қийматларини аниқлаш мумкин.

4.4-расмдаги график орқали транзисторнинг нормал ҳолатидаги иш режимини аниқлаш мумкин бўлиб (яъни сигналларни кучайтиришда минимал бузилишлар ҳосил бўлиши) a' b' нуқталар оралиғидаги иш участкаси, π^1 нуқтаси эса иш нуқтаси кўринишида ифодаланган.



4.4-расм. Биполяр транзисторнинг кириш, сөтиш ва коллекторли характеристикаси, шунингдек $E_k=20\text{В}$ ва $R_k=1\text{кОм}$ бўлганда кучайтириш каскадининг динамик характеристикалари

Кучайтиргич каскадининг ишлашини таҳлил қилиш учун транзисторнинг чиқиш, кириш, динамик характеристикаси ва ўтиш характеристикаларини жамлаб уларни координата ўқидаги масштабларини бир хил қилиб 4.4-расмида кўрсатилгандек ифодалаш мумкин. Бунда ўтиш характеристикаси тажриба орқали олинмай, аналитик йўл билан ҳисобланади. 4.4-расмда кўринадик, транзисторнинг кириш характеристикаси 90° га бурилган бўлиб, кириш характеристикаси, ўтиш характеристикаси, сўнг чиқиш характеристикасини кириш сигнали таъсирида боғлиқлиги ифодаланади. Яъни графиклар мажмуасида n' , n ва n'' транзисторнинг иш нуқталарини, a' , b' , a , b , a'' , b'' нуқталар оралиғи иш участкасини ифодалайди. Кучайтиргичнинг киришига берилаётган $U_{куп}$ нинг таъсирида база токининг ўзгариши, коллектор токининг ўзгариши, яъни кучайтиргич чиқиши $U_{чик}$ нинг график ифодаси ва кириш ва чиқиш сигналнинг бир-бирига боғлиқлиги аққол кўрсатилгандир.

Кучайтиргич чиқишида $U_{чик}$ нинг амплитуда қиймати R_k резистори қийматига боғлиқ бўлиб, R_k нинг қиймати бир неча кОм қилиб танланади. 4.3-расмдаги схемада база занжирига уланган R_δ резистори кучайтиргичга кириш сигнали берилмаётган ҳолатда, яъни сукунат ҳолатдаги иш нуқтасини белгилайди. Бунга кўра кучайтиргичда қўлланадиган транзисторнинг сукунат режимидаги база токи ва база эмиттер кучланишларининг оптимал қийматларини ифодалайди. Бу қиймат 4.3-расмда кўрсатилганидек транзисторнинг иш нуқтаси дейилади. Яъни динамик чизиқда кириш характеристикасининг ўрта нуқтасини белгилайди. R_δ нинг қиймати қуйидаги формула билан аниқланади:

$$R_\delta = (E_k - U_{\delta n}) / I_{\delta n} \quad (4.3)$$

Бу ерда.

$U_{\delta n}$ ва $I_{\delta n}$ пар сукунат ҳолатдаги база эмиттер кучланиш ва база тоқларининг қийматларидир.

4.3-расмдаги конденсатор C кириш сигнали манбаининг ўзгармас ташкил этувчисидан кучайтиргични ҳоли қилиб туради. C_c эса кучайтиргичнинг ўзгармас ташкил этувчисини ўтказмай, фақатгина сигнал кучланишни R_δ га ўтишини таъминлайди. 4.3 ва 4.4-расмларда кўринадик, кириш сигнали $U_{куп}$ берилганда база занжирида ўзгармас $I_{\delta n}$ ва ўзгарувчан i_δ ташкил этувчилари ҳосил бўлади. Улар таъсирида коллектор занжирида ўзгармас ташкил этувчи $I_{кп}$ ва ўзгарувчан i_k тоқлари ҳосил бўлади. I_k нинг ўзгаришини динамик чизиқ орқали коллектор кучланиши билан R_k даги кучланишлар ўзгаришини кўриш мумкин. Бу потенциаллар тушуви ўзгармас ва ўзгарувчан икки ташкил этувчидан иборат бўлади. Ўзгарувчан ташкил этувчи кучайтиргичнинг чиқиш сигналини ифодалайди ва унинг қиймати чиқиш сигналнинг қийматига тенг бўлиб, фазаси эса кириш сигналга нисбатан тескари фазада бўлади. Чиқиш кучланиши $U_{чик}$ нинг қиймати қуйидаги формула билан ифодаланади.

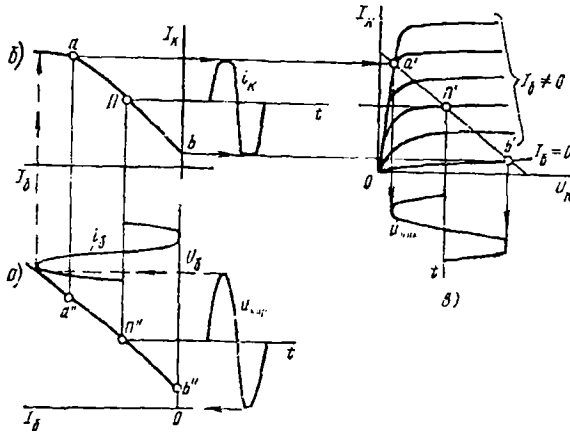
$$U_{чик} = - R_k i_k$$

Кириш сигнали учун эса $U_{куп} = R_{куп} i_{куп}$ тенглик мос келади. Чиқиш сигналнинг қиймати $U_{чик}$ кучайтиргичга берилаётган кириш сигналдан бир неча ўн, юз марта катта бўлади. Чунки $i_k \gg i_\delta$ ва $R_k \gg R_{куп}$ дан катта, бунда $i_\delta \approx i_{куп}$ га тенг. Агар кириш кучланиши $U_{куп}$, база токи i_δ ва коллектор токи i_k динамик характеристиканинг чизиқли қисмида (иш участкасида) ётса, кучайтиргич чиқиш сигналнинг кўриниши кириш сигналнинг кўриниши билан бир хил шаклда бўлади. Масалан, кириш сигнали синусоидал кўринишда

бўлса, кучайтиргичнинг чиқиш сигнали ҳам синусоидал кўринишга эга бўлиб, фақатгина фазаси 180° га силжиган бўлади.

Агарда кириш сигналининг амплитуда қиймати катта бўлиб иш участкасидан чиқиб кетса (иш участкасидан ташқарида, кириш ва ўтиш характеристикалари чизикли эмасдир), коллектор токи i_k нинг шакли бузилади (4.5-расмга қаранг).

Бу эса чиқиш сигналининг шаклини ўзгаришига олиб келади. Бундай кўриниш чиқиш сигналининг бузилиши дейилади. Бузилиш кириш кучланишининг чегара амплитудасини (бузилиш ҳосил бўлмайдиган максимум қиймат) аниқлаш учун кучайтиргичнинг амплитуда характеристикаси (4.6-расм) $U_{чик} = f(U_{кир})$ дан фойдаланилади.



4.5-расм. Кириш кучланиши катта бўлганда. а) база токининг вақтга боғлиқлиги; б) коллектор токи; в) чиқиш кучланиши.

Кучайтиргичнинг нормал режимида (иш режими кириш характеристиканинг тўғри чизикли қисмида жойлашган) яъни бузилишлар бўлмаган режимда кучайтиргичнинг кучайтириш коэффициенти кириш ва чиқиш қаршиликларини ва бошқа катталикларини транзисторнинг h -параметри орқали ҳисоблаш мумкин. Бунда ўзгарувчан ток ва кучланиш учун умумий эмиттерли каскаднинг эквивалент схемасидан фойдаланилади (4.7.а-расм).

Кучайтиргич каскадининг эквивалент схемасида конденсаторлар ҳисобга олинмайди, чунки ўзгарувчан ташкил этувчилардан ҳосил бўладиган потенциал тушуви тахминан 0 га тенг. Транзистор эса генератор кўринишида ифодаланган. Схемадан кўринадики, R_k ва $R_б$ лар ўзгарувчан ташкил этувчиси бўйича транзисторга параллел улангандир. Унда $R_б$ узлуқли кўринишда берилган бўлиб, унинг қаршилиги ҳисобга олинмайди, чунки унинг қаршилиги транзистор кириш қаршилиги h_{11} дан жуда катта.

Эквивалент схема (4.7.а-расм) асосида кучайтиргичнинг кучайтириш коэффициентини аниқлаш учун $U_{куп}$ ва $U_{чик}$ ларни қуйидаги формула билан аниқлаймиз:

$$u_{куп} = \frac{h_{11} R_6}{h_{11} + R_6} i_{куп}, \quad (4.4)$$

$$h_{21} i_6 + h_{22} u_{чик} + u_{чик} / R_K + u_{чик} / R_{ю} = 0 \quad (4.5)$$

Бунда $R_6 \gg h_{11}$, $i_{куп} \approx i_6$ ва $R_{ю} \gg R_K$ бўлгани сабабли

$$i_{куп} \approx h_{11} i_{куп} \quad (4.4a)$$

$$h_{21} i_{куп} + h_{22} u_{чик} + u_{чик} / R_K = 0 \quad (4.5a)$$

Юқоридаги формулани ҳисобга олган ҳолда, қуйидаги формулани ҳосил қиламиз.

$$u_{чик} = - \frac{u_{куп}}{h_{11}} \frac{h_{21}}{h_{22} + 1 / R_K}. \quad (4.6)$$

(4.6) формуладаги манфий ишора чиқриш сигналнинг кириш сигналига нисбатан 180° га силжиганини ифодалайди. Умумий эмиттер схемали кучайтиргичнинг кучайтириш коэффициентини юклама уланмаган ҳолдаги кўриниши қуйидаги формулалар билан ифодаланлади:

$$K_{Ux} = \frac{U_{чик}}{U_{куп}} = - \frac{h_{21} R_K}{h_{11} (1 + h_{22} R_K)} = - K_{Ux} \quad (4.7)$$

Бунда $h_{22} = 10^{-5} - 10^{-6}$ См, $R_K = 10^2 - 10^4$ Ом га тенг уларнинг кўпайтмаси $h_{22} R_K \ll 1$ бўлгани учун ҳисобга олинмайди, у ҳолда

$$K_{Ux} \approx \frac{h_{21} R_K}{h_{11}} \quad (4.8)$$

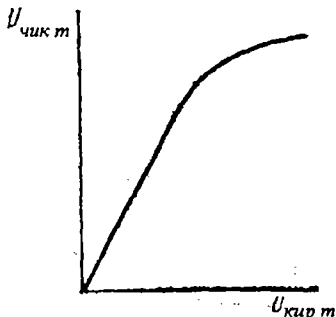
(4.8) формуладан кўринадикки, кучайтиргичнинг кучланиш бўйича кучайтириш коэффициенти транзисторнинг ток бўйича кучайтириш коэффициенти h_{21} нинг коллектор қашилиги R_K кўпайтмасига тўғри пропорционал бўлиб, транзисторнинг кириш қаршилиги h_{11} га тескари пропорционалдир.

(4.7.а-расм) схема орқали умумий эмиттерли кучайтиргичнинг кириш қаршилиги қуйидаги формула билан аниқланади:

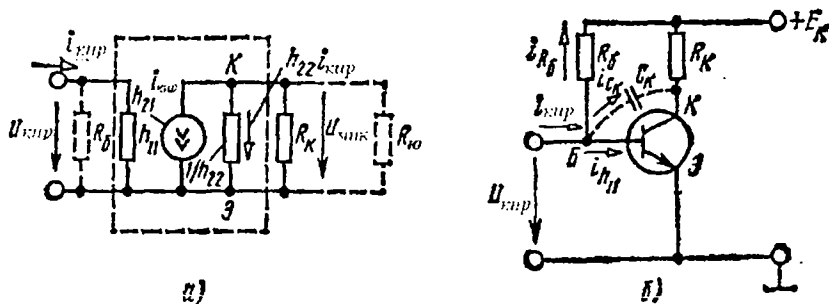
$$R_{куп} = \frac{R_6 h_{11}}{R_6 + h_{11}} \approx h_{11} \quad (4.9)$$

Чиқриш қаршилиги $R_{чик}$ эса қуйидагига тенг:

$$R_{чик} = \frac{R_K (1 / h_{22})}{R_K + 1 / h_{22}} = \frac{R_K}{1 + h_{22} R_K} \approx R_K \quad (4.10)$$



4.6-расм. Кучайтириш каскадининг амплитудали характеристикаси.



4.7-расм. Умумий эмиттерли каскаднинг эквивалент схемаси (а), принципал схемаси (б).

Амалиётда кучайтиргич каскади кириш қаршилигининг қиймати бир неча юз Ом дан, бир неча кОм гача бўлади. Чиқиш қаршилиги эса одатда, кириш қаршилигидан катта бўлади. Кўпинча кириш сигнал манбаи катта қаршиликка эга бўлиб, юклама қаршилиги эса унга нисбатан кичик бўлади. Кучайтиргичларни уланиш қаршиликлари бир-биридан кескин фарқланиши сабабли кучайтиргични кириш ва чиқишларини сигнал манбаи ва чиқиш юкласи билан боғлаш анча қийинчиликларга олиб келади. Яъни киришга берилаётган сигналнинг қиймати ва юклага узатилаётган сигналнинг қиймати бир мунча ютилишга сабаб бўлади. Бундай камчилиكنи йўқотиш учун кириш сигналнинг манба қаршилигини кучайтиргичнинг кириш қаршилиги билан, кучайтиргичнинг чиқиш қаршилигини эса истеъмолчининг қаршилиги билан тенглаштириш лозим.

4.3. Транзисторли кучайтиргичларнинг ҳароратга боғлиқлиги

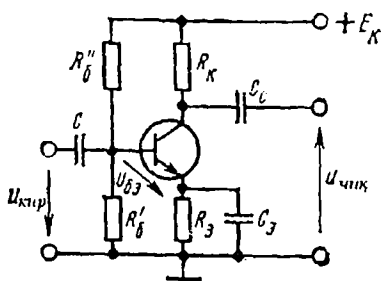
Саноатда кўп қўлланиладиган умумий эмиттерли схемани (4.8-расм) таҳлил қилиб чиқамиз. Транзисторнинг энг катта камчиликларидан бири транзисторни ўраб турган муҳит ҳароратининг ўзгариши транзистор параметрларини кескин ўзгартиради. Яъни ҳарорат ортиши коллектор токининг ошишига сабаб бўлиб, бу эса транзисторнинг чиқиш характеристикасини ўзгаришга олиб келади. Коллектор токининг ΔI_K га ортиши коллектор кучланишининг $\Delta U_K = R_K \Delta I_K$ қийматга камайишига сабаб бўлиб, чиқиш ва ўтиш характеристикаларида иш нуқтасини оптимал нуқтадан силжишига олиб келади (4.9-расм). Айрим ҳолларда иш нуқтаси иш участкасидан ташқарига чиқиб кетишига сабаб бўлади. Бу эса кучайтиргичнинг кучайтириш коэффициентиға, бузилишларга сабаб бўлади. Транзистор параметрларини ҳарорат ўзгаришиға бўлган таъсирчанлигини камайитириш учун кучайтиргич схемасининг эмиттер занжирига $R_Э$ резистори уланиб (4.8-расмға қаранг), унга параллел равишда $C_Э$ конденсатор ҳам уланади. Бундай схемада эмиттер токининг ўзгармас ташкил этувчиси $R_Э$ дан ўтиб ўзгарувчан

ташқил этувчиси эса C_3 дан ўтади, натижада ўзгарувчан ташқил этувчи иш режимига таъсир қилмайди.

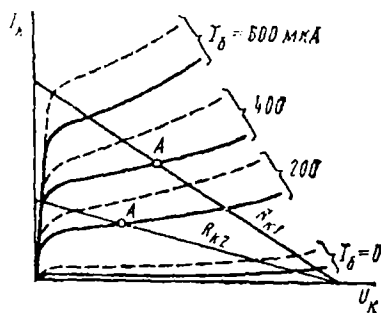
Схемада база эмиттер кучланишини ҳосил қилиш учун кучланишни бўлувчи R_5 R_6' қаршилиқлар уланган. База эмиттер кучланишининг қиймати куйидаги формула орқали аниқланади:

$$U_{\delta} = \frac{E_K R_6'}{R_6' + R_6''} - R_3 I_3. \quad (4.11)$$

Ҳарорат ортиши эмиттер токи $I_3 = I_{\delta} + I_K$ қийматининг ортишига олиб келади. Бу эса эмиттер занжири R_3 резистордаги $U_3 = I_3 R_3$ эмиттер кучланиши ортишига сабаб бўлади. (4.11) формула асосида база эмиттер кучланишининг U_{δ} қийматини камайтиради. U_{δ} кучланишининг камайиши I_3 ва I_K тоқларининг камайишига олиб келади. Яъни кучайтиргичнинг иш ҳолатига қайта туширади. Бироқ ҳароратнинг катта қийматда ўзгариши транзистор иш режимини R_3 резистор ҳисобига таъминлай олмайди.



4.8-расм. Ҳарорат стабилизацияли кучайтиргич схемаси.



4.9-расм. Транзисторнинг коллектор характеристикасига ҳароратнинг таъсири.

Шунга қарамай резистор R_3 транзисторнинг хона ҳароратини ўзгаришига таъсирчанлигини анчагина камайтиради.

4.8-расмда кўриб чиқилган схемани эмиттерли ҳарорат стабиллаштиргичи деб юритилади. Бундай схеманинг камчилиги U_3 ҳисобига коллектор кучланиши камаюди. Коллектор кучланишини тиклаш учун манба кучланиш қиймати оширилади.

4.4. Умумий коллекторли ва умумий базали кучайтиргичлар каскади

Умумий коллекторли кучайтиргич каскади 4.10-расмда келтирилган бўлиб, унда коллектор занжиридаги R_K қаршилиги эмиттер занжирига кўчирилган ва чиқиш сигнали эмиттер қаршилиги R_3 дан олинган. Схемадан кўринадики, кириш сигнали конденсатор C орқали база эмиттер оралиғига берилиб, унда

ҳосил бўлган ўзгарувчан ташкил этувчи (сигнал) R_3 резисторда сигнал кучланишни ҳосил қилиб C_C орқали чиқишга узатилади.

Кучайтиргичнинг сукунат ҳолатида, яъни $U_{кир}=0$ бўлган ҳолатда база қаршилиги R_3 ҳисобига база занжирида силжиш кучланиши ҳосил бўлади. Унинг қиймати шундай танлаб олинадики иш нуқтаси кириш характеристикасининг чизиқли қисмининг ўрта қисмига жойлашган бўлиши керак. Кучайтиргичнинг киришига $U_{кир}$ кириш сигнали берилганда эмиттер ва коллектор занжирларида тоқларнинг ўзгарувчан ташкил этувчилари ҳосил бўлади. Эмиттер токи i_3 , R_3 резистордан оқиб ўтиши жараёнида чиқиш кучланиш ҳосил бўлиб, унинг қиймати $U_{чик}=R_3 i_3$ ни ташкил этади. Бундай кучайтиргичлар параметрларини аниқлаш учун унинг эквивалент схемасидан (4.11-расм) фойдаланамиз.

Эквивалент схема орқали кучайтиргичнинг чиқишига юклама уланмаган ҳолда Кирхгофнинг 1-қоидасига асосан:

$$i_{кир} + h_{21}i_{кир} - h_{22}U_{чик}/R_3 = 0 \quad (4.12)$$

формула ҳосил бўлади.

Кирхгофнинг 2-қоидасига асосан эса кириш ва чиқиш занжирларнинг боғлиқлиги қуйидагича бўлади:

$$U_{кир} = h_{11}i_{кир} + U_{чик} \quad (4.13)$$

Бу формуладан қуйидаги тенглик ҳосил бўлади:

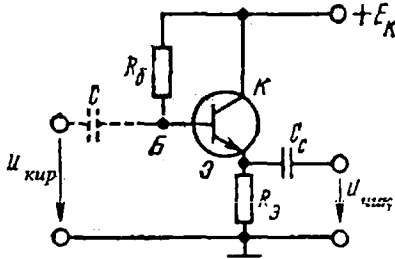
$$i_{кир} = (U_{кир} - U_{чик}) / h_{11} \quad (4.14)$$

(4.14) формулани (4.12) формуладаги $i_{кир}$ ўрнига қўйилса, умумий коллекторли кучайтиргичнинг чиқиш ва кириш кучланишларининг тўлиқ боғлиқлиги ифодасини аниқлаймиз.

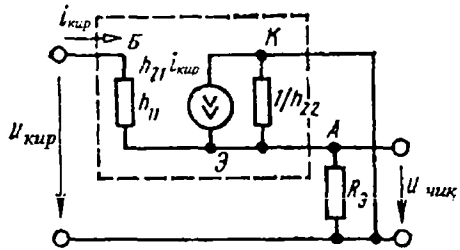
$$U_{чик} = \frac{U_{кир} (1/h_{11} + h_{21}/h_{11})}{\frac{1}{h_{11}} + \frac{h_{21}}{h_{11}} + \frac{1}{R_3} + h_{22}} = \frac{U_{кир}}{1 + h_{11} \left(\frac{1}{R_3} + h_{22} \right)} \quad (4.15)$$

(4.15) формуладан кўринадики, умумий коллекторли кучайтиргич каскадларида чиқиш сигналининг кучланиши хар доим кириш сигналининг кучланишидан кичик бўлар экан. Яъни кучайтиргичнинг кучайтириш коэффициенти K_U бирдан кичик бўлади:

$$K_U = \frac{U_{\text{чик}}}{U_{\text{кир}}} = \frac{I}{I + h_{11} \frac{I}{(1 + h_{21})R_3}} \quad (4.16)$$



4.10-расм. Умумий коллектор схемали кучайтириш каскади.



4.11-расм. Умумий коллекторли кучайтириш каскадининг эквивалент схемали

Шу сабабли бундай схемани (4.10-расм) кучланиш коэффициенти эмас, балки сигнални узатиш коэффициенти деб юритиш мақсадга мувофиқ. Маълумки $h_{22} = 10^{-5} \div 10^{-6}$ см, $R_Э = 10^2 \div 10^4$ Ом га тенг бўлиб, $h_{22} R_Э \leq 1$ бўлгани сабабли сигнални узатиш коэффициентини тахминан қуйидаги формула билан ифодаласак бўлади:

$$K_U \approx \frac{I}{I + h_{11} / (1 + h_{21}) R_Э} \quad (4.16a)$$

h_{11} ва $R_Э$ лар тахминан бир хил қийматда бўлгани сабабли $h_{21} \geq 1$, шундай экан узатиш коэффициенти K_U бирга яқин бўлади.

Ҳақиқатдан ҳам, умумий коллекторли кучайтириш каскадларининг кучайтириш коэффициенти $K_U = 0,9 \div 0,99$ ни ташкил этади. Схемадан ва (4.15) формуладан кўринадики, чиқиш сигналнинг фазаси кириш сигналнинг фазаси билан бир хил бўлади. Чиқиш сигналнинг фазаси ва унинг қиймати кириш сигнали билан бир хил бўлгани сабабли, умумий коллекторли кучайтиргичларни эмиттер қайтаргич схемаси деб юритилади. Эмиттер қайтаргичнинг кириш қаршилиги (4.14) формуладан фойдаланган ҳолда қуйидаги формулани ҳосил қилиш мумкин:

$$R_{\text{кир}} = \frac{U_{\text{кир}}}{I_{\text{кир}}} = \frac{U_{\text{кир}} h_{11}}{U_{\text{кир}} - U_{\text{чик}}} = \frac{h_{11}}{1 - K_U} \quad (4.17)$$

Бизга маълумки (4.17) формуладаги K_U тахминан 1 га тенг. Шундай экан эмиттер қайтаргичнинг кириш қаршилиги $R_{\text{кир}}$ транзисторнинг кириш қаршилиги h_{11} дан катта бўлиб, унинг қиймати бир неча юз кОм га тенглашади.

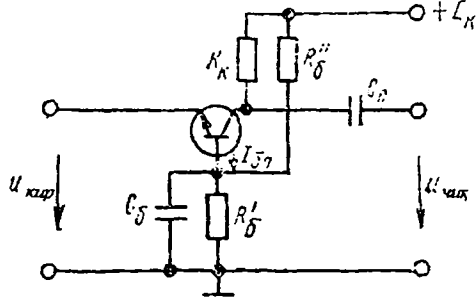
Эмиттер қайтаргичнинг чиқиш қаршилиги эса қуйидаги формулага тенг бўлиб

$$R_{\text{чик}} = h_{11} / (1 + h_{21}) \quad (4.18)$$

унинг қиймати бир неча ўн Омларни ташкил қилади. Шундай қилиб, эмиттер қайтаргичнинг бошқа кучайтиргичларга нисбатан (эмиттерли кучайтиргичлар) асосий хусусиятларидан бири, кириш қаршилиги катта, чиқиш қаршилиги эса кичик бўлади. Чиқиш қаршилиги кичик бўлганлиги сабабли эмиттер қайтаргичнинг ток бўйича кучайтириш коэффиценти K катта бўлиши мумкин. Амалиётда катта чиқиш қаршиликка эга бўлган сигнал манбаи кичик кириш қаршиликка эга бўлган истеъмолчига уланиши керак бўлади (яъни, кучайтиргичнинг чиқиши кичик қаршиликка эга бўлган қарнайга уланган), бундай занжирларни тўғридан-тўғри бир-бирига уланиши мумкин эмас, чунки уларнинг чиқиш ва кириш қаршиликлари кескин бир-биридан фарқ қилгани сабабли биринчи занжирдан берилаётган сигнал энергияси иккинчи занжирга узатилишининг ФИК тахминан 5-10% ни ташкил этади. ФИК ни ошириш учун биринчи занжирнинг чиқиш қаршилиги билан иккинчи занжирнинг кириш қаршиликлари бир-бирига тенглаштириш ёки бир-бирига мослаш лозим. Икки занжирнинг қаршиликларини мослаш учун, икки занжир ўртасига эмиттер қайтаргич уланади.

Умумий база схемали кучайтиргич каскади (УБ). УБ кучайтиргичлари 4.12-расмда берилган. Бу схемада иш нуқта режимини ҳосил қилиш учун $U_{\text{ЭЭ}}$ кучланишининг қиймати $R_{\text{с}} R_{\text{с}}'$ резисторлар орқали ҳосил қилинади. Бунда база конденсатори $C_{\text{с}}$ нинг қаршилиги занжирдаги ўзгарувчан ташкил этувчилари (кучайтирилаётган сигнал частотаси) учун жуда ҳам кичик бўлиб, занжирдаги ўзгармас ташкил этувчилар учун чексизга интилади. Шу сабабли ўзгарувчан ташкил этувчи $C_{\text{с}}$ дан оқиб ўтиб, унда потенциаллар тушуви тахминан нолга тенг бўлади ва занжирдаги ўзгармас ташкил этувчи $R_{\text{с}}$ дан оқиб ўтади. Схемда кириш сигналнинг кучланиши транзисторнинг база эмиттерига берилиб, кучайтирилган чиқиш сигнали транзисторнинг база ва коллектор занжирларидан $C_{\text{с}}$ орқали узатилади. Умумий база схемали кучайтиргичнинг кучланиш бўйича кучайтириш коэффиценти катта қийматга эга бўлиб, тахминан унинг қиймати умумий эмиттер схемали кучайтиргичнинг кучайтириш коэффиценти билан тенг бўлади. Ток бўйича кучайтириш коэффиценти эса бирдан кичик бўлади.

Шундай қилиб, умумий базали кучайтиргичнинг қувват бўйича кучайтириш коэффиценти $K_{\text{р}} = K_{\text{У}} K_{\text{с}}$ га тенг бўлиб, унинг қиймати умумий эмиттер схемали кучайтиргичнинг қувват бўйича кучайтириш коэффицентидан анча кичик бўлади. Бундай схеманинг асосий хусусияти, кичик кириш ва катта чиқиш қаршиликларга эгадир. Бу схема амалиётда деярли кам қўлланилади.

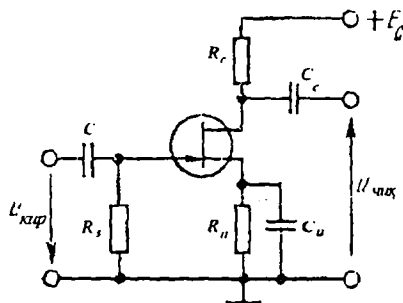


4.12-расм. Умумий база схемали кучайтириш каскади.

4.5. Майдон транзисторли кучайтиргич каскади

Ҳозирги кунда майдон транзисторли кучайтиргич каскадлари кўп қўлланилмоқда, чунки унинг кириш қаршилиги биполяр транзисторларга нисбатан анча каттадир. Майдон транзисторли кучайтиргичлар биполяр транзисторли кучайтиргичларга ўхшаб уч хил схемада уланади. Бўлар: умумий стокли (УС); умумий истокли (УИ) ва умумий затворли (УЗ) схемалардир. Кўпинча умумий истокли схема кучайтиргичи ишлатилади. Шу сабабли таҳлил қилишда умумий истокли схемадан фойдаланамиз (4.13-расм). Схемادا сток занжирига R_C қаршилиги уланган бўлиб, у орқали сигнал кучайтирилади ва конденсатор C_C орқали кучайтирилган сигнал чиқишга узатилади. Исток занжирига R_U қаршилик уланган, унда ўзгармас ташкил этувчиси ҳисобига ҳосил бўлган потенциаллар тушуви U_{30} нинг қиймати сукунат ҳолатдаги иш нуқтасини ($U_{3н}$) ҳосил қилади. U_{30} кучланишнинг қиймати майдон транзистори кириш характеристикасининг тўғри чизикли участкасида ўрта нуқта қийматини ташкил этади.

Кириш сигналининг кучланиши конденсатор C орқали майдон транзисторига узатилганда майдон транзисторининг кириш характеристикасидан маълумки, сигнал таъсирида майдон транзисторининг исток ва сток занжирларида ўзгарувчан ташкил



4.13-расм. Умумий исток схемали кучайтириш каскади

этувчи i_b исток ва i_c сток тоқлари ҳосил бўлади. Улар тахминан бир-бирига тенгдир. R_U резистордан ўзгарувчан ташкил этувчи i_U ўтиши ҳисобига қўшимча ўзгарувчан потенциал тушуви ҳосил бўлади. Бу эса кучайтиргичнинг иш нуқтаси бир нуқтада турмаслигини ифодалайди. Бундай ҳолат кучайтиргичнинг иш режимини бузиб, чизиксиз бузилишларига олиб келади. Бузилишларни йўқотиш учун R_U қаршиликка параллел C_U конденсатори уланади. Унинг қаршилиги кучайтириладиган сигналнинг энг паст частотаси учун R_U нинг қийматидан бир неча ўн марта кичик бўлиши керак. Буни ҳосил қилиш учун сиғими катта бўлган электролитик конденсаторлар ишлатилади. Шундай экан ўзгарувчан ташкил этувчи i_U токи R_U орқали эмас, конденсатор C_U орқали оқиб ўтади ва унда потенциаллар тушуви ҳосил бўлмай, фақатгина R_U дан оқиб ўтаётган ўзгармас ташкил этувчи I_U токи ҳисобига потенциаллар тушуви ҳосил бўлади. Бу потенциаллар тушувининг қиймати кучайтиргичнинг иш режимини белгилайди. R_U резисторда ҳосил бўлган потенциал тушувининг манфий ишорали қиймати R_3 орқали майдон транзистори затворига узатилади, мусбат ишорали қиймати эса майдон транзисторининг исток электродига узатилади. Затвор билан истокнинг бундай боғланишига ўзгармас

ташкил этувчи бўйича манфий тескари боғланиш деб юритилади. Унда ток занжирдаги R_U ва C_U автоматик силжиш элементлари дейилади.

Сток билан умумий занжир нуқталари орасидаги ўзгарувчан кучланиш чиқиш сигналининг кучланиши C_C конденсатори орқали чиқишга узатилади.

Майдон транзисторли кучайтиргич каскадини таҳлил қилиш учун қулай бўлган график усулини қўллаймиз. Бунинг учун ток ва исток характеристикаларидан фойдаланамиз (4.14-расм). 4.13-расм асосида Кирхгофнинг 2-қоидасига асосан сукунат ҳолати учун қуйидаги формула келиб чиқади:

$$E_C = U_C + R_C I_C \quad (4.19)$$

Бу тенглама асосида (4.14.б-расм.) характеристика устида R_C қиймати учун динамика характеристика тузилади. Бу динамика (юклама чизиғи) характеристика эса қуйидаги формула асосида тузилади:

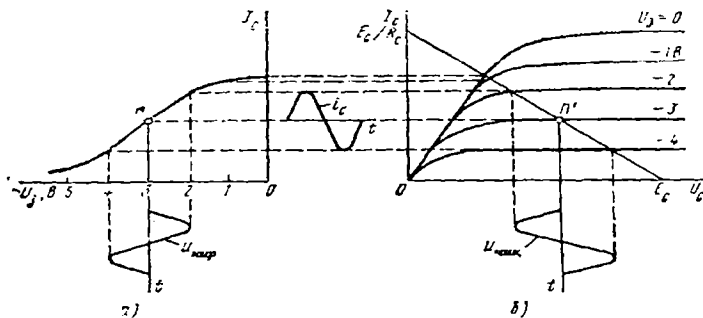
$$I_C = (E_C - U_C) / R_C \quad (4.19a)$$

Динамик чизикни ҳосил қилиш транзисторли кучайтиргичнинг динамик характеристикасига ўхшаб (4.19a) формула асосида топилади.

1-шарт. $U_C = 0$ га тенг бўлса, $I_C = E_C / R_C$ (4.14.б-расм)

2-шарт. $U_C = E$ га тенг бўлса, $I_C = 0$ га тенг бўлади.

U_C ва I_C нинг қийматлари координата ўқларида қўйилиб, ҳосил бўлган икки нуқта ўртасида тўғри чизик чизилади. Шундай қилиб, графикдан кўринадики, юклама чизиғи майдон транзисторнинг оилавий статик характеристикаларини кесиб ўтади. Ҳар бир U_3 затвор чизиғи билан юклама чизигининг кесишган нуқталари орқали затвор кучланишининг ҳар хил қийматлари учун ток кучланишининг U_C қийматларини аниқлаш мумкин. Шу билан бирга U_3 затвор кучланишининг ҳар хил қийматлари учун ток токининг қийматларини аниқлаб, $I_C = f(U_3)$ функцияни ҳосил қилиб, ўтиш динамик характеристикаси тузилади (4.14.б-расм), графикда Γ' иш нуқтасини ифодалайди.



4.14-расм. Умумий исток схемали кучайтириш каскадининг график таҳлили

Унинг қиймати ўтиш динамик характеристикасининг тўғри чизикли қисмининг ўртасида жойлаштирилади. Бундай ҳолат майдон транзисторининг иш режими дейлиб, чизиксиз бузилишларни минимум қийматига олиб келади. Иш нуқта график орқали белгилагандан сўнг иш нуқта кучланишини ҳосил қилувчи R_U резисторнинг қиймати қуйидагича аниқланади:

$$R_u = \frac{U_{30}}{I_{CO}} \quad (4.20)$$

бунда, U_{30} ва I_{CO} лар кучайтиргичнинг сукунат ҳолатдаги қийматлари.

Автоматик силжитиш элементи C_u қуйидаги формула билан аниқлади:

$$C_u = 10-20/2\pi f_n R_u \quad (4.21)$$

бунда, f_n – кучайтирилаётган сигналнинг энг паст частотаси.

Кучайтиргич каскадининг киришига сигнал кучланиши узатилганда сток занжирида ўзгарувчан ташкил этувчи сток токи i_C ҳосил бўлади (4.14-расм).

Уларнинг ўзгариши эса майдон транзисторининг сток ва исток оралиғидаги U_C нинг ўзгаришига сабаб бўлади. Унинг ўзгарувчан ташкил этувчиси бўлиши U_C қиймат жиҳатдан R_C резисторда ҳосил бўлаётган кучланиш билан тенг бўлиб, фазалари эса 180° га силжиган бўлади. Шундай қилиб, R_C да ўзгарувчан i_C токи ҳисобига ҳосил бўлган кучланиш чиқиш кучланиши билан ифодаланади. Яъни

$$U_{чик} = R_C i_C \quad (4.22)$$

Бундан кўринадики, $U_{чик}$ кучланиши кириш кучланиши $U_{кыр}$ га нисбатан 180° га силжиган бўлиб, сон жиҳатдан бир неча юз марта катта бўлади. Чунки сток занжиридаги кучланиш затвор занжиридаги кучланишга нисбатан бир неча марта каттадир. Кучайтиргичнинг кучайтириш коэффициентини K ва бошқа параметрлари кучайтиргичнинг ўзгарувчан ташкил этувчилари бўйича эквивалент схемаси орқали аниқланади.

Эквивалент схемани ҳосил қилиш учун сток токиннинг i_C , затвор кучланиши U_3 ва сток кучланиши U_C оралиғидаги боғланиши қуйидаги функция $i_C = f(U_3, U_C)$ орқали i_C нинг орттирмалари қуйидагича аниқланади:

$$\Delta i_C = \frac{\partial i_C}{\partial U_3} \Delta U_3 + \frac{\partial i_C}{\partial U_C} \Delta U_C \quad (4.23)$$

Майдон транзисторининг асосий параметрлари бўлган $S = \partial i_C / \partial U_3$ ва $R_i = \partial U_C / \partial i_C$ ларни (4.23) формулага қўйиб, қуйидагини ҳосил қиламиз:

$$\Delta i_C = S \Delta U_3 + \frac{1}{R_i} \Delta U_C \quad (4.23a)$$

Кириш сигнали кучланиши $U_{кыр}$ таъсирида затвор ва исток оралиғида кучланиш вақт бўйича ўзгарса, яъни $\Delta U_3(t) = U_{кыр}$ бўлса сток токи ҳам шу қонуният бўйича ўзгаради. Яъни сток занжирида ўзгарувчан ташкил этувчи ҳам ҳосил бўлади: $\Delta i_C(t) = i_C$. Бунинг натижасида майдон транзисторнинг сток ва исток оралиғидаги кучланиш ҳам ўзгариб, қуйидагича $\Delta U_C(t) = u_C = -R_C i_C$ тенг бўлади. (4.23a) формуладаги Δi_C , ΔU_3 ва ΔU_C лар ўрнига i_C , $U_{кыр}$ ва $u_C = -R_C i_C$ ларни қўйсақ қуйидаги формулани ҳосил қиламиз:

$$i_C = S u_{кыр} - \frac{R_C}{R_i} i_C \quad (4.23б)$$

Бу (4.23б) формулани қуйидаги кўринишига келтириш мумкин:

$$i_C = S u_{кыр} \frac{R_i}{R_i + R_C} \quad (4.23в)$$

Бу формула асосида эквивалент схема 4.15-расмда кўрсатилган бўлиб, унда майдон транзистори $S u_{кыр}$ қийматли ўзгарувчан ток манбаи ва R_i ички қаршиликли ток генераторига айлантирилган. Схемада автоматик силжиш

кучланишини ҳосил килувчи занжир R_U , C_U ва ажратувчи, C ва C_C конденсаторларнинг кучайтирилувчи сигналга таъсири ҳисобга олинмаган ҳолда тасвирланган (4.15-расм).

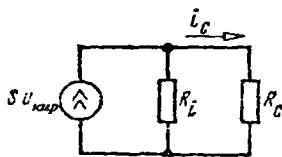
Умумий истокли кучайтиргичнинг эквивалент схемасининг таҳлилидан кўринадики, кучайтиргичнинг кучланиш бўйича кучайтириш коэффициенти K_U куйидагига тенг:

$$K_U = \frac{U_{\text{чик}}}{U_{\text{кир}}} = \frac{SU_{\text{кир}}}{U_{\text{кир}}} \frac{R_1 K_c}{R_1 + R_c} = S \frac{R_1 R_c}{R_1 + R_c}. \quad (4.24)$$

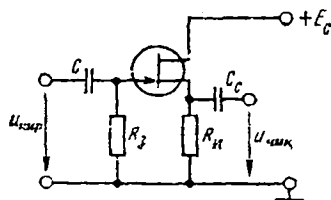
Майдон транзисторнинг затвор ва исток оралиғидаги қаршилиги, яъни майдон транзисторнинг кириш қаршилиги тахминан 10^8 Ом атропоида бўлади. R_3 резистор майдон транзисторнинг киришига параллел уланган бўлиб, кучайтиргичнинг кириш қаршилиги R_3 резистор қаршилиги қиймати билан ифодаланади. Яъни $R_{\text{кир}} \approx R_3 = 10^5 - 10^6$ Ом ни ташкил этади.

Замонавий майдон транзисторларнинг сток ва исток оралиғидаги қаршилиги, яъни чиқиш қаршилигининг қиймати $10^4 - 10^5$ Омлар оралиғида ётади. Шу сабабли майдон транзисторли кучайтиргич каскадининг чиқиш қаршилиги R_C қиймат орқали ифодаланиб, $R_{\text{чик}} \approx R_C = 10^3 - 10^4$ Омга тенг бўлади.

Булардан кўринадики, майдон транзисторли кучайтиргичнинг чиқиш қаршилиги кириш қаршилигига нисбатан анча кичик бўлади ($R_{\text{чик}} \leq R_{\text{кир}}$). Бу тенглик майдон транзисторли кучайтиргичнинг биполяр транзисторли кучайтиргичларга нисбатан асосий афзаллиги ҳисобланади.



4.15-расм. Умумий истокли кучайтириш каскадининг эквивалент схемаси



4.16-расм. Умумий сток схемали кучайтириш

Саноатда умумий исток схемали кучайтиргич каскадларидан ташкари умумий сток схемали кучайтиргичлар ҳам ишлатилади (4.16-расм). Расмда майдон транзисторнинг юклама қаршилиги R_U сток занжирига жойлаштирилган. R_U резисторда исток токи i_U дан ҳосил бўлган кучланиш – чиқиш сигнал кучланишини ташкил қилади у C_C конденсатор орқали чиқишга узатилади. Бундай схеманинг хусусияти эмиттер қайтаргич хусусияти билан бир хил бўлиб, унинг кириш қаршилиги ва ток бўйича кучайтириш коэффициенти катта, чиқиш қаршилиги эса кичик бўлади. Кучланиш бўйича узатиш коэффициенти эса тахминан бирга тенгдир. Чиқиш сигналнинг фазаси кириш сигналнинг фазаси билан бир хил бўлади.

Умумий сток схемали кучайтиргич каскадини кўпинча исток қайтаргичи деб юритилади. Исток қайтаргичлар эмиттер қайтаргичларга ўхшаб амалиётда

кўпинча ёрдамчи кучайтиргич вазифасини ўтайди, лекин катта чиқиш қаршиликли кучайтиргич билан кичик қаршиликли (масалан карнайлар) қурилмаларнинг қаршилиқларини бир-бирига мослаш учун ишлатилади. Умумий затвор схемали кучайтиргич каскадлари амалиётда ишлатилмайди.

4.6. Кучайтиргич каскадларнинг иш режимлари

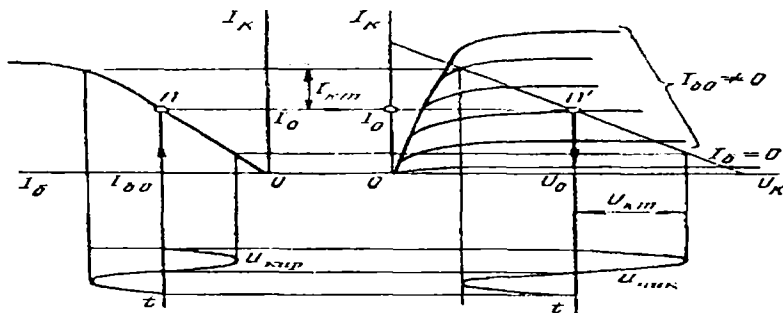
Кучайтиргичларнинг сукунат ҳолатдаги иш нуқтаси жойлашишига ва кучайтирилаётган сигнал кучланишининг қийматига қараб кучайтиргичнинг иш режими уч турга бўлинади ва улар А, В, ва С режимлар деб юритилади. Бу режимлар чиқиқсиз бузилишларни камайтириш ва ФИК ни орттиришдан иборатдир.

А режим. Бу режим сукунат ҳолатда иш нуқтаси П ни (4.17-расмга қаранг) транзистор кириш характеристикасининг тўғри чиқиқли участкасининг ўртаси танлаб олинади. 4.17-расмда транзисторларнинг ўтиш ва чиқиқ динамик характеристикаларида иш нуқталари П ва П' ҳарфлари билан белгиланган. П нуқтасининг қийматини шундай танлаб олиш керакки, юқорида айтганимиздек, динамик характеристикасининг ўртасида бўлиб, кучайтиргич сигнални кучайтиришида минимум бузилиш ҳосил бўлсин. Масалан, кучайтиргичнинг киришига берилаётган сигналнинг шакли синусоидал кўринишга эга бўлса, кучайтиргичнинг чиқиқида ҳам шундай кўринишга эга бўлиши керак. Амалиётда кўпчилик кучайтиргичлар А режимда ишлатилади. Бундай кучайтиргичнинг асосий камчилиги ФИК жуда кичикдир.

Кучайтиргичнинг ФИК чиқиқидаги сигнал қувватини манбадан истеъмол қилаётган умумий қувватга бўлган нисбати билан аниқланади. Кучайтиргичнинг А режимдаги чиқиқ сигналининг қуввати қуйидаги формула билан аниқланади:

$$P_{\text{чиқ}} = 0,5 U_{\text{кит}} I_{\text{кит}} \quad (4.25)$$

Формуладаги $U_{\text{кит}}$ ва $I_{\text{кит}}$ лар транзисторнинг коллектор занжирдаги ўзгарувчан ташкил этувчи кучланиш ва токнинг амплитуда қийматлари.



4.17-расм. А режимдаги кучайтириш каскадининг характеристикаси.

Кучайтиргич манбадан қабул қилаётган қувватнинг бир қисми чиқиқ сигналнинг қуввати учун, ҳамда кучайтиргич элементларининг қизиши учун

кетган қувватлардан ташкил топади. Яъни манбадан қабул қилаётган умумий қувват

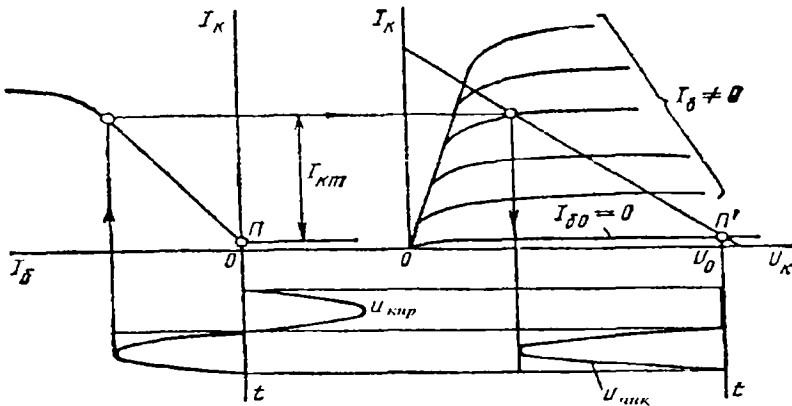
$$P_0 = U_0 I_0 \quad (4.25a)$$

Шундай қилиб, кучайтиргичнинг ФИК юқорида айтганимиздек қуйидагича аниқланади:

$$\eta = \frac{P_{чик}}{P_0} = 0,5 \frac{U_{км} I_{км}}{U_0 I_0} \quad (4.26)$$

4.17-расм орқали кўринадики, А режимдаги кучайтиргичнинг ўзгарувчан ташкил этувчилари $U_{км}$ ва $I_{км}$ лар U_0 ва I_0 лардан анча кичик. Шундай экан (4.26) формулага асосан кучайтиргичнинг ФИК ҳар доим 0,5 дан кичик бўлиб, унинг қиймати тахминан 0,35 қийматдан ошмайди. Шу сабабли қувват кучайтиргич каскадларда А режими жуда кам қўлланилади.

В режим. В режимда транзисторнинг иш нуқтаси кириш ва ўтиш характеристикаларининг бошланғич қисмига жойлаштирилади (4.18-расм). Расмда иш нуқта П ва П' ҳарфлар билан ифодаланган ва бу нуқтани **кесиш нуқтаси** деб аталади. В иш режимда транзисторнинг коллектор занжирида ҳосил бўладиган ўзгарувчан ташкил этувчи ΔI_K токи ва ΔU_K кучланишлар фақатгина кириш сигнали кучланишининг мусбат қисмидагина ҳосил бўлади. Масалан: агарда кириш сигнали синусоидал кўринишга эга бўлса, кучайтиргич сигнални фақат мусбат даврнигина кучайтиради. Яъни жуда катта чизиқсиз бузилишлар ҳосил бўлар экан. (4.18-расмга қаранг). Бундай катта бузилишлар сабабли В режимдаги кучайтиргичлар фақатгина икки тактли кучайтиргичларда ишлатилади.

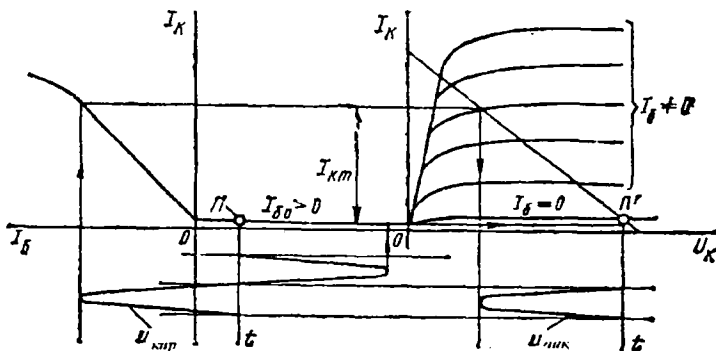


4.18-расм. В режимдаги кучайтириш каскадининг характеристикаси

Кучайтиргичларнинг В режимдаги ФИК А режимдагига нисбатан анча катта бўлади. Чунки сукунат ҳолатда $I_{к0}$ нолга тенг бўлиб, кириш сигнали пайдо бўлгандагина ўзгарувчан ташкил этувчи ҳосил бўлади. $I_{к0}$ эса жуда ҳам кичик қийматга эга бўлади. Яъни В режимдаги кучайтиргичнинг ФИК 80-90% ни ташкил этади.

Айрим ҳолларда кучайтиргичларнинг иш режимлари А ва В режим ҳолатларнинг ўртасида танланади. Яъни иш нуқтаси АВ режимнинг иш нуқталари ўртасида танланади. Бундай режим **АВ режим** дейилади. АВ режимли кучайтиргичнинг ФИК А режимли кучайтиргичнинг ФИК идан катта, В режимдан кам бўлади. Чизиқсиз бузилишлар эса А режимга нисбатан катта, В режимга нисбатан кичик бўлади.

С режим. Бундай режимда кучайтиргичнинг иш нуқтаси 4.19-расмда кўрсатилгандек кўринишда танланади. Транзисторнинг ўзгарувчан ташкил этувчилари кириш сигнаolini мусбат қийматининг бир қисмида ҳосил бўлади. Бундай режимда ночизиқли бузилишлар жуда катта бўлиб, ФИК бирга яқин бўлади. Бундай режим резонанс кучайтиргичлар ва автогенераторларда ишлатилади.

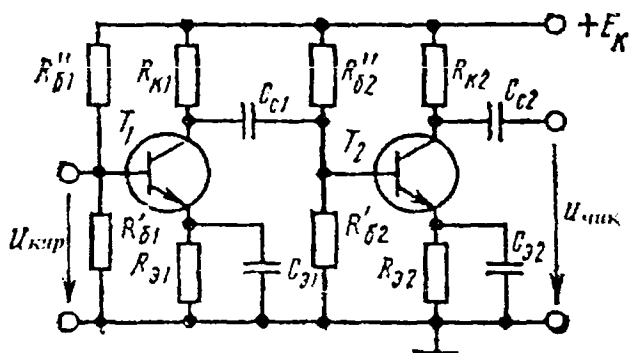


4.19-расм. С режимдаги кучайтириш каскадининг характеристикаси

5. БОБ. Кўп каскадли ва қувват кучайтиргичлар

5.1. Кўп каскадли кучайтиргич

Амалиётда кучайтиргичларнинг кучайтириш коэффициентлари бир неча 100 мингдан бир неча миллионгача бўлишини тақозо этади. Бундай катта кучайтириш коэффициентини олиш учун бир неча кучайтиргичларнинг йиғиндисидан ҳосил қилинади. Бундай кучайтиргичлар кўп каскадли кучайтиргичлар деб юритилади. 5.1-расмда икки каскадли резисторли кучайтиргич схемаси берилган бўлиб, уни таҳлил қиламиз.



5.1-расм. Биполяр транзисторда йиғилган резистор-сигим боғланишли икки каскадли кучайтиргич

Схемада п-р-п турли транзистор танланган ва улар умумий эмиттерли схема асосида тузилгандир. Бу икки каскад бир-бири билан C_{C1} конденсатор орқали боғланган. C_{C1} конденсатор VT_1 транзисторнинг коллектор занжири билан

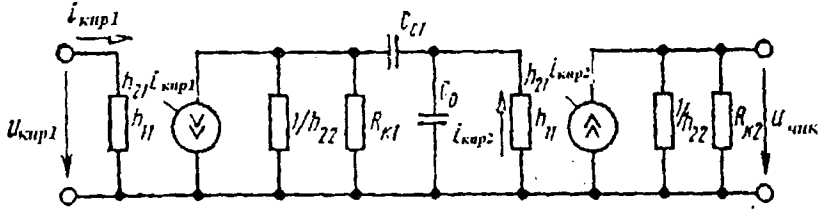
VT_2 транзисторнинг база занжирини боғлайди. C_{C1} конденсатор VT_1 транзисторнинг ўзгармас ташкил этувчисини VT_2 транзисторнинг базасига ўтказмай, фақатгина VT_1 транзисторнинг ўзгарувчан ташкил этувчисинигина VT_2 транзисторнинг база занжирига ўтказиши. C_{C2} конденсатор эса VT_2 транзисторнинг ўзгармас ташкил этувчисини юклама занжирига (яъни чиқишга) ўтказмаслигини таъминлайди.

5.1-расмда $R_{з1}$ $C_{з1}$ ва $R_{з2}$ $C_{з2}$ транзисторнинг ҳароратга боғлиқлигини камайтиради, яъни ҳарорат стабилизациясини таъминлайди.

5.2-расмда икки каскадли кучайтиргичнинг эквивалент схемаси ўз ифодасини топган. Эквивалент схемада C_0 конденсатор VT_2 транзисторнинг $S_{кп2}$ кириш сифими, C_M монтаж сифимларини ўз ичига олган бўлиб, қуйидаги формула билан ифодаланган:

$$C_0 = S_{кп2} + C_M = (1 + K_{U2})C_{к2} + C_M \quad (5.1)$$

Бунда: K_{U2} —иккинчи каскаднинг кучланиш бўйича кучайтириш коэффициенти. $C_{к2}$ —иккинчи транзисторнинг коллектор ўтиш сифимидир.



5.2-расм. Икки каскадли кучайтиргичнинг эквивалент схемаси.

Эквивалент схема орқали кучайтиргичнинг кучланиш коэффициентини аниқлаш учун кучайтиргич каскадини генератор эквиваленти билан алмаштирамиз (5.3-расмга қаранг).

Бунда генераторнинг чиқиш кучланиши кучайтиргичнинг чиқиш кучланишига $U_{чик} = K_{UX} \cdot U_{ксп}$ ва генераторнинг ички қаршилиги кучайтиргичнинг чиқиш қаршилигига $R_{ички} = R_{чик}$ тенг қилиб олинади. Юқоридаги параграфда кўрсатилганидек кучланиш бўйича кучайтиргичнинг кучайтириш коэффициентини (истеъмолчи уланмаган ҳолда) куйидаги формула билан аниқлаймиз:

$$K_{UX} = \frac{h_{21} R_K}{h_{11} (1 + h_{22} R_K)}$$

5.3-расмда $R_{ксп}$ кейинги каскаднинг кириш қаршилиги ҳисобланиб, кучайтиргичнинг чиқиш кучланиши куйидаги формула билан ифодаланади:

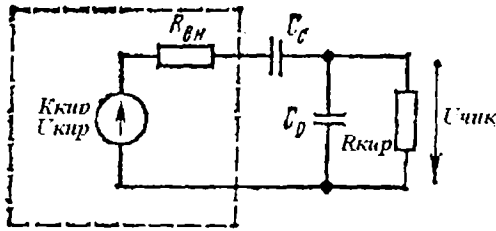
$$\dot{U}_{чик} = \frac{\bar{K}_{UX} \dot{U}_{ксп} \frac{R_{ксп} \cdot 1 / (i\omega C_0)}{R_{ксп} + 1 / (i\omega C_0)}}{R_{ВН} + \frac{1}{i\omega C_c} + \frac{R_{ксп} \cdot 1 / (i\omega C_0)}{R_{ксп} + 1 / (i\omega C_0)}} = \frac{\bar{K}_{UX} \dot{U}_{ксп} \frac{R_{ксп}}{1 + i\omega C_0 R_{ксп}}}{R_{ВН} + \frac{1}{i\omega C_c} + \frac{R_{ксп}}{1 + i\omega C_0 R_{ксп}}}, \quad (5.2)$$

Бунда айрим ўзгартиришлар киритиш натижасида унинг кўриниши куйидагига тенг:

$$\dot{U}_{чик} = \frac{\bar{K}_{UX} \dot{U}_{ксп} R_{ксп}}{R_{ВН} + i\omega C_0 R_{ксп} R_{ВН} + 1 / (i\omega C_c) + C_0 R_{ксп} / C_c + R_{ксп}}. \quad (5.2.a)$$

Кучайтиргичларда C_0 сизим ажратувчи конденсатор C_c сизимнинг қийматидан жуда кичик бўлганлиги сабабли (5.2) $C_0 R_{ксп} / C_c$ қиймат жуда кичкина, яъни $R_{ксп}$ га нисбатан ҳисобга олмаса бўлади. Шу сабабли юқоридаги формула куйидаги кўринишга эга бўлади:

$$\dot{U}_{чик} = \frac{\bar{K}_{UX} \dot{U}_{ксп} \frac{R_{ксп}}{R_{ксп} + R_{ВН}}}{1 + i\omega C_0 \frac{R_{ксп} R_{ВН}}{R_{ксп} + R_{ВН}} + \frac{1}{i\omega C_c (R_{ксп} + R_{ВН})}}, \quad (5.2б)$$



5.3-расм. Резистор-сигим боғланишли кучайтиргич каскадининг эквивалент схемаси.

хисобга олинган ҳолда резисторли кучайтиргичнинг кучайтириш коэффициентини куйидагича ёзилади:

$$\bar{K}_U = \frac{\dot{U}_{чик}}{\dot{U}_{кп}} = \frac{\bar{K}_{УХ} \frac{R_{кп}}{R_{кп} + R_{чик}}}{1 + j(\omega\tau_{ю} - \frac{1}{\omega\tau_n})} \quad (5.3)$$

Бунда $\tau_{ю} = C_0 \frac{U_{кп} \cdot U_{чик}}{U_{кп} + U_{чик}}$; $E_n = C_c (R_{кп} + R_{чик})$

Кучайтирилаётган сигналнинг пастки ва юқориги частоталари учун ўзгармас вақт ташкил этувчидир.

(5.3) формуладан кучайтиргични кучайтириш коэффициентининг модули куйидагича тенг:

$$K_U = \frac{K_{УХ} \frac{R_{кп}}{R_{кп} + R_{чик}}}{\sqrt{1 + (\omega\tau_{ю} - \frac{1}{\omega\tau_n})^2}} \quad (5.4)$$

унинг кириш ва чиқиш орасидаги аргументи, яъни фаза силжиш бурчаги

$$\varphi = \arctg\left(\frac{1}{\omega\tau_n} - \omega\tau_{ю}\right) \quad (5.5)$$

га тенг.

Келтирилган юқоридаги формулалардан кўринадики, кучайтиргичнинг кучайтириш коэффициентини частотага боғлиқ экан.

Кучайтиргични кучайтириш коэффициентининг энг катта қиймати ўрта частоталарга тўғри келиб, формуладаги ташкил этувчи $[\omega\tau_{ю} \text{ } 1/(\omega\tau_n)] \ll 1$ бўлади ва бу частота оралиғида C_0 ва $C_{слар}$ кучайтиргичнинг кучайтириш коэффициентига таъсир этмайди. Яъни кучайтиргичнинг кучайтириш

коэффициенти $K_0 = K_{УХ} \frac{R_{чик}}{R_{чик} + R_{кп}}$ нинг максимум қиймати

$$\omega_0 = 1/\tau_{ю}\tau_n \quad (5.6)$$

Бунда K_0 кучайтиргични ўрта частотадаги қиймати, ω_0 – кучайтиргичнинг квазирезонанс частотаси дейилади.

Кучайтирилаётган сигнални паст частоталарида (5.4) формуладаги қиймати $1/(\omega_n \tau_n) \gg \omega_n \tau_n$ дан катта бўлиб, кучайтиргичнинг паст частотадаги кучайтириш коэффициенти K_n қуйидагига тенг.

$$K_n \approx \frac{K_0}{1 + \left(\frac{1}{\omega_n \tau_n}\right)^2} \quad (5.4a)$$

Бу формуладан кўринадики, τ_n ($\tau_n = C_c(R_{кур} + R_{шун})$)нинг таркибига кирувчи C_c ҳисобига кучайтиргичнинг кучайтириш коэффициенти кескин ўзгарар экан. Чунки сигналнинг частотаси пасайиш жараёнида C_c нинг қаршилиги $X_{C_c} = 1/(\omega C_c)$ ортади ва бунга тушаётган кучланиш ортади. Бу эса чиқиш кучланиши K_n нинг камайишига олиб келади. X_{C_c} нинг қиймати эса катта бўлади ($X_{C_c} \gg R_{кур}$). Шу сабабли у K_n га таъсир этмайди.

Юқори частоталарда эса $\omega \tau_n \gg 1/(\omega \tau_n)$ тенг бўлганлиги сабабли кучайтиргичнинг юқори частоталаридаги кучайтириш коэффициенти $K_{ю}$ (5.4.б) формулага асосан қуйидагига тенг.

$$K_{ю} \approx \frac{K_0}{1 + (\omega \tau_n)^2} \quad (5.4.б)$$

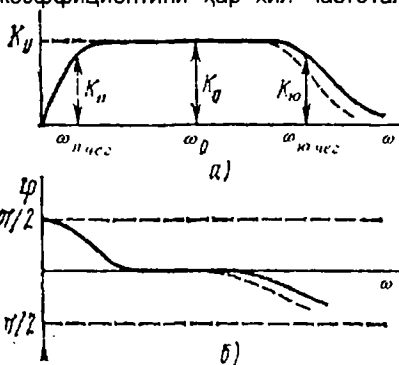
(5.4.б) формуладан кўринадики, τ_n таркибига кирувчи C_c сизим кучайтиргичнинг кучайтириш коэффициенти га таъсир этади. Яъни X_{C_c} ($X_{C_c} = \frac{1}{\omega C_c}$) нинг қиймати юқори частоталарда $R_{кур}$ га тенглашиб қолади.

Бундай ҳол $R_{кур}$ ни шунтлайди ва чиқиш кучланиши пасайяди, яъни $K_{ю}$ ни пасайтиради. Юқори частоталарда эса конденсатор C_c нинг қаршилиги X_{C_c} кичик бўлиб, кучайтиргичнинг кучайтириш коэффициенти пасайтирмайди.

Кучайтиргичнинг кучайтириш коэффициенти ни ҳар хил частоталарда таҳлил қилиш учун амплитуда частотали $K_u = f(\omega)$ ва фаза частотали $\alpha = f(\omega)$ характеристикаларидан фойдаланилади.

Сизим боғланишли резисторли кучайтиргичлар учун амплитуда частотали ва фаза частотали характеристикалар 5.4.а,б-расмларда ифодаланган. Паст частоталарда ($\omega_n \rightarrow 0$) кучайтиргичнинг кучайтириш коэффициенти $K_n \rightarrow 0$, чунки боғловчи конденсатор C_c нинг қаршилиги $X_{C_c} = 1/(\omega_n C_c) \rightarrow \infty$

Жуда юқори частоталарда ($\omega_{ю} \rightarrow \infty$) кучайтиргичнинг кучланиш коэффициенти $K_{ю} \rightarrow 0$, чунки элементнинг сизим



5.4–расм. Резистор-сизим боғланишли кучайтиргичнинг характеристикалари
Амплитуда частотали (а), фаза частотали (б)

қаршилиги

$$X_{Co} = 1/(\omega_{ю} C_0) \rightarrow 0$$

5.4.а-расмдан кўринадики, паст ва юқори частоталарда кучайтиргичнинг кучайтириш коэффициентлари пасаяр экан. Бундай ҳолни **частота бузилиши** деб юритилади. Бунинг маъноси шундан иборатки, кучайтиргич носинусоидал сигнални кучайтираётганда унинг ҳар хил частота спекторларини турли хил қийматда кучайтиради. Бу эса кучайтирилаётган носинусоидал сигналнинг шаклини бузилишига олиб келади.

Масалан: Кучайтиргич мусиқани кучайтирсин. Биз биламизки, мусиқа сигналнинг частота спектори 20 Гц дан 20 минг Гц оралиғида ётади. Мусиқа садоларини ҳосил қилувчи доира, барабан садоларининг частотаси паст. Скрипка, гижоакларнинг садолари эса юқори частотага эгадир. Агарда кучайтиргичнинг амплитудали частота ҳарактеристикаси паст ва юқори частоталарни ўрта ораллиқдаги частотага нисбатан кичик қийматда кучайтирса (яъни кучайтиргич частота бузилишига эга бўлса), доира, барабан, скрипка ёки гижоакнинг овози мусиқада тўлиқ эшитилмайди, бошқа чолғу асбобларининг овози қаттиқ эшитилиб, умумий мусиқа ифодаси бузилади.

Кучайтиргичнинг частота бузилиши. Кучайтиргичнинг частота бузилиш коэффициенти M билан ифодаланеди. Паст частоталарда M_n нинг қиймати (5.7) формула, юқори частотада $M_{ю}$ нинг қиймати эса (5.8) формула билан ифодаланеди.

$$M_n = \frac{K_0}{K_n} = \frac{1}{1 + (\omega_n \tau_n)^2}, \quad (5.7)$$

$$M_{ю} = \frac{K_0}{K_{ю}} = \frac{1}{1 + (\omega_{ю} \tau_{ю})^2}. \quad (5.8)$$

Амалиётда резистор сизим боғланишли кучайтиргичларнинг частота бузилиш коэффициенти 1,05-1,4 гача бўлади. Кўпинча M нинг қиймати 2 га тенг ҳолатни чегара қиймати қилиб олинади. Чегара ҳолатда $1/(\omega_n \tau_n)$ ва $\omega_{ю} \tau_{ю} = 1$ лар бирга тенг бўлади. Бунда ω_n чегара ва $\omega_{ю}$ чегара қийматлари кучайтиргичнинг пастки ва юқори чегара частоталари деб юритилади ва $\Delta f = f_{ю, чег} - f_{п, чег}$ -кучайтиргичнинг частота ўтказиш ораллиғи дейилади.

5.4.б-расмда кучайтиргичнинг фаза-частота ҳарактеристикаси ифодаланган бўлиб, унда паст частоталарда чиқиш сигналнинг фаза бурчаги α кириш сигналдан олдинда бўлади. Юқори частоталарда эса орқада бўлади. Агарда $\omega \rightarrow 0$ қийматда чиқиш ва кириш сигналларининг фаза бурчаги $\pi/2$ га интилади. Агарда $\omega \rightarrow \infty$ да эса чиқиш ва кириш сигналларининг фаза силжиш $\pi/2$ га интилади. Юқоридаги қийматли ҳар хил частоталарда транзисторнинг параметри ўзгармас деб қаралади.

Амалда транзисторнинг ток бўйича узатиш коэффициенти $\beta = h_{21}$, бирор частотага (чегара частотасига) ўзгармас бўлиб, ундан юқори частоталарда эса β нинг қиймати 2 марта камаяди. Шу сабабли транзисторни ишлатаётганда сигнал частотаси транзисторнинг чегара частотасидан ошмаслиги керак.

Кўп каскадли кучайтиргичнинг кучайтириш коэффициенти қуйидагига тенг:

$$\bar{K} = \bar{K}_1 \bar{K}_2 \bar{K}_3 \dots = K_1 e^{i\varphi_1} K_2 e^{i\varphi_2} K_3 e^{i\varphi_3} \dots \quad (5.9)$$

Бу формуладан кўринадики, кучайтиргич каскадларнинг ортиши частота ва фаза бузилишларининг ортишига олиб келади.

Яъни

$$M = M_1 M_2 M_3 \dots \quad (5.10)$$

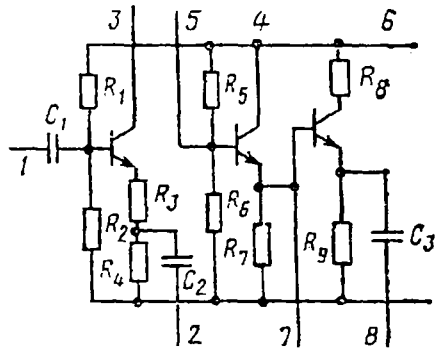
$$\varphi = \varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 + \dots \quad (5.11)$$

Бу формуладан кўринадики, кучайтиргич каскадларининг ортиши кучайтиргичнинг частота ўтказиш кенглигини торайишига олиб келар экан.

Ҳозирги кунда замонавий кўп каскадли кучайтиргичлар микросхемаларда бажарилаяпти. Саноатда кўп каскадли интеграл микросхемалар К123, К140, К175, К224, К272, К273 ва ҳ.к маркаларда ишлаб чиқарилаяпти. Саноатда чиқарилаётган К123-маркали интеграл микросхеманинг кучайтириш коэффициенти $K=30-500$ бўлиб, частота ўтказиш кенглиги эса $200\text{Гц} - 100\text{кГц}$ гачадир.

Интеграл микросхеманинг хусусиятларидан бири кучайтиргич схемаларида ишлатилишидир. Катта қийматли конденсаторларни интеграл кўринишда бажариш қийин. Шу сабабли схемадаги ажратувчи, боғловчи ва ҳақоза конденсаторларнинг

уланадиган клеммалари микросхеманинг ташқарисига чиқарилиб, улар ташқаридан уланади. Юқорида мисол тариқасида айтганимиз 5.5-расмда К224УП1 маркали интеграл микросхема кўрсатилган. Расмдаги кучайтиргич схемасида 3 та транзистор, 9 та резистор орқали 3 каскадли п-р-п типли транзисторли резистор кучайтиргични ифодалаган. Схемада иккинчи транзистор умумий коллекторли схемада, учинчи транзистор умумий эмиттерли схемада йиғилган, биринчи транзистор эса умумий эмиттерли ёки умумий коллекторли схемада йиғилиши мумкин. Схемадаги R_1 R_2 ва R_5 R_7 бўлувчи



5.5-расм. К224УП1 интеграл микросхемада йиғилган резистор-сигим боғланишли кучайтиргич схемаси.

қаршилиқлар биринчи ва иккинчи кучайтиргичларнинг сукунат ҳолатидаги ва R_8 R_9 лар эса 3-кучайтиргич каскадини иш режимини таъминлайди.

R_3 R_4 R_7 R_9 лар манфий тескари боғланиш ҳосил қилиб транзисторларнинг ҳарорат стабилизациясини таъминлайди. 5.5-расмдан кўринадики, R_4 ва R_9 қаршилиқларга C_2 C_3 конденсаторлар параллел уланиш имкони бор. C_2 C_3 лар ўзгарувчан ташкил этувчи бўйича манфий тескари боғланишни йўқотади.

Биринчи ва иккинчи кучайтиргич каскадларини боғлаш учун интеграл микросхемада ташқарига 3 ва 5 клеммалар чиқарилган бўлиб улар орқали сифим боғланиш ҳосил қилиш мумкин. Шу билан бирга 7-клемма орқали 3 каскадли кучайтиргичини икки каскадли кучайтиргич қилиб ишлатиш имкони

бор. K224УП1 маркали интеграл микросхеманинг частота ўтказиш оралиғи 2-10 МГц гача.

5.2. Кучайтиргичларда тескари боғланиш

Кучайтиргичларда тескари боғланиш деб, кучайтиргичнинг чиқиш сигнал кучланишининг бир қисмини қайта киришга узатилишига айтилади. Тескари боғланишли кучайтиргичнинг блок схемаси кўриниши 5.6-расмда кўрсатилган.

Кучайтиргичларда тескари боғланиш махсус схема орқали ҳосил қилинади. Айрим ҳолларда ўтказгичларнинг монтажи ҳисобига режалаштирилмаган тескари боғланиш ҳосил бўлиб қолиши мумкин. Бундай режалаштирилмаган тескари боғланиш **паразит тескари боғланиш** дейилади. Чунки у кучайтиргичнинг иш режимида бўлади.

Агарда 5.6-расмда кириш кучланиши $U_{кир}$ нинг қиймати тескари боғланиш кучланиши $U_{т.б}$ билан қўшилиб, кучайтиргичнинг киришига U_1 қийматли сигнал узатилса **мусбат тескари боғланиш** дейилади.

Агарда кучайтиргичнинг киришига берилётган U_1 сигнал кучланиши $U_{кир}$ ва $U_{т.б}$ нинг айирмасидан ташкил топган бўлса, бундай тескари боғланишга **манфий тескари боғланиш** деб юритилади.

Тескари боғланишлар икки турга бўлинади:

- кучланиш бўйича
- ток бўйича тескари боғланиш.

Кучланиш бўйича тескари боғланиш $U_{т.б} = \beta U_{чик}$ га тенг.

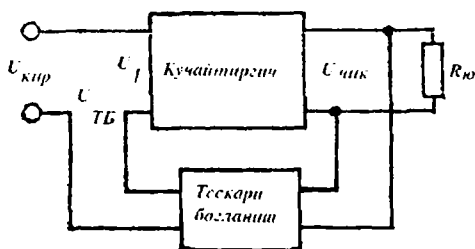
Бунда β **тескари боғланиш коэффициенти** дейилади. Ток бўйича тескари боғланиш куйидагига тенг $U_{т.б} = R_{т.б.чик} I_{чик}$.

Бунда $R_{т.б.чик}$ чиқиш занжири билан тескари боғланиш занжирларининг ўзаро қаршилиқларидир. Тескари боғланишлар схематик кетма-кет ёки параллел уланадилар.

Тескари боғланиш занжири кучайтиргичнинг киришига кетма-кет уланса, бундай схемани тескари боғланишнинг **кетма-кет схемаси** дейилади.

Тескари боғланиш занжир кучайтиргичнинг занжирига параллел уланса **параллел** схема дейилади.

Кучланиш бўйича манфий тескари боғланишнинг кучайтириш коэффициентига таъсирини кўриб чиқамиз. Бунинг учун 5.6-расмдан фойдаланиб, куйидагини ёзамиз:



5.6-расм. Кучайтиргичларда тескари боғланиш

$$U_1 = U_{кир} - U_{т.б} \quad (5.12)$$

Бунда $U_{т.б} = \beta U_{чик}$ тенгликни ҳисобга олсак, 5.12-формула куйидаги кўринишга келади:

$$U_{кир} = U_{т.б} + U_1 = U_1 + \beta U_{чик} \quad (5.13)$$

Маълумки, кучайтиргичнинг тескари боғланиш уланмаган ҳолдаги $u_{кур}=u_1$ тенг, шу сабабли кучайтиргичнинг кучайтириш коэффиценти қуйидагича ифдаланади:

$$K = u_{чик}/u_1 \quad (5.14)$$

(5.14) формулани ҳисобга олган ҳолда тескари манфий боғланиш уланган ҳолдаги кучайтиргичнинг кучайтириш коэффиценти қуйидагича бўлади:

$$K_{m.б} = u_{чик}/u_{кур} = u_{чик}/(u_1 + \beta u_{чик}) \quad (5.15)$$

(5.15) формулада сурат ва махражларини U_1 га бўлсак, қуйидагини ҳосил қиламиз:

$$K_{m.б} = K/(1 + \beta K) \quad (5.16)$$

(5.16) формуладан кўринадики, кучайтиргичга манфий тескари боғланиш уланганда, унинг кучайтириш коэффиценти $1 + \beta K$ мартага камайр экан.

Кучайтиргичга мусбат тескари боғланиш уланган ҳолда эса юқоридаги муҳокамаларга ва формулаларга асосланиб, унинг кучайтиргич коэффиценти қуйидагича бўлади:

$$K_{m.б} = K/(1 - \beta K) \quad (6.17)$$

(5.17) формуладан кўринадики, кучайтиргичга мусбат тескари боғланиш уланса, унинг кучайтиргич коэффиценти ортар экан. Лекин кучайтиргичларда мусбат тескари боғланиш ишлатилмайди. Чунки мусбат тескари боғланиш таъсирида кучайтиргичнинг кучайтириш коэффицентининг стабиллиги кескин ёмонлашади.

Амалиётда кучайтиргичларда манфий тескари боғланиш ишлатилиб, кучайтиргичнинг қуйидаги параметрларини яхшилайти:

-транзисторнинг ҳар хил сабабларга кўра параметрининг ўзгаришига қарамай, унинг кучайтириш коэффиценти доим бир хил қийматда бўлади;

-чириксиз бузилишлар кескин камаяди;

-кучайтиргичнинг кириш қаршилиги ортади, чиқиш қаршилиги эса камаяди.

Манфий тескари боғланишли кучайтиргичнинг кучайтириш коэффиценти стабиллигини баҳолаш учун унинг абсолют ва нисбий ўзгариши буйича кўриб чиқамиз. Яъни

$$\delta K_{m.б} = \Delta K_{m.б} / K_{m.б} \quad (5.18)$$

Бунда манфий тескари боғланишли кучайтиргич $K_{m.б}$ нинг абсолют ўзгаришига тенг.

$$\Delta K_{m.б} = \frac{d\dot{E}_{тв}}{dK} \Delta K = \frac{d\left(\frac{K}{1 + \beta K}\right)}{dK} \Delta K = \frac{\Delta K}{(1 + \beta K)^2} \quad (5.18a)$$

Бунда ΔK тескари боғланиш бўлмаган ҳолдаги кучайтиргичнинг абсолют ўзгариш коэффиценти. Манфий тескари боғланишли кучайтиргични кучайтириш коэффицентининг нисбий ўзгариши қуйидагича тенг:

$$\delta K_{m.б} = \frac{\Delta \dot{E}_{тв}}{\dot{E}_{тв}} = \frac{\Delta K / K}{1 + \beta K} \quad (5.19)$$

Бу формуладан кўринадики, кучайтиргичнинг кучайтириш коэффицентини ҳар ҳолда ўзгаришини манфий тескари боғланиш $1 + \beta K$ марта сусайтирар экан.

Манфий тескари боғланиш кучайтиргичнинг частота характеристикасини бузилиши ҳисобига ҳосил бўлувчи K нинг ўзгаришини камайтиради ва унинг

частота ўтказиш кенглигини орттиради. Шу билан бирга частота бузилишларини ҳам камайтиради.

Агар βK нинг қиймати 1 дан анча катта бўлса, (бундай боғланишни чуқур манфий тескари боғланиш дейилиб) (5.16) формула қуйидагига тенг бўлади:

$$K_{m.б} = \frac{K}{(1 + \beta K)} \approx \frac{1}{\beta} \quad (5.20)$$

Бу формуладан кўринадики, кучайтиргичларда чуқур манфий боғланиш ҳолатда кучайтиргичнинг $K_{m.б}$ кучайтириш коэффиценти K га боғлиқ бўлмас экан. Яъни K ни ўзгартирувчи ҳар хил сабабларга боғлиқ бўлмас экан.

Мусбат тескари боғланишли кучайтиргични стабиллиги камайишини қуйидаги формула орқали кўрсатиш мумкин.

$$\delta K_{m.б} = \frac{\Delta K / K}{1 + \beta K} \quad (5.21)$$

Манфий тескари боғланиш кучайтиргичларда ҳосил бўладиган чиқиқсиз бузилишларни ҳам камайтиради. Буни шундай тушунтириш мумкин, яъни манфий тескари боғланиш бўлмаган ҳолда кучайтиргичнинг киришига бирор-бир катта қийматли сигнал узатилса, у транзистор характеристикасининг эгри чиқиқли участкаларини ҳам эгаллайди ва кучайтиргичнинг чиқиқида чиқиқсиз бузилган (юқори частотали гармоникалар ҳосил бўлиб, улар чиқиқсиз сигналининг шаклини бузадилар) чиқиқсиз сигнални ҳосил бўлади.

Манфий тескари боғланиш уланган бўлса, чиқиқсиздан юқори частотали гармоникалар киришига қайта узатилиб, кучайтиргичнинг чиқиқсиздаги юқори частотали гармоникалар амплитудасини кескин камайтиради. Яъни чиқиқсиз сигналининг шаклининг бузулиши $1 + \beta K$ га камаяди.

Юқорида айтганимиздек, манфий тескари боғланиш кучайтиргичнинг кириш қаршилигини орттиради. Унинг қийматини аниқлаш учун (5.13) формуладан фойдаланиб ва ундаги $U_1 = R_{кур} \cdot i_{кур}$ ва $U_{кур} = R_{кур.т.б} \cdot i_{кур}$ ларни билган ҳолда ва $U_{чик} = K \cdot U_1$ тенг деб кўриб, қуйидаги формулани ҳосил қиламиз:

$$R_{кур.т.б} \cdot i_{кур} = R_{кур} (1 + \beta K) i_{кур} \quad (5.22)$$

Бунда $R_{кур.т.б}$ - манфий тескари боғланишли кучайтиргичнинг кириш қаршилиги.

$R_{кур}$ - кучайтиргичнинг тескари боғланиш занжири бўлмагандаги қиймати.

Шундай қилиб, кучайтиргичга манфий тескари боғланиш уланган ҳолда кириш қаршилиги $1 + \beta K$ марта ортади. Яъни қуйидаги формулага эга бўламиз:

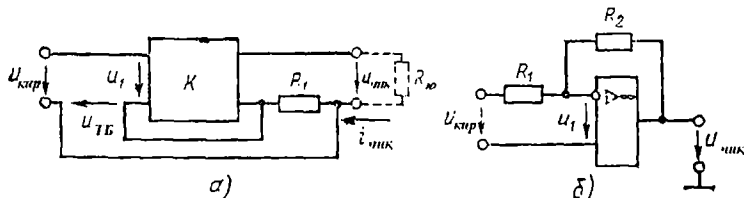
$$R_{кур.т.б} \cdot i_{кур} = R_{кур} (1 + \beta K) \quad (5.23)$$

Манфий тескари боғланишли кучайтиргичнинг чиқиқсиз қаршилиги эса қуйидаги формула билан аниқланади:

$$R_{чик.т.б} = R_{чик} / (1 + \beta K) \quad (5.24)$$

Ундан кўринадики, чиқиқсиз қаршилиги $1 + \beta K$ марта камай экан.

5.7.а-расмда кетма-кет уланишли ток бўйича манфий тескари боғланиш схемаси кўрсатилган Тескари боғланиш кучланиши $U_{m.б} = R_{m.б} \cdot i_{чик}$ га тенг. Формуладан кўринадики, тескари боғланиш фақатгина $i_{чик}$ қиймати бўлгандагина ҳосил бўлар экан. Яъни юклама қурилмаси улангандагина $i_{чик}$ ҳосил бўлади.



5.7–расм. Манфий тескари боғланишли кучайтиргич схемаси:
 а) кетма-кет уланишли; б) кучланиш бўйича параллел уланишли.

Ток бўйича манфий тескари боғланишли кучайтиргичнинг кириш ва чиқиш қаршилигини орттириб кучайтиргичнинг юклама қаршилиги уланмаган ҳолатда кучланиш бўйича кучайтириш коэффицентини ўзгартирмайди. Лекин чиқиш қаршилигининг ортиши чиқиш токининг камайишига олиб келади.

5.7.б-расмда параллел уланишли кучланиш бўйича манфий тескари боғланиш ифодаланган. Бундай кучайтиргичда тескари боғланиш коэффицентини

$$\beta \approx R_1/R_2, \quad (5.25)$$

Кириш қаршилиги

$$R_{\text{крп.тб}} = (U_{\text{крп}} - U_1) / I_{\text{крп}} \approx U_{\text{крп}} / I_{\text{крп}} = R_1. \quad (5.26)$$

Чиқиш қаршилиги

$$R_{\text{чкп.тб}} \approx R_{\text{чк}} / (1 + \beta K) \quad (5.27)$$

Чиқиш манфий тескари боғланиш учун кучайтириш коэффицентини

$$K_{\text{тб}} = \frac{R_2}{R_2 / K + R_1} = \frac{R_2}{R_1}. \quad (5.28)$$

(5.25), (5.28) формулаларнинг хулосаси юқорида кўрилган кетма-кет уланишли кучланиш бўйича манфий тескари боғланиш схема асосида бажарилади.

Шу пайтгача махсус ҳосил қилинган тескари боғланишларни кўриб чиқдик. Амалиётда кучайтиргичларда керак бўлмаган (ривожлантирилмаган) тескари боғланишлар ҳам ҳосил бўлиб қолади. Бундай керак бўлмаган тескари боғланишни **паразит тескари боғланишлар** дейилади. Ҳосил бўлган паразит тескари боғланишлар кучайтиргичларнинг ишини жуда ҳам ёмонлаштиради, шу сабабли уларни ҳосил бўлиш сабаблари ва йўқотиш йўллари кўриб чиқамиз. Паразит тескари боғланишлар бир неча турларга бўлинади:

1. Ўзгармас ток манба занжири орқали каскадлараро паразит боғланиш.
2. Кучайтиргичларнинг кириш ва чиқиш паразит сифимлари орқали боғланиш.
3. Магнитли боғланиш яъни кириш ва чиқиш трансформаторларининг бир-бирига яқин жойлаштирилиши ҳисобига.
4. Монтаж схемаларидаги ўтказгичларнинг параллел жойлашиши ҳисобига.

Агарда юқорида кўрсатилган сабаблар ҳисобига кучсиз мусбат боғланиш ҳосил бўлса, у кучайтиргичнинг частота, чизиқсиз бузилишларида намаён бўлади.

Агарда кучли паразит мусбат тескари боғланиш ҳосил бўлса кучайтиргич ўз-ўзини уйқотиб (5.17) формулага асосан $\beta K=1$ бўлган ҳолда $K_{m, \sigma} \rightarrow \infty$ интилади яъни кириш сигнали бўлмаганда ҳам кучайтиргичнинг чиқишида бирор-бир ўзгарувчан тебраниш ҳосил бўлади. Яъни, бошқача айтганда кучайтиргич генератор бўлиб ишлайди.

Жиддий паразит боғланишлардан бири кўп каскадли кучайтиргичларда ўзгармас ток манбаи занжири орқали боғланишидир. Чунки ҳамма кучайтиргичнинг каскадлари манба орқали боғланиб, уларнинг ўзгарувчан ташкил этувчи тоқлари манба орқали ўтади. Ўзгарувчан ташкил этувчилар бошланғич биринчи каскад билан паразит боғланади. Бундай паразит боғланишни йўқотиш учун занжирга Γ кўринишдаги RC филтрлар уланади. Айрим ҳолларда бошланғич каскадга алоҳида манба уланади.

Сигим ва индуктивли тескари боғланишлар чиқиш ва бошланғич каскадларни яқин жойлаштириш, уларнинг монтаж ўтказгичлари параллел жойлашиш ҳисобига улар орасидаги сигим ва индуктивли тескари боғланишларни ҳосил қилади. Бу камчиликни йўқотиш учун схемани рационал монтаж қилиниши ва бошланғич каскад симларини экранлаштириш йўллари билан йўқотилади, индуктив ғалтаклар, трансформаторлар ҳам экранлаштирилади.

5.3. Ўзгармас ток кучайтиргичлари

Сигнал частоталарини тахминан 0 Гц дан бир неча юз МГц ораликда кучайтирадиган кучайтиргичларга ўзгармас ток кучайтиргичлари (ЎТК) дейилади. ЎТКлар ҳисоблаш техникасида, автоматик бошқариш тизимларида, радио, ўлчов қурилмаларида (электрон вольтметрлар, электрон амперметрлар, юқори сезгир гальванометрлар, осциллографлар), стабилизаторларда ва бошқа саноат қурилмаларида кенг қўлланилади. ЎТК икки хил тизимда ишлайди, тўғридан-тўғри кучайтирувчи ва сигнални ўзгартириш йўли билан.

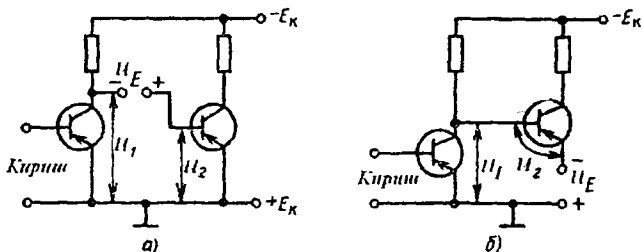
Ўзгармас ток кучайтиргичларининг киришига берилаётган электр сигнални қиймати жуда ҳам кичик тахминан 10^{-15} - 10^{-16} А қийматларда бўлади. Бундай сигналларни кейинги кучайтириш учун кўп каскадли кучайтиргичлар ишлатилади, кўп каскадли кучайтиргичларда каскадларни бир бири билан боғлаш учун бошқа кучайтиргич схемаларидек конденсаторли ёки трансформаторли боғланиш ишлатилиши мумкин эмас. Чунки конденсатор ҳам трансформатор ҳам жуда кичик частотага эга бўлган электр сигналларини ўтказмайди. Шу сабабли каскадлараро гальваник боғланиш (конденсаторсиз тўғридан-тўғри уланиш) ишлатилади (5.8, 5.9-расм). Шунга кўра биринчи кучайтиргич транзисторининг коллектори кейинги кучайтиргич транзисторининг базасига тўғридан-тўғри уланади. Бундай улаш бирмунча қийинчиликларга олиб келади, чунки биринчи каскаднинг ўзгармас ток ташкил этувчиси ҳисобига қўшни каскадларнинг иш режимлари ўзгариб кетади шу сабабли каскадларнинг иш режимларини бир бири билан мослаш керак. Бизга маълумки, конденсаторли боғланиш кучайтиргичларида биринчи каскаддан иккинчи каскадга ўзгармас ток ташкил этувчиларини конденсатор ўтказмаганлиги сабабли бундай муаммолар мавжуд эмас.

ЎТК каскадларини бир бири билан ўзгармас ток ташкил этувчилари бўйича режимларни сошлаш икки хил схема билан амалга оширилади. Биринчиси-каскаднинг боғланиш оралиғига қўшимча ўзгармас E кучланиш манбаи уланади (5.8.а-расм). Бу схемада иккинчи каскаднинг силжиш кучланиш қиймати биринчи каскаднинг чиқишидаги u_1 билан қўшимча кучланиш манбаи E нинг айирмасидан ҳосил бўлади.

$$u_2 = u_1 - [E] \quad (5.29)$$

u_2 иккинчи транзисторнинг силжиш кучланиши E нинг қийматини ўзгартириш жараёнида иккинчи каскад транзисторининг силжиш кучланиши қийматини (ишчи нуқтасини) ўзгартириш мумкин.

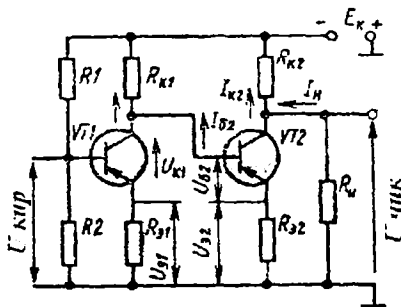
Иккинчи усулда қўшимча ўзгармас ток манбаи транзисторнинг эмиттер занжирига уланади (5.8.б-расм), бунда ҳам иккинчи транзисторнинг силжиш



5.8-расм. Ўзгармас ток кучайтиргичлари

кучланиши u_2 нинг қиймати, биринчи транзисторнинг чиқиш қиймати u_1 билан қўшимча кучланиш манбаи E ларнинг айирмаси орқали топилади (5.29).

Амалий жиҳатдан биринчи схема анча ноқулайдир. Айниқса бир неча каскадли кучайтиргичлар учун, чунки ҳар бир каскадга биттадан ўзгармас кучланиш манбаи уланиши шарт. Унинг сони каскадлар сонидан бир қийматга кичик бўлади. Бу эса кучайтиргичнинг ҳажминини, массасини орттириб юборади. Иккинчи усул эса бир мунча самарали, чунки эмиттер занжирига қўшимча E манбаи ўрнига R_3 резистор қўйиш мумкин. Резистор R_3 дан V_{T2} токининг ўзгармас ташкил этувчиси оқиб ўтиб, унда потенциаллар тушуви ҳосил бўлади. Унинг қиймати $IR = E$ га тенг бўлади.



5.9-расм. Икки каскадли ўзгармас ток кучайтиргичи

I ва E нинг қийматини ўзгартириш учун, яъни транзисторнинг иш нуқтасини (транзисторнинг характеристикасини тўғри чизиқли участкасига жойлаштириш учун) ўзгармас ток ёки R нинг қийматларини ўзгартириб ҳисоблаш мумкин. Бундай схема 5.9-расмда ифодаланган.

Схемада R_1 R_2 бўлувчи қаршилиқлар биринчи транзисторлар VT1 нинг иш нуқтасини ҳосил қилади. Ўзгармас ток манбаи E_K ҳисобига VT1 транзисторининг коллекторида катта қийматда манфий потенциал U_{K1} (сигнал) ҳосил бўлиб, у VT2 транзисторининг базасига узатилади. Бу потенциалнинг қиймати VT2 транзисторга керак бўлган силжиш кучланишидан анча катта бўлади. Шу сабабли у камайтирилмаса иккинчи транзисторнинг база токи I_{B2} ва коллектор токи I_{K2} ортиб кетиб, транзистор тўйиниш режимига ўтади. Коллектор кучланиши U_{K1} ни компенсациялаш (камайтириш) учун R_{32} уланиб унда ҳосил бўлган кучланиш U_{32} , U_{K1} га қарама-қарши йўналгандир. Иккинчи транзистор силжиш кучланишининг қиймати

$$U_{32} = U_{31} + (U_{K1} - U_{B2}) \quad (5.30)$$

билан аниқланади.

Бу ерда: U_{B2} – иккинчи транзисторнинг база занжиридаги силжиш кучланиши бўлиб, керакли бўлган база токи I_{B2} ни ҳосил қилади;

ЎТКларда нол дрейфи мавжуд бўлиб, у кучайтирилаётган сигналнинг энг оз қийматини белгилайди. Нол дрейфи деб вақт ўтиши билан транзистор тоқлари ва унинг электродларига тушаётган қийматларининг ўзгаришига айтилади. Бундай жараён силжиш кучланиши қийматини белгиловчи ўзгармас ташкил этувчи кучланишнинг қийматини ўзгартиради. Бу эса кучайтиргичнинг киришига сигнал кучланиши берилмаган ҳолда ҳам унинг чиқишида сигнал кучланишига ўхшаш кучланиш ҳосил бўлади.

ЎТК жуда кичик частотали сигналларни ($f_c \approx 0$) ҳам кучайтириши шарт бўлганлиги сабабли, транзисторнинг ўзгармас ташкил этувчилари бўлган U_{K0} U_{B0} лар ўзгармас манбанинг ностабиллиги, транзисторнинг эскириши, муҳит ҳароратининг ўзгариши таъсирида уларнинг қийматининг ўзгаришига олиб келади. Бу кучайтиргичнинг чиқиш қисмида мавҳум (сигналга ўхшаш) сигнал кучланиши ҳосил бўлади.

ЎТК нинг нол дрейфини қуйидаги тажриба орқали кўриш мумкин (5.10–расм). Бунинг учун ЎТК нинг кириши қисқа туташтирилиб, унинг чиқишига милливольтметр уланади. Милливольтметрнинг қийматини, яъни ЎТК нинг кучланишини қандайдир вақт оралиғида ёзиб бориш жараёнида U_{K0} U_{B0} нинг юқорида келтирилган сабабларга кўра ўзгариши ҳисобига милливольтметрда 5.11–расмда кўрсатилган график кучланиши ҳосил бўлади. Бу график орқали кучайтиргичнинг нол дрейфи $U_{кир}=0$ бўлган ҳол учун қуйидаги формула билан аниқланади:



5.10–расм Ўзгармас ток кучайтиргичи дрейфини ўлчаш схемаси

$$U_{др} = \frac{U_{чик}}{K} \quad (5.31)$$

Бу ерда: K –кучайтиргичнинг кучайтириш коэффициентини $U_{др}$ –дрейф кучланишининг қиймати.

(5.31) формуладан кўринадики, ЎТК чиқишида ҳақиқий сигнални ифодалаш учун кириш сигналнинг кучланиш қиймати дрейф кучланишидан анча катта бўлиши шарт.

5.11-расмдан кўринадики, график чизиғи иккита ташкил этувчидан, яъни биринчиси бир текис ортиб боради (графикда узлукли чизиқ), иккинчиси эса вақт бўйича ўзгарувчан чизиқ (узлуксиз чизиқ)дан иборат. Биринчи чизиқ секин ўзгарувчи дрейф дейилиб, у асосан транзистор характеристикасининг ўзгариши ҳисобига бўлади. Иккинчиси тезкор дрейф дейилиб, унинг ҳосил бўлишида манба кучланишининг ўзгариши, атроф муҳит ҳароратини ўзгариши ва бошқалар сабаб бўладилар.

Нол дрейфни йўқотиш учун бир неча усуллар қўлланилади:

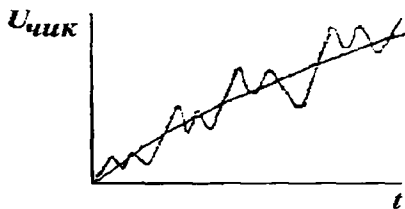
1. Ҳазармас ток манбаи кучланишининг стабиллигини ошириш, транзистор иш режимларини ҳарорат бўйича стабиллаштириш.
2. Дифференциал схемали ҲТКлардан фойдаланиш.
3. Кучайтирилиши керак бўлган сигнални ўзгартириш.

Юқорида тилга олинган усуллардан қай даражада нол дрейфни камайтиришини схемалар орқали таҳлил қилиб чиқамиз.

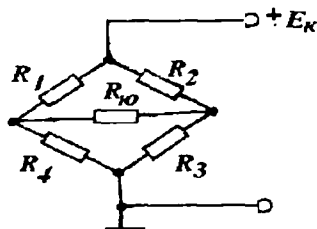
Биринчи усул, агар ҳазармас ток манбаи кучланишини $+0.01\%$ аниқликда стабиллаштирилса ва транзисторнинг иш режимини ҳарорат бўйича стабиллаштиришда $+1^{\circ}\text{C}$ аниқликка эришилса, кучайтиргичнинг $-50\dots+50^{\circ}\text{C}$ ҳарорат ораллиғида ишлаш режимида нол дрейфининг қиймати $U_{др}=5-20$ мВ гача камаяди.

Иккинчи усул, дифференциал (баланс) схемали ҲТК. ҲТК нинг дифференциал схемали таркибий тузилиши 5.12-расмда кўрсатилган. У тўртта елкадан иборат бўлиб, кўприксимон схема кўринишида йиғилган. Агар кўприк елкалар баланс бўлса, яъни

$$\frac{R_1}{R_4} = \frac{R_2}{R_3} \quad (5.32)$$



5.11-расм. ҲТК дрейфи



5.12-расм. Тўрт елкали кўприксимон схема

$E_к$ манба ўзгариши елкалар балансини ўзгартира олмайди. Яъни $R_ю$ да ток нолга тенг бўлади. Шу билан бирга елкалардаги R_4 , R_3 ёки R_1 , R_2 резисторларнинг қийматлари бир хил қийматга ўзгарса, елкалар баланс бўзилмайди. Агарда R_3 , R_4 елка резисторларини кучайтиргичнинг транзистори билан алмаштирсак, дифференциал схемали ҲТК ҳосил бўлади (5.13.а-расм). Транзисторларнинг параметрлари, характеристикалари, бир хил қилиб танланади, уларнинг иш режимлари ҳам бир хил қийматли бўлиши керак.

R_3 резистор транзисторнинг ток стабилизатори бўлиб, у кучайтиргичнинг электр режимларини стабиллашга катта таъсир қилади. Катта қаршиликли

R_3 резисторини қўллаш учун ўзгармас ток манбаи E_K нинг қиймати катта танланади, тахминан $E_2 = E_1$ га тенг қилиб олинди. Интеграл микросхемаларда R_3 ўрнига 2-4 та транзистордан тузилган ўзгармас ток стабилизатори деб номланувчи схема ишлатилади.

Амалиётда иккита бир хил қийматли R_1, R_2 қаршилиқни, бир хил параметрли ва характеристикали VT1, VT2 транзисторларни танлаш қийин. Шу сабабли елкада балансни (елка нолни) ҳосил қилиш учун ўзгарувчан резистор R_n (5.13.а-рasm) схемага уланади. Кучайтиргич елкаларини R_n орқали балансга келтириш учун транзистор сукунат ҳолатида бўлиши керак. Агарда схемада бир хил параметрли ва характеристикали транзистор ва бир хил қийматли R_1, R_2 резисторлар бўлиб, улар балансга келтирилган бўлса ўзгармас ток манбаи E_1 ва силжиш кучланишини ҳосил қилувчи $E_{2\text{лар}}$ нинг қийматининг ўзгариши, транзисторнинг ток қиймати ва коллектор кучланишининг қиймати бир хил қийматга ўзгариб, $R_{ю}$ юклама резисторида ток нолга тенг бўлади. Агарда транзистор параметрлари бир хил бўлмаса $R_{ю}$ юклама резисторида ток пайдо бўлиб, яъни чиқиш кучланиши (дрейф кучланиши) ҳосил бўлади. Лекин унинг қиймати оддий (дифференциал эмас) схемали УТКларга нисбатан анча кичик бўлади.

Атроф-муҳит ҳароратининг ўзгариши транзисторлар характеристикаларини ўзгартиради ва шу сабабли $R_{ю}$ юклама резисторида ток ҳосил бўлмайди. Агарда VT1 транзисторнинг киришига сигнал берилса унинг коллектор токи ва кучланиши ўзгаради. Еундай ҳолда юклама резисторидан ток оқиб ўтиб, унда $U_{ю}$ (чиқиш сигнал кучланиши) кучланиши ҳосил қилади.

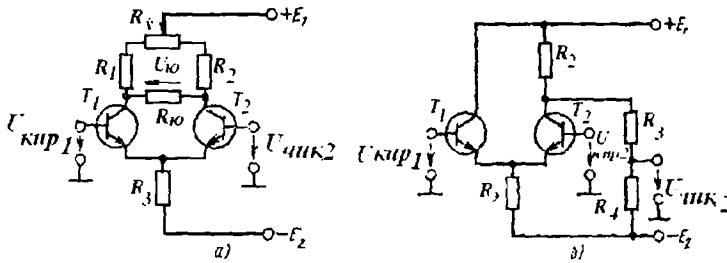
(5.13.а-рasm) схемада транзистор параметрларини ва R_1, R_2 резистор қаршилиқларини бир хил танланса ва ўзгармас ток манбаи стабиллаштирилса нол дрейфнинг қиймати 1-20 мкВ $^{\circ}\text{C}$ га туширилади. УТК нинг ҳарорат иш оралиғи -50 +50 $^{\circ}\text{C}$ гача бўлса 0 дрейфнинг қиймати 0,1-2 мВ гача бўлади. Агарда дифференциал кучайтиргичнинг нол дрейфи оддий УТК нинг нол дрейфи билан солиштирилса унинг қиймати 20-100 марта кичиклигини кўриш мумкин.

Дифференциал кучайтиргичнинг кучайтириш коэффициенти оддий схемали бир каскадли кучайтиргичларнинг кучайтириш коэффициенти билан тенг бўлади:

Яъни

$$K_u = \frac{U_{\text{чик}}}{U_{\text{кир}}} = \frac{h_{21}}{h_{11}} \cdot \frac{R_K}{1 + h_{22} R_K} \quad (5.33)$$

га тенг бўлади.



5.13-расм. Дифференциал кучайтиргич каскадлари.
а) симметрикли; б) симметриксиз схемада

(5.33) формулада дифференциал кучайтиргич схемасидаги R_3 резисторда ҳосил бўладиган тесқари боғланиш кучланиши инобатга олинмайди. Чунки у иккала VT_1 , VT_2 транзисторга таъсир этиб, коллектор кучланишларини бир хил қийматга ўзгартиради ва чиқиш кучланиши қийматиға таъсири бўлмайди.

5.13.а-расмдан кўринадики чиқиш $U_{чик}$ сигналнинг фазаси $U_{кпр1}$ билан бир хил бўлиб $U_{кпр2}$ билан тесқари фазада бўлади. Шундай экан чиқиш кучланиши қуйидаги формула билан аниқланади.

$$U_{чик} = K(U_{кпр1} - U_{кпр2}) \quad (5.34)$$

Кучайтиргичнинг иккала кириш қаршилиги

$$R_{кпр} = 2h_{11} \quad (5.35)$$

билан аниқланади.

Чиқиш қаршилиги эса

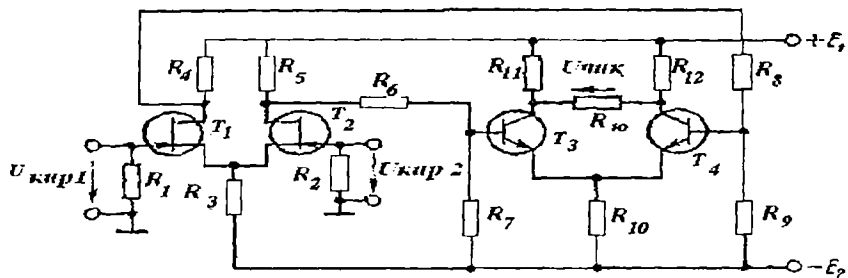
$$R_{чик} = \frac{2R_k}{1 + h_{22}R_k}; \quad (5.36)$$

билан аниқланади.

5.13.б-расмда носимметрик дифференциал кучайтиргич тасвирланган. Унда қаршилиқ R_2 фақатгина иккинчи транзистор VT_2 нинг коллектор занжирига улангандир. Бундай схемали ЎТК да нол дрейф қиймати бир мунча катта бўлади. Бу схема махсус мақсадлар учун ишлатилади. Коллектор кучланишининг ўзгармас ташкил этувчисини компенсациялаш учун R_3 , R_4 бўлувчи резисторлар ишлатилади. Бундай схемани майдон транзисторларида ҳам ҳосил қилиш мумкин.

5.14-расмда икки каскадли дифференциал кучайтиргич схемаси тасвирланган бўлиб, биринчи каскад майдон транзистори VT_1 , VT_2 иккинчи каскад биполяр транзисторлар VT_3 , VT_4 орқали ҳосил қилинган. Схемда бу икки каскадни бир-бири билан боғлаш учун R_6 , R_7 ва R_8 , R_9 бўлувчи резисторлар ишлатилган.

Кўп каскадли ЎТКларда биринчи каскаднинг кучайтириш коэффициентини орттириш учун махсус транзисторлар ва таркибий транзисторлар қўлланилиб, уларнинг кучайтириш коэффициенти $h_{21} = 1000-2000$ га тенг бўлиб микроток режимда ишлайди.



5.14-расм. Икки дифференциал каскадли ЎТК нинг икки каскадли схемаси

5.4. Операцион кучайтиргичлар

Операцион кучайтиргич-ОК микросхемада ясалади. У аналог (узлуксиз, ўзгарувчан) катталиклар устида амалларни (кўшиш, айириш, кўпайтириш, дифференциаллаш ва ҳ.к) бажариш учун яратилган эди. Монокристалли операцион кучайтиргични яратиш технологиялари ривожланиш жараёнида унинг таннархи арзонлашиб кетди. Ҳозирги кунда монокристалли ОК нинг нархи бир донга транзисторнинг нархи билан тенгдир. Шу сабабли ОК кўп жойларда қўлланилиб, улар кучайтиргич, синусоидал ва импульсли генераторлар вазифасида ишлатилмоқда.

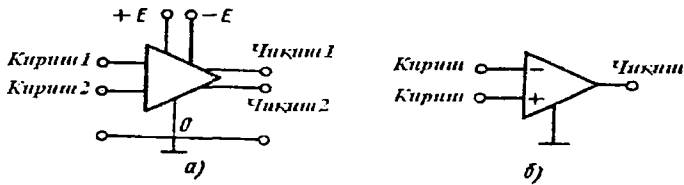
ОК асосида катта кучайтириш коэффициентига эга бўлган ЎТКлар ишлайди. ЎТКлар ташқи чуқур манфий тескари боғланишга эга бўлиб унинг кучайтириш хусусиятлари тескари боғланиш занжирлари билан белгиланади. Манфий тескари боғланиш ҳар хил схематик занжирлар кўринишида бажарилиши мумкин у ҳолда ОК нинг электрик характеристикалари ҳам ҳар хил бўлади. ОКлар схемада учбурчак кўринишида ифодаланади.

Кучайтиргичлар ҳар хил сигнал манбалари билан ишлаши керак. Шу сабабли унинг кириш қаршилиги катта, ички қаршилиги эса манбанинг қаршилигига қараб ўзгарувчан бўлиши керак. ОК дан чиққан сигнал ҳар хил кириш қаршилигига эга бўлган истеъмолчиларга (юклагага) уланиши мумкин, шу сабабли ОК нинг чиқиш қаршилиги кичик бўлиши керак.

ОК бошқа талабларни қондириш учун унинг кучайтириш коэффициенти катта ва стабил шовқин даражаси ва нол дрейфи кичик, ўтказиш оралик частотаси кенг бўлиши керак. Шу билан бирга кичик ҳажмга, юқори ишончлик ва таннархи арзон бўлиши талаб этилади.

Универсал хусусиятга эга бўлган ОК 5.15.а-расмда кўрсатилган бўлиб, у иккита кириш ва иккита чиқиш қискичга эгадир. Амалиётда битта чиқиш ишлатилади шу сабабли саноатда ишлаб чиқазилаётган ОКларнинг кўпчилиги битта чиқиш иккита кириш қискичли қилиб ясалади. Биринчи киришга фазаси 180° ўзгартирилган сигнал берилиб уни инверсия кириши деб юритилади. Иккинчи киришга фаза ўзгартирилмаган ҳолдаги сигнал узатилади шу сабабли ОК биринчи киришга «-» ишора иккинчисига эса «+» ишора белгилари қўйилади (5.15.б-расм). Интеграл кўринишида бажарилган ОК

орқали юқори ва паст частотали кучайтиргичлар, генераторлар, детекторлар ва частота ўзгартиргичларни ҳосил қилиш мумкин.



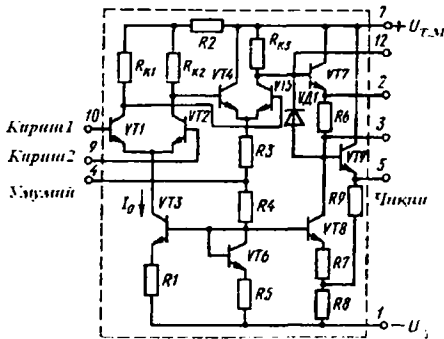
5.15-расм. Операцион кучайтиргич турларининг схематик кўриниши.

ОК нинг хусусиятларини К140УД1 микросхема ёрдамида кўриб чиқамиз. (5.16-расм). К140УД1 микросхема 3 каскадли ўзгармас ток кучайтиргич схемасидан иборат. Кучайтиргичнинг биринчи каскади VT1 ва VT2 транзисторлари орқали параллел баланс схемаси кўринишида йиғилиб, унда VT3 транзистори ток стабилизатори вазифасини ўтади. VT6 транзистори эса ҳарорат компенсацияловчи занжирини ташкил қилади.

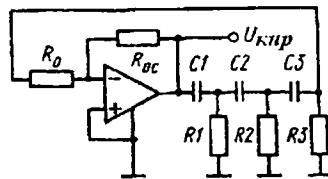
Кучайтиргичнинг иккинчи каскади VT4, VT5 транзисторлар орқали носимметрик баланс схема кўринишида тузилган.

Учинчи – чиқиш каскади VT7, VT9 транзисторлари орқали мураккаб эмиттер қайтаргич схемаси асосида бажарилиб, VT8 транзистори эса ток стабилизатори вазифасини ўтади.

Микросхеманинг бешинчи клеммасига ташқи юклама ва тескари боғланиш занжирлари уланади, биринчи, еттинчи клеммаларига эса манба уланади. Иккинчи, учинчи ва ўн иккинчи клеммаларига эса ОК ни соzлаш занжири уланади.



5.16-расм. К140УД1 микросхемасининг ички схематик кўриниши ва унинг схемага уланиши.

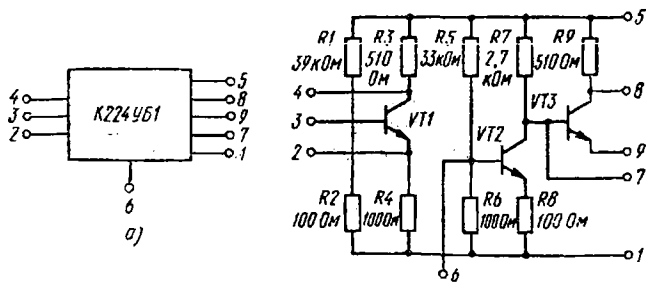


5.17-расм. Операцион кучайтиргичда йиғилган RC генератор схемаси.

ОК ни генератор вазифасида ҳам ишлатиш мумкин (5.17-расм). Бу схемада ОК нинг чиқиши учта RC дифференциал занжир орқали мусбат

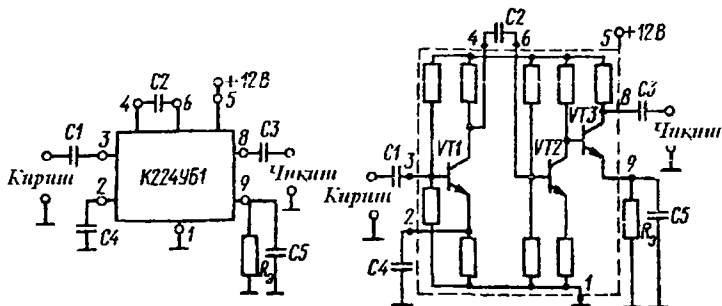
тескари боғланиш ҳосил қилиниб инверсия киришига уланади. Талаб этилган амплитудали тебранишлар ҳосил қилиши учун $R_{ос}$ ни қиймати танланади.

Гибрид интеграл микросхемалар функционал тугалланмаганлиги сабабли битта микросхемада ҳар хил қурилма ҳосил қилиш мумкин. Масалан: K224УБ1 микросхема (5.18-расм) уч каскадли кучайтиргичдан иборат бўлиб, биринчи каскади VT1 транзисторида ҳарорат стабилизацияланган умумий эмиттерли – схема кўринишида бажарилган. Иккинчи, учинчи каскадлар эса VT2 ва VT3 транзисторларида бажарилиб улар бир – бири билан гальваник боғланган. Иккинчи каскаднинг ҳарорат стабилизацияси R8 қаршилиқ орқали амалга оширилади.



5.18-расм. K224УБ1 маркали микросхема: а) микросхеманинг умумий кўриниши; б) микросхеманинг электр схемаси

Шундай қилиб, юқорида кўрсатилган микросхемага ташқаридан радиодеталлар улаб паст частотали кучайтиргичга айлантириш мумкин (5.19-расм).



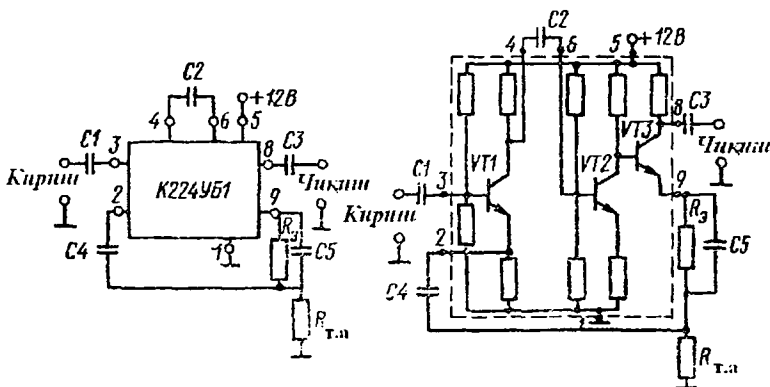
5.19-расм. Микросхеманинг чиқиш қисқичларига конденсаторларнинг уланиши.

Агарда манфий тескари боғланиш занжирини ҳосил қилсак, у паст частотали манфий боғланишли кучайтиргичга айланади (5.20-расм). Агарда тебраниш контури уланса танловчи кучайтиргичга айланади (5.21-расм).

5.19-расмдан кўринадики, ОК га ташқаридан бир қанча катта сифимли конденсаторлар улангандир. Уларнинг ҳажми микросхемадан каттадир, $C1$ конденсатори киришга уланган бўлиб, у ўзгармас ташкил этувчини ажратади.

$C2$ конденсатор биринчи ва иккинчи каскадларни боғлайди. $C3$ конденсатор юклама қаршилиги билан кучайтиргичининг чиқишини боғлайди. $C4$ ва $C5$ конденсаторлари эса ҳарорат стабилизация занжирида филтър вазифасини ўтайди. R_3 резистор $VT3$ нинг эмиттер занжирига уланган бўлиб учинчи каскаднинг ҳарорат стабилизациясини ҳосил қилади.

5.20-расмда $R_{мс}$ да ҳосил бўлган манфий тескари боғланиш кучланиши $C4$ конденсатор орқали $VT1$ нинг эмиттерига узатилади. Бундай тескари боғланиш кучайтиргичнинг кучайтириш коэффициентини камайтириб, кириш қаршилигини орттиради.

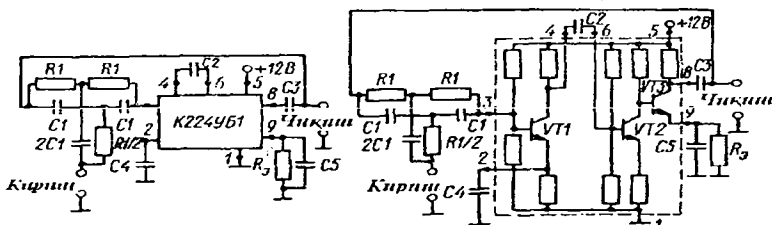


5.20-расм. Операцион кучайтиргичда тескари боғланиш занжирини ҳосил қилиш схемаси.

5.21-расмда иккита Т кўринишли кўприксимон занжир ёрдамида манфий тескари боғланиш схемаси амалга оширилиб микросхемада паст частотали танлов кучайтиргич ҳосил қилинган. Бунда иккита Т кўринишли кўприксимон $R1$; $R2$; $R1/2$; $C1$; $C1$; $2C1$ элементлардан ташкил топган занжир ОК нинг чиқишини кириши билан боғлайди.

Рақамли микросхемаларда импульс кўринишли сигналлар ишлатилади. Импульсли қурилмаларда аналогли қурилмаларга нисбатан энергия истеъмоли анча кичик атроф-муҳит ҳароратнинг ўзгаришига ва ташқи муҳит механик ўзгаришига кам таъсирчандир. Ахборотни импульс шаклида ифодалаш нисбатан содда ва унга ишлов бериш осон. Ахборотни рақамли кўринишда ифодалаш иккита ҳар хил кучланиш қийматига эга бўлган тўғри бурчакли импульс асосида олиб борилади, яъни, сигнални рақамли кўринишда ифодалайди. Шундай қилиб, юқори қийматга эга бўлган тўғри бурчакли импульсни «1» рақами билан кучланиши паст қийматга эга бўлган тўғри бурчакли импульсни «0» рақами билан ифодаланади. Ҳисоблаш техника қурилмалари юқорида кўрсатилган рақамлар асосида ишлайди.

Рақамли микросхемалар анаогли микросхемаларга нисбатан қуйдаги ишлаш афзаллигига эгадир: Рақамли микросхемалар катта функционал тугалланганликка ва универсалликка эгадир. Бир хил дискрет бўлаклари орқали ҳар хил қурилма ҳосил қилиш имконини яратади. Бу эса қурилмани йиғишда ва автоматлаштиришда қулайликларни яратади. Рақамли микросхемаларнинг параметрларига кескин чегараланган талаблар қўйилмайди. Шу сабабли уларни соzлаш нисбатан осондир, шу билан бирга эътиборда турувчи параметрлар сони чеклангандир.



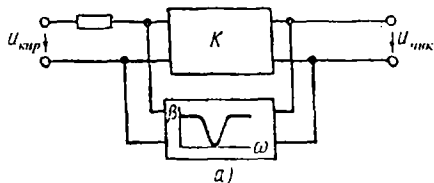
5.21-расм. K224УБ1 микросхемасида танлов кучайтиргичларини йиғиш

Масалан: K137, K155, K187, K500, K583 ва бошқа маркали рақамли микросхемалар асосида катта электрон ҳисоблаш машиналари станокларни рақамли бошқариш қурилмалари ва ҳар хил дастурли автоматик қурилмалар йиғилади. Маиший қурилмаларда рақамли микросхемалар кўп ссатларда, ҳар хил дастурлаштирилаган кир ювиш машиналарида ишлатилади.

5.5. Танлов кучайтиргичлар

Танлов кучайтиргичларда кўпинча сигналларни кучайтириш учун кенг частота оралиғини қамрашга ҳаракат қилади, яъни уларни энг паст частота f_n билан энг юқори частота f_{∞} қуйдаги нисбат билан ифодаланади. $f_n \ll f_{\infty}$

Резистор-сигим боғланишли кучайтиргичларда юқоридаги нисбат $f_{\infty} / f_n = 10^5 - 10^7$ бўлади. Танлов кучайтиргичлари саноат электроникасида кўп ишлатилиб, улар кенг частотали гармоникаларга эга бўлган сигналларни кучайтириш учун хизмат қилади. Кўпинча кенг частотали сигналлар орасидан бирор-бир қисмини ажратиб, қолган сигнал частоталарини сўндиришга тўғри келади. Керак бўлган сигнал частоталарни ажратиш кўп каналли алоқа тизимида ишлатилади. Шу билан бирга радиотелевизион дастурларда ва автоматик бошқариш ва назорат қилувчи тизимларда ҳам қўлланилади. Бундай



5.22-расм. Танлов кучайтиргичларида RC фильтрини тесқари боғланиш занжирига уланиши (а), LC фильтрини чиқишига уланиши

танлов сигналларни кучайтириш учун махсус тор частота кенглигига эга бўлган кучайтиргичлар ишлатилади. Унда частоталар нисбати

$$f_{\omega} / f_{\pi} = 1,001 - 1,1 \text{ бўлади.}$$

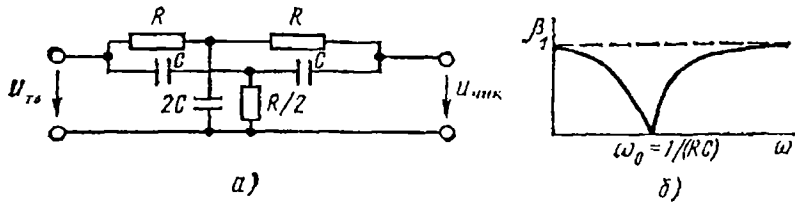
Танлов кучайтиргичнинг кучайтириш коэффициенти частотага кескин боғлиқлигини ҳосил қилиш учун кучайтириш занжирига ёки тескари боғланиш занжирига махсус филтрлар улаш йўли билан амалга оширилади. Танлов кучайтиргичларнинг блок схемаси 5.22–расмда кўрсатилган. Унда кучайтиргич бўлиб ҳар қандай кенг частотали ўзгармас ток кучайтиргичлари ёки резистор-сигим боғланишли кучайтиргичлар ишлатилади. Частотага боғлиқ тўрт кутбли занжир (паласали филтр) тескари боғланиш занжирига 5.22.а–расм кўринишида уланади. Бундай филтрлар кўпинча R ва C элементларидан ташкил топган бўлиб, уларни RC занжирлари деб юритилади.

5.22.б–расмда филтрни кучайтиргич занжирига кетма-кет уланиши кўрсатилган. Бунда филтр реактив элементлардан, яъни индуктив L ва сигим S лардан ташкил топади ва бундай филтрларни LC филтрлар дейилади.

Танлов кучайтиргичларнинг тескари боғланиш занжирдаги RC филтр схемаси. Танлов кучайтиргичларида RC занжирли филтрлар ишлатилади. Уларнинг иш (керакли) частота оралиғида (f_{π} - f_{ω}) тескари боғланиш коэффицентининг қиймати $\beta=0$ гача пасаяди. Кўпинча кучайтиргичларда иккиталик T кўринишдаги кўприксимон филтр схемаси ишлатилади (5.23.а–расм). Бундай филтрларда тескари боғланиш коэффициенти $\beta=U_{\text{тб}} / U_{\text{чнк}}$ частотага кескин боғлиқдир. Яъни $\omega \rightarrow 0$ интилганда $\beta \rightarrow 1$, чунки паст частоталарда конденсаторнинг қаршилиги жуда катта бўлиб, филтрнинг киришига берилган кучланиш юқори қисмидаги T кўринишдан кўприк R , $2CR$ занжири орқали кучайтиргичнинг киришига тескари боғланиш кучланиши $U_{\text{тб}}$ тўлиқлигича узатилади. Ўта юқори частоталарда $\omega \rightarrow \infty$, $\beta \rightarrow 1$, яъни бундай ҳолда конденсаторнинг қаршилиги жуда кичик бўлиб пастки T кўринишдаги кўприк симон C , $R/2$, C занжир орқали кучайтиргични киришига тескари боғланиш кучланиши $U_{\text{тб}}$ тўлиқлигича узатилади.

Филтрнинг резонанс частотасида $\omega_0 = 1 / RC$, $\beta = 0$ чунки бу частотада иккала T кўринишли кўприксимон филтрларни тескари боғланиш коэффицентларининг модули тенг бўлиб фазалари тескари бўлади. Шу сабабли филтрнинг чиқишидаги ток (кучланиш) бир-бирларини компенсациялайдилар ва $U_{\text{тб}}=0$ га тенг бўлади. Иккиталик кўприксимон T кўринишли занжирларнинг тескари боғланиш коэффициенти частотага боғлиқ графиги 5.23.б–расмда кўрсатилган. Манфий тескари боғланишли (RC занжирли) кучайтиргичнинг кучайтириш коэффициенти қуйидагича

$$K_{\text{тб}} = \left| \frac{\dot{U}_{\text{чнк}}}{\dot{U}_{\text{кпр}}} \right| = \left| \frac{\dot{K}}{1 + \beta \dot{K}} \right|, \quad (5.37)$$



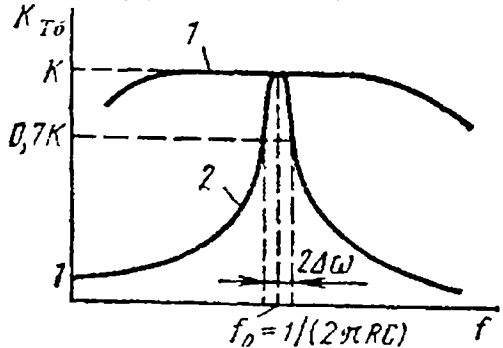
5.23–расм. Т кўринишдаги кўприксимон схемаси (а) ва унинг частота характеристикаси (б).

Бунда: β – тескари боғланиш коэффициентлари комплекс қиймати.
 Юқоридаги формуладан сигнал частотаси $\omega=0$, ва $\omega=\infty$ бўлган ҳолда

$$K_{ТБ} = \left[\frac{\bar{K}}{1 + \bar{K}} \right] \approx 1.$$

га тенг бўлади.

Фильтрнинг резонанс частотасида $\beta=0$ бўлганда, $K_{ТБ}=K \gg 1$. Танлов кучайтиргичнинг иккиталик Т кўринишли кўприксимон занжирли тескари боғланишли амплитуда-частота характеристикаси 5.24-расмда кўрсатилган (графикдаги 1-чизиқ филтёр ўчирилган ҳолатида. 2-чизиқ уланган ҳолатида). У (5.37) формула асосида тескари боғланиш коэффициентлари β частотага боғлиқлиги ҳисобга олинган ҳолда чизилгандир. Юқорида кўрилган тескари боғланишли танлов кучайтиргичи резонанс частоталарда ишлайди. Уларни ишлаш частоталари бир неча Гц дан бир неча МГц гача бўлади. Танлов қобилияти кучайтиргичнинг кучайтириш коэффициентлари K га боғлиқ.

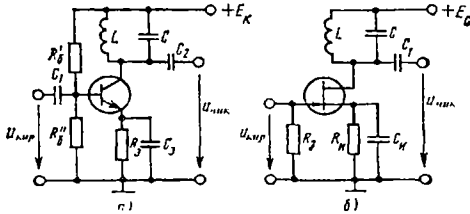


5.24–расм. Икки тактли Т кўриниш-даги кўприксимон филтёрнинг амплитуда-частота характеристикаси.

LC филтёрли танлов кучайтиргичлар. Юқори

частоталарда ($f_0 > 1-5\text{МГц}$). RC занжирли тескари боғланишли танлов кучайтиргичлари ишлатилмайди. Чунки юқори частоталарда занжир қаршиликлари катта ток истеъмол қилади. Конденсторларнинг сизим қийматлари кириш ва чиқиш зажирлар паразит сизимларининг қийматлари билан тенглашиб қолади. Бу эса танлов кучайтиргичларнинг характеристикасини ёмонлаштиради ва стабил ишлашини пасайтиради. Шу

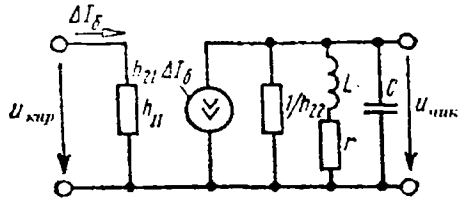
сабабли $f_0 > 1-5 \text{ МГц}$ ва ундан ҳам юқори частоталардан резонанс контурли танлов кучайтиргичлар ишлатилади. Бундай кучайтиргичларни кўпинча резонанс кучайтиргичлари деб ҳам юритилади.



5.25-рasm Параллел резонанс контурли бир каскадли танлов кучайтиргичи схемаси: а) биполяр транзисторда йиғилган; б) майдон транзисторда йиғилган.

5.26-рasmда биполяр транзисторда бажарилган резонанс кучайтиргичнинг эквивалент схемаси кўрсатилган. Унда r элементи индуктив ғалтакнинг қаршилиги.

Эквивалент схема орқали резонанс кучайтиргичнинг комплекс кучайтириш коэффициенти қуйдагича



5.26-рasm. Биполяр транзисторда йиғилган резонанс кучайтиргичнинг эквивалент схемаси

$$\bar{K}_U = \frac{\dot{U}_{чикк}}{\dot{U}_{кир}} = \frac{h_{21} \cdot \bar{Z}}{h_{11} (1 + h_{22} \bar{Z})}, \quad (5.38)$$

Бунда: Z – резонанс контурнинг комплекс қаршилиги.

Кўпчилик транзисторнинг чиқиш ўтказувчанлиги кичик: $h_{22} = 10^{-5} - 10^{-7}$ Ом кўпайтма эса $|h_{22}Z| \ll 1$ бўлади шу сабабли (5.38) формуладаги кўпайтмани ҳисобга олмасак ҳам бўлади. У ҳолда K

$$\bar{K}_U = \bar{Z} h_{21} / h_{11} \quad (5.39)$$

ёки

$$K_U = |\bar{K}_U| = z \frac{h_{21}}{h_{11}}, \quad (5.40)$$

Бунда: z – контур комплекс қаршилигининг модули.

(5.38), (5.40) формуладан кўринадики резонанс кучайтиргичнинг кучайтириш коэффициентини частотага боғлиқлик графиги, резонанс контур қаршилигининг частотага боғлиқлик графиги билан мос тушади. Чунки резонанс кучайтиргичларда ишлатиладиган транзисторларнинг h_{11} ва h_{21} параметрлари контурнинг резонанс частотаси $f_{рез} = \omega_{рез} / 2\pi$ яқинида частотага боғлиқ бўлмаган қийматли транзисторлар танланади.

Резонанс контур қаршилигини частотага боғлиқлигини кўрамыз.

$$\tilde{Z} = \frac{[1/(i\omega C)](i\omega L + r)}{1/(i\omega C) + i\omega L + r}. \quad (5.41)$$

Бунда: кучайтиргичда ишлатиладиган ғалтакнинг сифати $Q = \omega L/r \gg 1$, яъни унинг актив қаршилиги индуктивликдан кичик бўлгани сабабли формуладаги r ни ҳисобга олмасамиз ҳам бўлади. Унда (5.41) формула куйидаги кўринишга келади.

$$\tilde{Z} = \frac{L/C}{r + i[\omega L - 1/(\omega C)]}. \quad (5.42)$$

(5.42) дан кўринадики контур қаршилиги Z частотага боғлиқ бўлиб у резонанс частотада максимум қийматга эришади.

$$\omega_{рез} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (5.43)$$

Резонанс частотада контурнинг қаршилиги актив қаршиликка эга бўлади.

$$\tilde{Z}_{рез} = R_{рез} = \frac{L}{Cr}. \quad (5.44)$$

Резонанс кучайтиргични таҳлил қилишда контурнинг сифати Q катта рол ўйнайди. Яъни

$$Q = \frac{\omega_{рез} L}{r} = \frac{1}{\omega_{рез} Cr}. \quad (5.45)$$

Контурнинг резонанс ҳолатдаги қаршилигини контур сифати орқали ифодаси

$$R_{рез} = \frac{L}{Cr} = \frac{\omega_{рез} L}{\omega_{рез} Cr} = \frac{Q}{\omega_{рез} C} = Q\omega_{рез} L = Q^2 r. \quad (5.46)$$

(5.40), (5.42) формулалар орқали резонанс кучайтиргичнинг кучайтириш коэффициенти

$$\tilde{K} = \frac{h_{21}}{h_{11}} \frac{L/C}{r + i[\omega L - 1/(\omega C)]}. \quad (5.47)$$

(5.47) тенгламанинг сурати ва махражини r га бўлиб куйидагини ҳосил қиламиз

$$\tilde{K} = \frac{h_{21}}{h_{11}} \frac{L/C}{1 + i\left(\frac{\omega L}{r} - \frac{1}{\omega Cr}\right)} = \frac{h_{21}}{h_{11}} \frac{R_{рез}}{1 + i\left(\frac{\omega L}{r} - \frac{1}{\omega Cr}\right)}, \quad (5.48)$$

(5.44) формулани ҳисобга олган ҳолда кучайтириш коэффициенти куйидагига тенг.

$$\bar{K} = \frac{h_{21}}{h_{11}} \frac{R_{pe3}}{1 + iQ(\omega / \omega_{pe1} - \omega / \omega_{pe1})} = \frac{h_{21}}{h_{11}} \frac{R_{pe3}}{1 + iQ(f / f_{pe1} - f / f_{pe1})} \quad (5.49)$$

Кучайтириш коэффициентининг модули

$$|K| = \frac{h_{21}}{h_{11}} \frac{R_{pe3}}{\sqrt{1 + Q^2(f / f_{pe1} - f_{pe1} / f)^2}} \quad (5.50)$$

Ҳосил қилинган формуладан кўринадики, кучайтиргичнинг кучайтириш коэффициентининг резонанс частотада максимум ва ҳақиқий қийматга эга бўлади.

$$K = K_{pe3} = R_{pe3} \frac{h_{21}h}{h_{11}} \quad (5.51)$$

5.27-расмда ҳар хил сифат Q қийматига эга бўлган тебраниш контурли резонанс кучайтиргичнинг амплитуда частота характеристикаси ифодаланган. Бундан кўринадики, контурнинг сифати Q қанча катта бўлса резонанс частотада кучайтиргичнинг кучайтириш коэффициентининг шунча катта бўлади, частота ўтказиш оралиғи эса тораяди. Ҳақиқатдан резонанс частотага f_{pe3} яқин бўлган сигналнинг частотаси f нинг $(\Delta f = |f - f_{pe3}| \ll f_{pe3})$ нисбати.

$$\frac{f_{pe1}}{f} = \frac{f_{pe1}}{f_{pe1} + \Delta f} \approx \frac{f_{pe1} - \Delta f}{f_{pe1}} = 1 - \frac{\Delta f}{f_{pe1}} \quad (5.52)$$

(5.52) ни эътиборга олган ҳолда (5.50) даги K тенг

$$K = \frac{h_{21}}{h_{11}} \frac{R_{pe3}}{1 + \left(\frac{2\Delta f Q}{f_{pe1}} \right)^2} \quad (5.53)$$

(5.53) формуладан кучайтириш коэффициентининг 2 марта пасайган нуқтасидаги частота чегараси қуйидаги шарт орқали аниқланади:

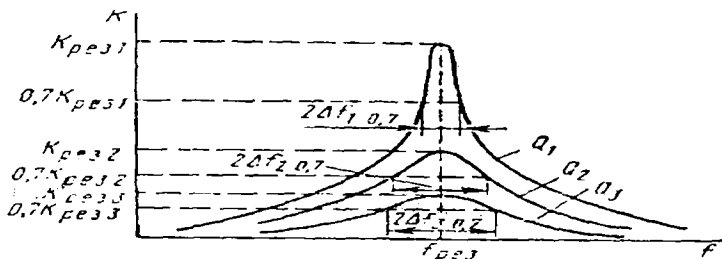
$$\frac{2\Delta f Q}{f_{pe1}} = 1 \quad (5.54)$$

Частота ўтказиш оралиғи эса қуйидагига тенг.

$$2\Delta f = f_{pe1} / Q \quad (5.55)$$

(5.55) формула ва 5.27-расмдан кўринадики, ток юқори танловли кучайтиргичларни ҳисоблашда юқори сифатли контурлар ишлатилиши керак. 50 кГц дан МГц оралиғида ишлайдиган кучайтиргичларда ишлатиладиган контурларнинг сифати $Q=50-200$ атрофида бўлади. Агарда танлов сигналнинг частотаси тор бўлиши керак бўлса контур ўзагига феррит ишлатилади унинг сифати 500 мартабагача ортади.

5 МГц дан юқори частотали резонанс контурнинг сифати пасаяди, чунки конденсаторда энергия йўқолиши ортиб кетади. Ғалтак ўтказгичларда уярма тоқлар ҳисобига энергия исрофи ортади. Паст частоталарда эса $f < 50$ Гц ғалтакнинг индуктив қаршилигини актив қаршиликка нисбатан жуда катта қилиб олиш имкони йўқ.



5.27-расм. Резонанс кучайтиргичнинг ҳар-хил сифатли тебраниш контурлари учун амплитуда-частота характеристикаси

5.6. Қувват кучайтиргичлар

Саноатда қувват кучайтиргичларининг юкмаси (истеъмолчиси) бўлиб кўпинча электродвигател, реле, электродинамик ва бошқа қурилмалар ишлатилади. Кўпинча уларнинг қаршиликлари кичик бўлади. Бу қурилмалар катта қувватга эга бўлган сигналларни истеъмол қилади, уларнинг қиймати 10-100 Втларни ташкил этади. Бундай катта сигналнинг қувватини кучайтирувчи кучайтиргичларга қувват кучайтиргич дейилади. Қувват кучайтиргич, кучайтиргич каскадларининг охириги каскадига ўрнатилади. Қувват кучайтиргичнинг асосий параметри бўлиб, қувват кучайтириш коэффициенти K_p хизмат қилади.

Талаб этиладиган қувватли сигнални ҳосил қилиш учун биринчи навбатда шу қувватни ҳосил қила оладиган транзистор танланади. Танланган транзистор кучайтирилган сигнални истеъмолчига тўлиқ узатиши учун қувват кучайтиргичининг чиқиш қаршилиги $R_{чик}$ истеъмолчининг юклама қаршилиги R_o га сон жиҳатдан тенг бўлиши шарт.

Амалиётда умумий эмиттерли ёки умумий истокли кучайтиргич каскадининг чиқиш қаршилиги бир неча юз Ом дан бир неча кОм гача бўлади. Юклама (истеъмолчи) қурилманинг қаршилиги эса бир неча ўн Омларни ташкил қилади. Бундай фарқни мослаш учун кўпинча трансформатор ишлатилади (5.28–расмга қаранг). Трансформаторли кучайтиргичнинг эквивалент схемаси эса 5.29–расмда кўрсатилган. Схепада юклама қаршилигини мослаш трансформатор орқали келтирилган R_o қаршиликлари билан ифодаланади:

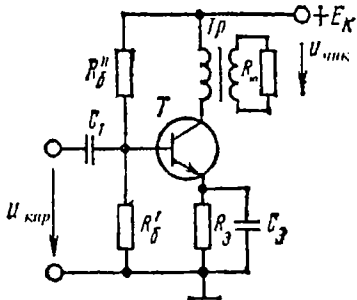
$$R'_o = (W_1 / W_2)^2 R_o, \quad (5.56)$$

Бу ерда: R_o – трансформаторнинг бирламчи чўлғамига келтирилган юклама резисторининг қаршилиги;

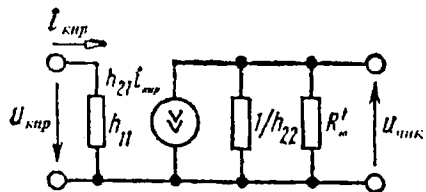
R'_o – трансформаторнинг бирламчи чўлғамлари сони;

W_2 – трансформаторнинг иккиламчи чўлғамлари сони.

$W_1 - n = w_1 / w_2$ трансформаторнинг трансформация коэффициенти.



5.28-расм. Бир тактли қувват кучайтиргич схемаси



5.29-расм. Бир тактли қувват кучайтиргич эквивалент схемаси

(5.56) формуладан кўринадикки, $R_{ю}$ қийматини $R_{чшк}$ қиймати билан тенглаштириш учун трансформаторли «п» трансформатор коэффициентини ўзгартириш керак. ($R_{чшк} = n R_{ю}$), яъни кучайтиргичдан юклама қурилмасига сигналнинг максимал қувватини узатиш мумкин. Бу шартни юқоридаги хулосалар орқали аниқлаш мумкин:

$$n = W_1 / W_2 = \sqrt{R_{чшк} / R_{ю}}. \quad (5.57)$$

Қувват кучайтиргичларнинг амалий параметрларидан бири фойдали иш коэффициенти (ФИК). ФИК транзисторнинг иш режимига жуда ҳам боғлиқдир. Шу сабабли кўпгина ҳолларда қувват кучайтиргичлар В режимда ишлайди. Чунки А режимга нисбатан ФИК анча юқоридир. Лекин юқорида кўрсатилгандек В режимда катта бузилишлар ҳосил бўлади. Уни камайтириш учун махсус икки тактли қувват кучайтиргич каскадлари ишлатилади.

Кўпинча қувват кучайтиргичларда умумий эмиттер схемали кучайтиргичлар ишлатилади. Унинг иш режимини аниқлашда транзисторнинг қуйидаги чегара катталиклари эътиборга олинади. 1) Транзисторнинг максимал қуввати P_{max} . 2) Эмиттер билан коллектор оралигидаги максимал кучланиш U_{kmax} . 3) Максимал коллектор токли I_{kmax} қийматлари ҳисобга олинади. Ток ва кучланишнинг максимал қийматлари кучайтиргичнинг ишончли ишлаш чегарасини белгилайди. Шу сабабли транзистор ишлаш жараёнида юқорида кўрсатилган P_{max} , U_{kmax} , I_{kmax} чегара қийматларидан ошмаслиги шарт (5.30-расм).

Транзисторнинг оилавий коллектор характериситикасида (5.30-расм) P_{max} , U_{kmax} , I_{kmax} лар ўз ифодасини топган, унда $P_{max} = U I_k = P_k$ гипербола кўринишга эга бўлади. $U_k = U_{kmax}$ ва $I_k = I_{kmax}$ лар тўғри чизиқлардан иборат бўлади. Характеристикада иш режимининг чегараси штрих чизиқ орқали ифодаланган. Унда чегара чизигининг пастки қисми рухсат этилган, юқори қисми эса рухсат этилмаган ҳисобланади. Юқоридаги параграфларда кўрсатилгандек кучайтиргичга уланадиган юклама қаршилик маълум бўлгандан сўнг юклама чизигини ҳосил қилиб иш нуқтасини аниқлаймиз. Унда ҳосил бўлган MNQ учбурчаги берилган шароитда транзистордан максимум қувват чиқишини белгилайди.

$$U_{\text{сз}} = U_{\text{с}} - R_{\text{с}} I_{\text{с}}$$

Ўзгарувчан ташкил этувчи бўйича манфий тескари алоқа ҳосил бўлмаслиги учун резистор $R_{\text{с}}$ га параллел конденсатор $C_{\text{с}}$ уланади. $C_{\text{с}}$ қиймати шундай танлаб олинадики ўзгарувчан ташкил этувчининг энг кичик частотаси учун ҳам унинг қаршилиги жуда кичик бўлиши шарт. Шу сабабли амалиётда $C_{\text{с}}$ ўрнида электролитик конденсатор ишлатилади. Бошқача қилиб айтганда, $C_{\text{с}}$ эмиттер занжиридаги ўзгарувчан ташкил этувчиларни қисқа туташтиради.

Конденсатор $C_{\text{с}}$ ажратувчи конденсатор деб номланиб кириш занжиридаги ўзгармас ташкил этувчини кучайтиргичнинг киришига ўтказмай фақатгина ўзгарувчан ташкил этувчини ўтказиши шарт.

Шу сабабли унинг қаршилиги сигналининг энг кичик частотасига қуйидаги тенглик орқали ифодаланиши шарт.

$$X_{C_{\text{с}}} = 1/(2\pi \cdot f_{\text{с}}) \ll R_{\text{с}}, X_{C_{\text{с}}} \ll Z_{\text{манба}} \quad (5.62)$$

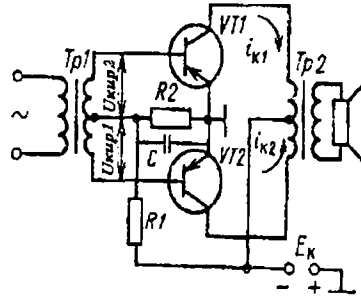
Бунда: $f_{\text{с}}$ – сигнал частотаси;

$Z_{\text{манба}}$ – сигнал манбаи занжирининг тўлиқ қаршилиги;

$R_{\text{с}}$ – база занжирининг қаршилиги бўлиб, у $R_{\text{с}} = U_{\text{сбм}} / I_{\text{сбм}}$ га тенг.

Икки тактли қувват кучайтиргичлар. А режимда ишлайдиган икки

тактли қувват кучайтириш схемаси 5.31-расмда ифодаланган. У битта юклага ишлайдиган икки елгага жойлашган бир хил иккита кучайтиргичдан ташкил топган. Елкадаги кучайтиргичлар симметрик бўлиб, ундаги VT1, VT2 транзисторлар бир хил турли, бир хил электрик катталикларга эга бўлиши шарт. Шу билан бирга кириш Tr_1 ва чиқиш Tr_2 трансформаторларининг ўрта қисқичлари трансформатор чўлғамларининг тенг ўртасига уланган бўлиши керак. $R1$ ва $R2$ лар кучланишни бўлувчи қаршиликлар бўлиб транзисторнинг силжиш кучланишини ҳосил қилади. Tr_2 трансформаторнинг ўрта қисқичи орқали транзисторларнинг коллекторига $E_{\text{к}}$ манбаи уланади. Киришда сигнал йўқ ҳолати сукунат ҳолати деб юритилади.



5.31-расм. Икки тактли қувват кучайтиргич схемаси

Сукунат ҳолатда VT1 VT2 транзисторларидан сукунат тоқлари $I_{\text{к01}}$ ва $I_{\text{к02}}$ тоқлари оқиб ўтади. Уларнинг қиймати транзистор иш нуқтасининг жойлашишига боғлиқдир. Бу икки тоқлар Tr_2 чиқиш трансформаторининг бирламчи чўлғамидан ўрта қисқичи орқали қарама–қарши йўналишда оқиб ўтади. Шу сабабли Tr_2 чиқиш трансформаторининг бирламчи чўлғамда тоқларнинг таъсирида ҳосил бўлган магнит оқимлар бир – бирига қарама – қарши йўналган бўлиб, бир – бирини компенсациялайдилар, яъни трансформатор ўзагида ўзгармас тоқлар ҳисобига магнитланиш ҳосил бўлмайди. Бу эса трансформаторнинг массасини, ҳажмини камайтиришга имкон яратади. Бу эса трансформаторнинг таннархини арзонлаштиради. Айттайлик кириш трансформатори Tr_1 га сигнал узатилиши (содалик учун сигнал синусоидал кўринишига эга бўлсин) Tr_1 нинг иккиламчи чўлғамларида

иккита амплитудалари бир – бирига тенг фазалар жиҳатдан эса 180° га силжиган $U_{куп1}$ ва $U_{куп2}$ сигналлари ҳосил бўлади. Улар VT1 VT2 транзисторларнинг база эмиттер киришига узатилади. Кириш сигналлари кучланиши ҳисобига транзисторларнинг коллектор занжирида ўзгарувчан $i_{к1}$ ва $i_{к2}$ коллектор тоқлари ҳосил бўлади.

Транзисторлар симметрик бўлгани сабабли бу икки тоқларнинг амплитудалари тенг, фазалари эса 180° га силжиган бўлади. Яъни уларнинг қийматлари қуйидагича:

$$i_{к1} = I_{к01} + I_{к1m} \cos \omega t; \quad i_{к2} = I_{к02} - I_{к2m} \cos \omega t.$$

Бу формуладан хулоса қилинганда VT1, VT2 транзисторлар 180° силжиган ҳолатда ишлайди. VT1, VT2 транзисторларнинг коллектор тоқлари чиқиш трансформаторнинг бирламчи чўлғамларидан қарама–қарши йўналишда оқадилар. Шу сабабли улардан ҳосил бўлган магнит оқимларнинг фазаси 360° га тенг бўлади.

Tp_2 нинг ўзагидаги ўзгарувчан магнит оқим, Φ иккиламчи чўлғамидаги ўзгарувчан тоқларнинг айирмасига пропорционалдир, яъни

$$\Phi = A (i_{к1} - i_{к2}) = A (I_{кp1} + I_{к1m} \cos \omega t - I_{кp2} + I_{к2m} \cos \omega t)$$

Бунда: A–пропорционаллик коэффициенти.

Елкаларнинг симметрик шarti бажарилганда:

$$I_{к01} = I_{к02} \text{ ва } I_{к1m} = I_{к2m} = I_{км}$$

Формула қуйидаги кўринишга келади:

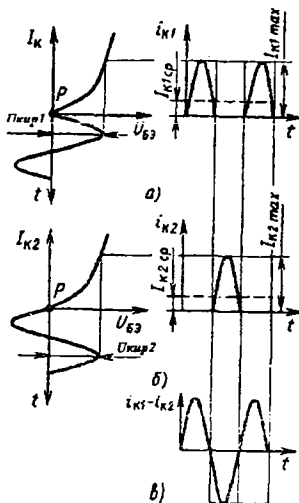
$$\Phi = 2A I_{км} \cos \omega t.$$

Шундай қилиб, чиқиш трансформаторининг иккиламчи чўлғамида ўзақдаги умумий магнит оқими ҳисобига электр юритувчи куч ҳосил бўлади. Унинг амплитудаси коллектор ўзгарувчан тоқларининг амплитудасидан икки маротаба катта бўлади. Шу сабабли икки тактли кучайтиргичдан чиқаётган сигнални қуввати икки марта катта бўлади.

Юқоридаги айтганлардан кўринадики, икки тактли кучайтиргичнинг чиқиш қуввати, бир тактли кучайтиргичга нисбатан икки марта катта бўлади.

Икки тактли кучайтиргичларда чизиксиз бузилишлар кичик бўлади, чунки жуфт гармоникалар чиқиш трансформаторида компенсацияланади.

Икки тактли кучайтиргичнинг яна бир афзаллиги, манба кучланишининг пульсациясига таъсирчан эмас. Яъни манба кучланишининг пульсацияланиши бир вақтда $i_{к1}$ ва $i_{к2}$ коллектор тоқларини ўзгаришига олиб келади. Бундай ҳол трансформатор бирламчи чўлғамларида қўшимча магнит оқимларини ҳосил қилади. Уларни фазалари 180° силжиганлиги сабабли компенсацияланадилар. Шу сабабли кучайтиргичнинг чиқишида манба кучланишининг пульсацияланиши ҳисобига ҳосил бўлувчи фон бўлмайди. Икки тактли кучайтиргични бундай хусусияти манба қўйиладиган силлиқловчи



5.32-расм. Икки тактли қувват кучайтиргичларнинг В режимда ишлаш графиги

фильтрлар схемасини содалаштириш, фильтр конденсатори C_ϕ , ғалтак индуктивлиги L_ϕ қийматларини кичик қилиб олиш имконини яратади.

Икки тактли қувват кучайтиргичлар АВ ва В режимларда ишлайдилар. Икки тактли қувват кучайтиргичи А режимда ишлаганда ФИК кичик бўлади. Шу сабабли бу режим кам ишлатилади.

Икки тактли кучайтиргичнинг афзаллиги транзисторларни В режимда ишлашида яққол намоён бўлади (5.32–расм). Бу режимда кириш сигнали таъсирида коллектор занжирида ҳосил бўладиган коллектор тоқлар импульс кўринишида бўлиб, улар кетма – кет пайдо бўладилар. Яъни сигналнинг биринчи ярим даврида биринчи VT1 транзистори очилса (шу вақт оралиғида VT2 транзистори берк бўлади). Кейинги ярим даврда эса иккинчи VT2 транзистор очилади.

Импульсли коллектор тоқлари чиқиш трансформаторининг бирламчи чўлғамининг биринчи ва иккинчи қисмларидан вақт бўйича ярим даврга силжиган ҳолатда кетма–кет, қарама–қарши йўналишда оқиб ўтади улар ҳисобига ҳосил бўлган магнит оқимлари бир давр оралиғида қўшилиб T_{p2} чиқишда бир бутун чиқиш сигнали ҳосил бўлади.

Юқоридаги айтилганларга кўра икки тактли кучайтиргичлар қуйидаги афзалликларга эгадир:

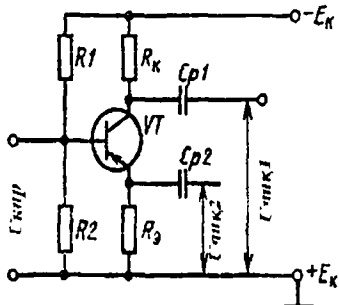
- бир тактли кучайтиргичга нисбатан чиқиш қуввати икки марта катта;
- чиқиш бузилиши кичик;
- транзисторлар тўлиқ ишлатилади;
- сукунат токи кичик;
- фойдали иш коэффиценти катта;
- манба кучланишининг пульсациясига таъсирчан эмас;
- манба ҳисобига ҳосил бўладиган каскадлар аро паразит боғланиш йўқотилади;
- барқарор ишлаши таъминланади.

Икки тактли кучайтиргич схемасини камчилиги:

- схемани мураккаблиги;
- иккита транзистордан иборатлиги;
- киришга иккита бир хил амплитуда

қийматли ва фазалари 180° га силжиган

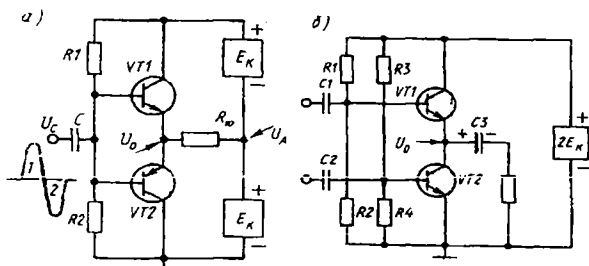
кириш сигнали берилиши керак. Сигнални иккита бир хил амплитуда қийматли фазалари 180° силжиган сигнал қилувчи қурилмага фазаинвертор дейилади. Фазаинверторлар икки турда бўладилар. Биринчиси, кириш трансформаторининг иккинчи чўлғамини ўртасидан ўрта қисқич чиқазилади. Бундай трансформаторнинг камчилиги иккиламчи чўлғамнинг иккала қисмидаги чўлғамлар сони бир хил бўлишини таъминлаш қийин. Иккинчи транзистор орқали ҳосил қилиш (5.33 – расм). Бу схемада R_k ва R_3 ларда ҳосил бўлган сигнал кучланиши C_{p1} ва C_{p2} сифимлар орқали чиқишга узатилади. Бунда $U_{чик1}$ ва $U_{чик2}$ лар бир – бирдан 180° га силжиган бўлиб u ва R_3 лар қийматларини танлаш йўли билан чиқиш кучланишларининг амплитудаларини бир хил қилиб олинади.



5.33-расм. Фазаинвертор схемаси

Трансформаторсиз икки тактли қувват кучайтиргичлар.

Юқорида кўриб чиқилган икки тактли қувват кучайтиргичлар схемасининг мураккаблиги ва таннархи баландлиги сабабли трансформаторсиз ва фазоинверторсиз икки тактли қувват кучайтиргич схема ишлаб чиқилган (5.34.а,б- расм).



5.34-расм. Икки тактли трансформаторсиз қувват кучайтиргичи: а) иккита ва б) битта таъминлаш манбали

Расмда фазоинвертор ўрнига биринчи кучайтиргичнинг транзистори VT1 ни р-п-р иккинчи транзистор VT2 ни эса п-р-п типли қилиб олинган. Бундай кучайтиргич схемасининг ишлаш принципини кўриб чиқамиз, айтилик кучайтиргич А – режимда ишласин.

Кучайтиргичларнинг ўзгармас ток бўйича иш режими R_1, R_2 кучланиши бўлувчи резисторлар орқали ҳосил қилинади. Иш режим кучланиши U_{cup} қийматини шундай танланадики транзисторларнинг умумий нуқтасидаги U_0 кучланиш қиймати манба E_k кучланиш қийматига тенг бўлсин. Бундай ҳолда юклама қаршилиги $R_{ю}$ да ўзгармас ток бўлмайди.

Кириш сигнали ажратувчи C конденсатори орқали бир вақтнинг ўзида битта сигнал иккала транзистор VT1, VT2 ларнинг базасига узатилади. Кучайтириладиган сигнални айтилик соддалик учун синусоидал кўринишида деб қараймиз. Сигналнинг биринчи ярим даврининг мусбат қиймати VT1 транзисторнинг база токини орттиради. VT2 транзисторнинг база токини эса камайтиради. Бунда VT1 транзисторнинг коллектор токи ортади. VT2 транзисторнинг коллектор токи эса камаяди. Яъни коллектор тоқлари иккита ўзгарувчан ва ўзгармас ташкил этувчилардан иборат бўлади. Транзисторлар ўзгарувчан ташкил этувчиларнинг йўналиши бир хил бўлиб, улар $R_{ю}$ юклама қаршилигида қўшиладилар. Ўзгармас ташкил этувчиларнинг I_{01} ва I_{02} йўналишлари қарама – қарши бўлиб юклама қаршилигида бир – бирини компенсациялайди. Кириш сигналнинг иккинчи ярим даврида VT2 транзисторнинг база ва коллектор тоқлари ортади. VT1 транзисторнинг база коллектор тоқлари эса камаяди. $R_{ю}$ юкламада бу икки тарнзисторда ҳосил бўлган ўзгарувчан тоқлар қўшиладилар ва чиқишда сигналнинг иккинчи ярим даврини ташкил этадилар. Шундай қилиб бу икки транзистор ўзгармас ток бўйича манбага кетма-кет уланган, ўзгарувчан ташкил этувчи бўйича эса транзистор юклама $R_{ю}$ га нисбатан параллел улангандир.

Трансформаторсиз қувват кучайтиргичлар нафақат А-режимда амалиётда кўпроқ В ва АВ режимларда ишлайди. Трансформаторсиз икки тактли қувват кучайтиргичнинг афзаллиги биринчидан чиқиш трансформатори йўқлигидир, Иккинчидан кириш трансформатори схемада ишлатилмаслиги, яъни кириш сигнали тўғридан-тўғри икки хил типли транзисторларнинг киришга узатилади.

Камчилиги–иккита бир хил қийматли E_k манба ишлатилиши ва VT1 - VT2 транзисторларнинг параметрлари бир хил бўлиши шарт. Бундай схема юқори сифатли қувват кучайтиргичларда ишлатилади.

Кучайтиргичнинг кучайтириш сифатига катта талаблар қўйилмаса 5.34.б–расмда кўрсатилган схема ишлатилиши мумкин. Унда манба кучланишни қиймати $2E_k$ га тенг қилиб олинади. Юклама қаршилиги ажратувчи конденсатор C_3 орқали VT1 - VT2 транзисторларнинг умумий нуқтасига улангандир. R_1, R_2 ва R_3, R_4 лар VT1 - VT2 транзисторларнинг иш нуқтасини белгилайди, транзисторларнинг умумий нуқтасидаги кучланиш U_0 нинг қиймати манба кучланиши $2E_k$ нинг ярим қиймати олинади. Шу сабабли конденсатор C_3 E_k қийматгача зарядланади. Айтайлик кучайтиргич В режимда ишласин, унда схемадаги VT1 - VT2 транзисторларнинг киришига бир – биридан 180° силжиган лекин амплитудалари ва ўзгариш қонуниятлари бир хил бўлган икки сигнал узатилади. Айтайлик соддалик учун кириш сигнали синусоидал кўринишига эга бўлсин у ҳолда VT1 транзистор киришига келаётган сигналнинг биринчи ярим даври мусбат кўринишда бўлса шу моментда VT2 транзисторга келаётган сигналнинг биринчи ярим даври манфий қийматга эга бўлади. Бу икки кириш сигналлари таъсирида VT1 транзистори очилади (VT2 транзистор ёпилади) ва $2E_k$ манбадан VT1 транзистори C_3 конденсатори орқали юклама қаршилигидан ток оқиб ўтади. Юкламада ҳосил бўлган кучланиш чиқиш кучланишини ифодалайди.

Юқориди айтганимиздек конденсатор C_3 дан ток оқиб ўтиш жараёнида у $1E_k$ қийматигача зарядланади. Кириш сигналларининг 2- ярим даврида эса VT1 беркилади. VT2 транзистори очилади. Бундай ҳолда зарядланган, C_3 конденсатор VT2 транзистори ва юклама қаршилиги R_o орқали разрядланади (разряд токининг йўналиши заряд токининг йўналишига тесқаридир) разряд токи ҳисобига юклама қаршилигида потенциаллар тушуви ҳосил бўлиб, кучайтиргичнинг чиқиш кучланиши 2-ярим даврини ифодалайди. Схемада VT1 транзистор умумий коллекторли VT2 транзистор эса умумий эмиттерли схемада улангандир. Шу сабабли VT2 транзисторнинг чиқиш қаршилиги катта VT1 транзисторнинг чиқиш қаршилиги нисбатан кичик бўлади. Бундай номуаносиблик чизиқсиз бузилишларга олиб келади. Кучайтиргичларнинг схемаси содда, лекин чизиқсиз бузилишлари каттадир. Шу сабабли, у паст қувватли кучайтиргичларида ишлатилади.

6.50Б. Гармоник тебранишли генераторлар

Ўзгармас ток электр энергиясини талабдаги частота ва қувватга эга бўлган синусоидал шаклдаги электромагнит тебранишлар энергиясига айлантириб берувчи электрон қурилмаларга гармоник тебранишли генераторлар дейилади.

Гармоник тебранишли генераторлар икки сифатига – частотаси ҳамда уйғотиш услубига қараб синфларга ажратилади. Ҳосил бўладиган тебранишлар частотасига қараб генераторлар паст частотали (0,01-100 кГц); юқори частотали (0,1-100 МГц); ўта юқори частотали (100 МГц дан юқори) генераторларга бўлинади.

Уйғотилиш усулига қараб мустақил уйғонувчи ва ўз-ўзидан уйғонувчи (автогенератор) генераторларга ажратилади.

Мустақил уйғонувчи генераторлар юқори частотали қувват кучайтиргичлари бўлиб, уларнинг киришига автогенераторлардан тебранишлар узатилади. Юқори частотали ва паст частотали генераторлар электроника саноатида кенг тарқалган.

6.1. Автогенераторларнинг ўз-ўзини уйғотиш шартлари

6.1-расмда автогенераторлар схемасининг тузилиши келтирилган бўлиб, у \bar{K} кучайтириш коэффициентли кучайтиргич ва $\bar{\beta}$ тескари боғланиш коэффициентига эга бўлган мусбат тескари боғланиш занжиридан иборат.

Тескари боғланиш занжири сифатида частотага боғлиқ C тебранишли контури (юқори частотали автогенераторларда) ва RC - тўрт кутбли занжирлар (паст частотали автогенераторларда) қўлланилади.

Тескари боғланишли кучайтиргичларда кириш ва чиқиш кучланишлар қуйидагича ўзаро боғлиқ бўлади:

$$\dot{U}_{\text{кир}} = \bar{\beta} \dot{U}_{\text{чик}} \quad (6.1)$$

$$\dot{U}_{\text{чик}} = \bar{K} \dot{U}_{\text{кир}} \quad (6.2)$$

(6.1) ва (6.2) дан

$$\dot{U}_{\text{кир}} = \bar{K} \bar{\beta} \dot{U}_{\text{чик}} \quad (6.3)$$

Тенгламаси келиб чиқади ва у қуйидаги шарт бажарилганда ўринли бўлади:

$$\bar{K} \bar{\beta} = 1 \quad (6.4)$$

(6.4) шартнинг бажарилиши автогенераторларда сўнмас тебранишларни таъминлайди. (6.4) тенгламадаги \bar{K} ва $\bar{\beta}$ катталиклар комплекс катталиклар ҳисобланади, шунинг учун

$$|\bar{K}| e^{j\varphi} |\bar{\beta}| e^{j\psi} = K e^{j\varphi} \beta e^{j\psi} \quad (6.5)$$

ни ёзиш мумкин, бунда $|\bar{K}|/K$ ва $|\bar{\beta}|/\beta$ кучайтириш ва тескари боғланиш коэффициентларининг модуллари φ ва ψ тескари боғланиш занжирида K ва

β кириш ва чиқиш кучланишларининг фазовий силжишларини аниқловчи аргументлари. (6.5) тенглик қуйидаги шартларда бажарилиши керак:

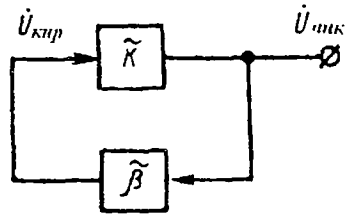
$$\Phi + \Psi = 0, \quad K\beta = 1 \quad (6.6)$$

(6.6) нинг биринчи тенгламаси фазалар баланси, иккинчиси амплитудалар баланси шартлари деб аталади. Фазалар баланси шarti схемада мусбат тескари боғланиш мавжудлигини билдиради. Амплитудалар баланси шarti автогенераторда энергия йўқолиши манбаидан мусбат тескари боғланиш занжири ёрдамида тўлдирилишига мос келади. Одатда K ва β қийматлари қуйидагича танлаб олинади.

$$K\beta \geq 1 \quad (6.7)$$

Кучайтиргич киришида бирор сабабга кўра пайдо бўлган бўлган кучсиз тебранишлар кучайтиргич ёрдамида K марта кучайтирилади ва тескари боғланиш занжири ёрдамида кучайган тебранишнинг бир қисми худди ўша фазада, бироқ бошланғич тебранишга нисбатан катта амплитуда билан кучайтиргичнинг киришига қайтадан берилади.

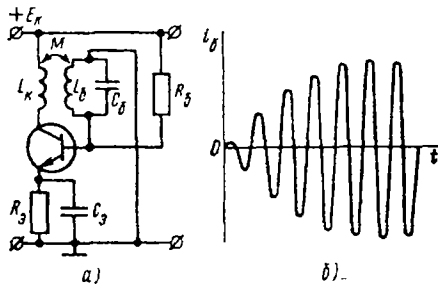
Сўнгра улар яна кучайтирилади ва жараён такрорланади. Бундай режимда тебранишлар амплитудаси $K\beta \geq 1$ шартига мос равишда ортиб боради. Кириш кучланиши амплитудасининг ошиши билан кучайтиргичнинг амплитуда характеристикасининг ночизиклиги (тўйиниш соҳаларига эга бўлиши) сабабли кучайтириш коэффициентини пасаяди ва $K\beta$ кўпайтма бирга тенг бўлиб қолади. Бунда юзага келган автотебранишлар режимига мос келувчи амплитудали барқарор тебранишлар ҳосил бўлади.



6.1-расм. Автогенератор структура схемаси

Умумий ҳолда K ва β катталиклар частотага боғлиқ бўлади. Шунинг учун

мусбат тескари боғланиш ихтиёрий кучайтиргичда ўз-ўзидан уйғониш шартлари бажарилганда автотебранишлар пайдо бўлади. Агар бу шартлар битта частота учун бажарилса, у ҳолда гармоник тебранишлар юзага келади, агарда бир вақтнинг ўзида бир неча частоталар (ёки частоталар кенглиги) учун бажарилса, у ҳолда бир неча (ёки кўп сонли) гармоник ташкил этувчилардан иборат мураккаб шакли тебранишлар пайдо бўлади.



6.2-расм. LC автогенератори:
 а) принципиал схемаси;
 б) автогенераторда сўнмас тебранишларнинг ҳосил бўлиши.

6.2. LC-автогенераторлар

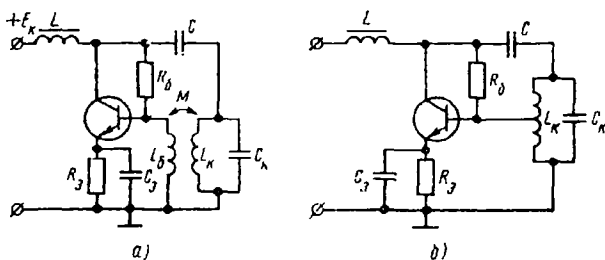
LC-автогенераторлар одатда бир каскадли кучайтиргичда бажарилади, унда мусбат тескари боғланиш занжири сифатида LC-резонанс контур қўлланилади.

Бундай генераторларнинг оддий схемаси 6.2.а-расмда келтирилган. Резонанс контурининг L_6 -ғалтаги коллектор занжирига уланган транзисторнинг L_x ғалтак билан индуктив боғланган.

Манба кучланиши берилганда тебраниш контурида $r \sqrt{L_6 / C_6}$ шарт бажарилганида $\omega_0 = 1/\sqrt{L_6 / C_6}$ частотали кучсиз тебранишлар юзага келади, контурда юзага келадиган i_6 ўзгарувчан тебраниш токи транзистор ёрдамида кучайтирилиб, L_x ғалтак орқали тебранишлар L_6, C_6 тебраниш контурига қайтади. Тебранишлар қўлами секин аста маълум қийматгача ортиб боради, чунки транзистор коллектор токининг чексиз ортиб кетишига йўл қўймайдиган чекловчи қурилма ҳисобланади (6.2-б расм). Ушбу схемада амплитудалар баланси шарти шундай йўлга қўйилганки, ω_0 резонанс частотасида контурдаги энергия йўқотилиши, L_x ғалтак орқали бериладиган манба энергияси ҳисобига тўлдирилади.

Қаралаётган автогенераторларда фазалар баланси шарти (6.6) га мувофиқ чиқиш (коллектор) U_x кучланиши U_6 кучланишига нисбатан 180° га фаза силжитиш йўли билан амалга оширилади (чунки улар орасидаги фаза бурчаги 180° га тенгдир). Амалда бу шарт индуктив ғалтакларнинг тегишли чўлғами ёрдамида бажарилади (резонанс контур ҳамда коллектор занжири ғалтаклари чўлғамларининг йўналиши қарама-қарши бўлиши керак).

Кучайтиргичнинг база занжирига уланган тебраниш контуридаги қувват унча катта бўлмайди, чунки транзисторнинг база занжиридаги ток ва кучланиш кичик қийматга эга бўлади. Шу сабабли бундай схемали автогенераторлар кам қўлланилади. Тебраниш контури 6.3.а-расмдагидек схемага уланган автогенераторлар кўпрок қўлланилади.



6.3-расм. Коллектор занжирида тебраниш контурли автогенератор схемаси (а) ва автотрансформаторли тескари алоқа (б).

Бундай автогенераторларда тебраниш контурининг қуввати 6.2.а-расмда схемаси келтирилган автогенераторлардагидек анча катта, чунки тебраниш

контури тўғридан тўғри манбага уланган. Автогенератордаги C конденсатор коллектор токининг ўзгармас ташкил этувчиси L_k ғалтакка ўтиб кетишининг олдини олади. Акс ҳолда чўлғамнинг қўшимча қизиби кетишига, ўзакдан фойдаланилганда эса – унинг қўшимча магнитланишига олиб келган бўлар эди. L - дроссел контурнинг ўзгарувчан ташкил этувчиси E_k манба орқали қисқа туташувнинг олдини олади. Бу автогенераторда ҳам, 6.2.а-расмда келтирилган автогенератордаги каби, трансформаторли тескари боғланиш ишлатилган. 6.3.б-расмда эса автотрансформаторли индуктив тескари боғланиш схемаси ишлатилган. Бунда контур схемага учта нуқта орқали уланади.

Уч нуқтали индуктив схемали автогенератордан ташқари, уч нуқтали сиғим автогенераторлар ҳам мавжуд. Автогенераторларнинг уч нуқтали схемали тузилишининг назарий жиҳатдан ток ва кучланишнинг ўзгарувчан ташкил этувчилари учун ўринли бўлган, умумлашган эквивалент схемани таҳлил қилиш ёрдамида асослаб бериш мумкин. (6.4–расм. Бу схемада контур x_1, x_2, x_3 реактив қаршиликлардан иборат бўлиб, уларнинг характер ва катталикларини фаза ҳамда амплитуда балансларининг шартлари орқали аниқлаш мумкин. Фаза баланс боғланиш x_2 қаршилиқ ёрдамида амалга оширилади.

6.4–расм. Тебраниш контури резонанс ҳолатда бўлиши учун x_2, x_3 реактив қаршиликларнинг йиғиндиси x_1 нинг реактив қаршилигига тенг ва қарама-қарши характерга эга бўлиши керак.

Бунда иккита ҳол бўлиши мумкин:

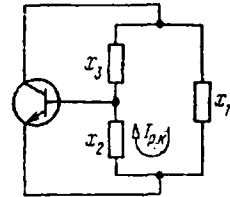
1) Агар x_1 реактив қаршилиқ сиғим хусусиятларига эга бўлса, у ҳолда x_2 ва x_3 реактив қаршиликларнинг йиғиндиси индуктив хусусиятга эга бўлиб, катталиқ жиҳатдан эса x_1 қаршилиқка тенг бўлади;

2) Агар x_1 реактив қаршилиқ индуктив хусусиятга эга бўлса, у ҳолда x_2 ва x_3 реактив қаршиликларнинг йиғиндиси сиғим хусусиятга эга бўлиб, катталиқ жиҳатдан x_1 қаршилиқка тенг бўлади.

Контурдаги U_1 ва тескари боғланиш занжиридаги U_2 кучланишлар бир хил фазада бўлса, фазалар баланс шarti бажарилади, бу эса x_1 ва x_2 қаршилиқлар бир хил хусусиятга эга бўлганда, яъни x_1 ва x_2 – L индуктив ғалтак ёки конденсаторлардан иборат бўлганда мумкин бўлади. Ушбу тасдиқлашни U_1 ва U_2 кучланишларнинг ўзгарувчан ташкил этувчилари учун ифодаларни ёзиб осон текшириш мумкин. Улар мос равишда кучайтиргичнинг чиқиш U_x ва тескари боғланишнинг U_6 кучланишлари ҳисобланади:

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= jx_1 I_{p,k} & \text{ва} & \dot{U}_2 = jx_2 I_{p,k} \\ & & \text{ёки} & \\ \dot{U}_1 &= -jx_1 I_{p,k} & \text{ва} & \dot{U}_2 = -jx_2 I_{p,k} \end{aligned}$$

Бу ерда $I_{p,k}$ – контурнинг резонанс токи.



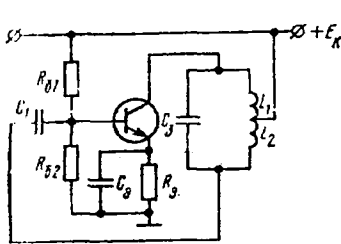
6.4-расм.
Автогенераторнинг
умулашган уч нуқтали
схемаси

x_1 ва x_2 қаршилиқлар ҳар хил хусусиятга эга бўлганда \dot{U}_1 ва \dot{U}_2 кучланишлар фаза бўйича 90° га силжиган бўлиб, фазалар баланси шarti бузилган бўлар эди.

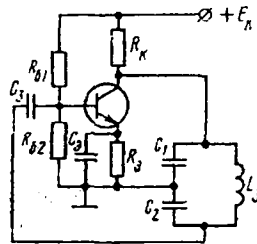
Тебраниш ҳосил қилиш учун реактив қаршилиқ x_3 характери бўйича x_2 реактив қаршилиқ характериға қарама-қарши ва x_3 қийматиға x_2 нинг қиймати катта бўлиши керак.

x_1 ва x_2 – индуктив ғалтақлар, x_3 – конденсатордан иборат автогенератор схемасини индуктив уч нуқтали автогенератор схемаси дейилади. (6.5-расм). Агар x_1 ва x_2 конденсатордан x_3 эса индуктив ғалтақдан иборат бўлса сиғимли уч нуқта деб юритилади (6.6-расм).

Уч фазали индуктив ва сиғим схемаларда амплитудалар баланси $\beta = x_2/x_1$, тескари боғланиш коэффициентининг $K\beta \geq 1$ шарт бажариладиган маълум қийматларида бажарилади. Бунга 6.5-расмдаги схемада L_1 ва L_2 индуктивликларнинг қийматини ва 6.6-расмдаги схемада C_1 ва C_2 сиғимлар қийматини ростлаш йўли билан эришилади.



6.5-расм. Индуктив уч нуқтали автогенератор схемаси



6.6-расм. Сиғим уч нуқтали автогенератор схемаси

Автогенераторларда баъзан гармоник тебранишлар шаклининг бузилиши кузатилади. Бу ўз-ўзини уйқотиш шартлари контурнинг резонанс частотасига яқин бўлган қатор гармоник ташкил этувчилар учун бажарилишини билдиради. Одатда бундай ҳодиса контурларининг сифат қиймати жуда кичик бўлган автогенераторларда юз беради. Автогенераторларда ушбу ҳодисани йўқотиш учун контурнинг сифат қиймати бир неча юз бирликка тенг бўлган контурлардан фойдаланиш лозим.

Тескари боғланиш коэффициенти β катта қийматга эга бўлган ҳолда ҳам шундай ҳодиса кузатилади, буни йўқотиш учун транзисторнинг эмиттер занжирига (C_3 конденсатор бўлмаган ҳолда) ростланадиган манфий тескари боғланиш ҳосил қилувчи R_3 ўзгарувчан резистор уланади. R_3 резисторнинг мавжуд бўлиши ҳосил қилинадиган тебранишлар амплитудасини стабиллаштириш имконини беради.

LC- автогенераторнинг энг катта камчилиги бу ҳосил бўлаётган тебраниш частотаси, ҳарорат ўзгаришиға транзисторнинг иш режимига, манба кучланишининг ўзгаришиға таъсирчандир.

Тебранишлар частотасининг чегараланган қийматидан четга оғиши белгиланган частотада ишловчи баъзи электрон қурилмаларнинг (резонанс

кучайтиргич, фаза ўзгартиргич ва бошқа) ишламай қолишига ёки катта хатолик билан ишлашига олиб келади.

Дестабиллаштирувчи омилларнинг частота ностабиллигига таъсири тебраниш контуридаги конденсаторлар сизими ва ғалтакларнинг индуктив катталиклари ўзгаришида намоён бўлади. Бу тебранишлар частотасини контурдаги конденсаторлар сизимининг ҳамда ғалтаклар индуктивлигининг абсолют қийматлари эмас, балки уларнинг турли паразит сизим ва индуктивликларни (уларнинг катталиклари ҳароратга, механик таъсирларга, ташқи электромагнит майдонларнинг таъсирига ва бошқаларга боғлиқ бўлади) ўз ичига олувчи эквивалент қийматлари белгилайди.

Частота ностабиллиги частота абсолют четлашиш Δf нинг ишчи частота f_0 га нисбати орқали ифодаланadi:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{1}{2} \left| \frac{\Delta L}{L_k} + \frac{\Delta C}{C_k} \right| \quad (6.8)$$

Бу ерда ΔL ва ΔC - ғалтак индуктивлигининг ва конденсатор сизимининг дестабиллаштирувчи омиллар таъсирида ўзгариш қиймати.

Ҳароратнинг таъсири индуктив ғалтаклар ва конденсаторларнинг чизиқли ўлчамларининг ўзгаришида кўринади. Масалан, ҳарорат ортиши билан кўрсатилган элементларнинг чизиқли ўлчамлари ортади, натижада тебраниш контурининг сизими ва индуктивлиги мос равишда ΔC ва ΔL катталикларга ўзгаради. Ҳарорат 1°C га ўзгарганда конденсатор сизимининг нисбий ўзгариши

$\frac{\Delta C}{C}$ га сизимнинг ҳарорат коэффициенти дейилади. (КҲК). У мусбат ёки манфий бўлиши мумкин. Масалан, керамик конденсаторлар тахминан $(30-50) \cdot 10^{-6}$ мусбат ва $(30-50) \cdot 10^{-6}$ манфий (КҲК) билан ишлаб чиқарилади.

Ҳарорат 1°C га ўзгарганда ғалтак индуктивлигининг $\frac{\Delta L}{L}$ нисбий ўзгариши индуктивликнинг ҳарорат коэффициенти ИҲК дейилади. Термостабиллиги энг яхши бўлган ғалтакларнинг ИҲК $(50-100) \cdot 10^{-6}$ катталикка эга. Шунингдек, ҳосил қилинадиган тебранишларнинг частотаси ҳарорат ўзгариши сабабли юз берадиган ностабилликка, транзисторлар параметрларининг ўзгариши кучли таъсир қилади.

Частотанинг ностабиллигини камайтириш учун асосан икки усул ишлатилади: параметрли ва кварцли частотани стабиллаштириш.

Частотани параметрли стабиллаштириш усулида автогенераторларда ҳосил қилинадиган тебранишлар частотасига биринчидан ташқи омиллар таъсирини сусайтиришдан, иккинчидан тебранишлар частотанинг ўзгармаслигини таъминловчи генератор элементларини танлашдан иборат. Биринчиси, масалан, тебраниш контури ташқи электромагнит тўлқинлардан ҳимоя қилиш учун, экранланади. Вибрация таъсирини камайтириш учун эса генератор йиғилган асоси оғирроқ қилиб танланади. Иккинчиси генераторга бир вақтнинг ўзида мусбат ва манфий сизим ҳарорат коэффицентли КҲК конденсаторларнинг уланишидан иборат бўлиб, у ҳарорат ўзгаришларининг таъсирини пасайтиради. Параметрли стабиллаштириш частота ностабиллигини 10^{-5} гача пасайтириш имконини беради.

Частотани кварцли стабиллаштириш кварц резонаторларини қўллашдан иборат бўлиб, жуда паст, одатда 10^{-7} тартибли, частота ностабиллигини беради.

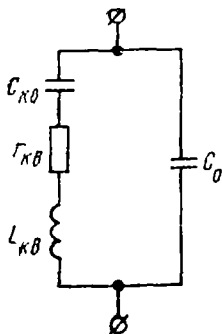
Кварц резонатор кварц тутгичга ўрнатилган тўғри тўртбурчак ёки доира шаклидаги юпқа минерал (кварц ёки турмалин) пластинкадан иборат бўлади. Маълумки, кварц пьезоэффект хусусиятига яъни кварц пластинка сиқилганда унинг қарама-қарши қирраларида турли хил ишорали электр зарядлар пайдо бўлади, пластинка чўзилганда эса худди ўша қирраларда зарядлар ишоралари алмашади. Кварц пластинкага ўзгарувчан электр майдон таъсир қилганда, унда эластик механик тебранишлар юзага келиб, улар ўз навбатида қирраларда электр заряди пайдо бўлишига олиб келади. Шундай қилиб, кварц кристалли пластинкаси резонанс хусусиятига эга бўлган электромеханик тизимдан иборатдир. Геометрик ўлчамлари ва кесимининг йўналтирилганлигига қараб ҳар бир пластинканинг резонанс частотаси қатъий индивидуал бўлиб, бир неча ўн килогерцдан бир неча ўн мегагерц оралиқда бўлади.

Кварц резонатори электр тебраниш контурига эквивалентдир. Кварц резонаторининг эквивалент схемаси 6.7-расмда тасвирланган. Схемадан кўринадики, кварц кетма-кет уланган $C_{кв}$, $L_{кв}$, $r_{кв}$ элементлар ва уларни шунтловчи C_0 кварц тутгичини характерли сифимга эквивалентдир.

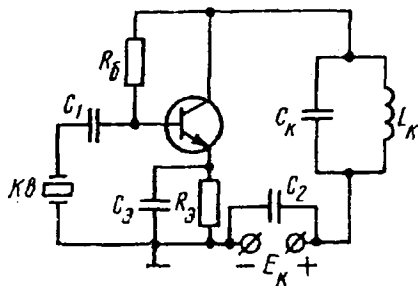
Кварцнинг индуктивлиги $L_{кв}$ сезиларли катталиқка ўнлаб микрогенридан бир неча миллигенригача етади. Кварцнинг $C_{кв}$ сифими кичик (пикофараднинг юздан бир қисмигача) кварц резонатор ўткир резонансга эга бўлиб, $r_{кв}$ қаршилиги одатда ўн Ом гача бўлади. Шунинг учун кварцнинг сифат қиймати 10^5 - 10^6 гача етади, яъни индуктив ғалтак ва конденсатор каби дискрет элементларда бажарилган контурларнинг сифатидан 10^2 - 10^3 марта катта. Кварц резонаторнинг эквивалент схемасидан кўришиб турганидек, у иккита резонансга эга бўлиши мумкин; кучланиш резонанси

($\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{кв} C_{кв}}}$ резонанс частотали) ва ток резонанси ($\omega_1 = 1 / \sqrt{C_{эқв} L_{кв}}$) бу

ерда $C_{эқв} = C_0 C_{кв} / (C_0 + C_{кв})$. $C_0 > C_{кв}$ бўлгани учун резонанс ω_0 ва ω_1 частоталар



6.7-расм. Кварц резонаторининг эквивалент схемаси



6.8-расм. Частотани кварц билан стабиллаштирувчи автогенератор схемаси.

бир биридан кам фарқ қилади.

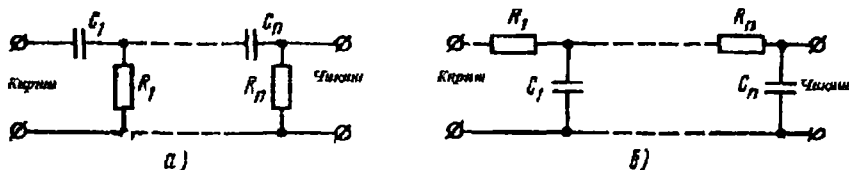
ω_v ва ω_r частоталар қийматларидан фарқли қийматларда кварц резонаторнинг эквивалент қаршилиги сизим ёки индуктив хусусиятга эга бўлади. Шу сабабли кварц генераторга турлича схемада уланиши мумкин. Кварц резонатори тескари боғланиш занжирига тебраниш контури сифатида (6.8-расм) ёки уч нуқтали автогенераторга тебраниш контури тармоғининг индуктив элементи сифатида улаш мумкин. (6.6-расмга қаранг).

Частотани кварц усулда стабиллаштириш одатда бир хил частотада ишловчи автогенераторларда фойдаланилади. Частотани стабиллаштиришда кварцдан ташқари турмалин пластинкалари ҳам ишлатилади, бироқ бу минерал кварцдан қиммат бўлгани сабабли кам қўлланилади. Паст частотани стабиллаштириш учун камертонли ёки махсус қорихмадан ясалган магнитострикцион вибраторлар қўлланилади.

6.3. RC-автогенераторлар

Инфра паст ва паст частотали гармоник тебранишларни ҳосил қилиш учун тебраниш контуридаги ғалтакларнинг индуктивлиги ҳамда конденсаторларнинг сизими катта қийматларга эга бўлиши керак. Шу сабабли LC- автогенераторлардан фойдаланиш мақсадга мувофиқ эмас. Инфра паст ва паст частотали гармоник тебранишларни ҳосил қилиш учун RC- автогенераторлардан фойдаланилади. RC-автогенераторлар бир неча герцдан бир неча мегогерцгача ишлай олади. Бироқ LC- автогенераторлар билан солиштирганда RC-автогенераторларнинг устунлиги айнан паст ва инфрапаст частоталарда намоён бўлади, чунки бу частоталар диапазонида тебранишлар параметрлари стабил бўлган резистор ва конденсаторлардан фойдаланиш ҳисобига стабиллиги юқори бўлган частотага эга бўлади. Бундан ташқари бир хил истеъмол қувватига эга RC-автогенераторлар LC- автогенераторларга нисбатан кичик ўлчамга, массага ва таннарга эга бўлади. Юқорида кўрилган 6.1-расмда автогенераторнинг тузилиш схемаси ифодаланган. RC-автогенератори бир ёки кўп каскадли кучайтиргичдан ва RC кўринишидаги тескари боғланиш занжирлардан иборат бўлади.

RC-автогенераторларда қўлланиладиган Г-симон (6.9.а,б-расм). Вин кўприги ва Т-симон кўприк схемали кўринишидаги RC занжирлар частотага боғлиқ занжирлар ҳисобланади.



6.9-расм. Частотага боғлиқ занжирлар: а) Г симон дифференциал RC занжир; б) Г симон интеграл RC занжир.

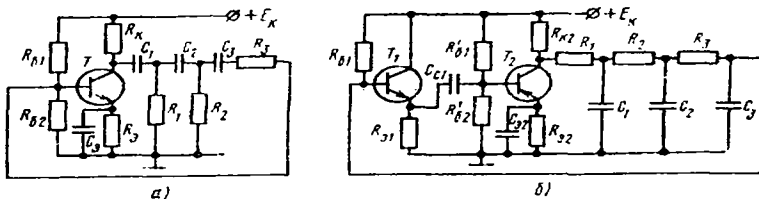
Г-симон тескари боғланишли RC-автогенератори. Бу автогенератор (6.10-расм) мусбат тескари боғланишли кучайтиргич каскадидан иборат. Кучайтиргичнинг кириш ва чиқиш кучланишлари фаза бўйича 180° га

силжигандир. Агар чиқиш кучланишини бевосита кучайтиргич киришига берилса, у ҳолда манфий тескари боғланиш ҳосил бўлиб, генерация ҳосил бўлмайди. Фазалар баланси шarti бажарилиши учун кучайтиргични чиқишидан киришига узатиладиган тебраниш фаза бўйича 180° га силжитиш керак. Бу вазифани учта бир хил RC элементларидан иборат Г-симон RC занжирлар бажаради, ҳар бир RC қисм тебраниш фазасини 60° га силжита олади.

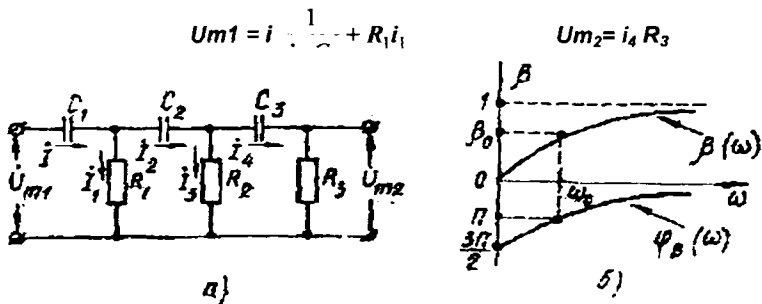
Уч қисмли дифференциалловчи RC занжирлар. Бундай занжирнинг схемаси 6.11.а-расмда кўрсатилган. Унинг частотавий ва фазавий характеристикасини аниқлайлик. Бунинг учун унинг комплекс узатиш коэффициенти β ни топиш керак.

Кирхгоф тенгламасини ёзиб:

$$\begin{aligned}
 i &= i_1 + i_2 & i_1 R_1 &= i_2 \frac{1}{j\omega C_2} + R_2 i_3 \\
 i_2 &= i_3 + i_4 & i_3 R_3 &= i_4 \left(\frac{5}{j\omega C_3} + R_3 \right)
 \end{aligned} \tag{6.9}$$



6.10-расм. Г-симон RC занжирли фаза силжитувчи автогенератор схемаси: а) бир каскадли б) икки каскадли



6.11-расм. Уч қисмли дифференциалловчи RC занжир (а) ва унинг частотавий ва фазавий характеристикаси (б).

(6.9) тизимдаги тоқларнинг ифодаларини йўқотиб ва соддалаштириб, сўнг β ни аниқлаш керак:

$$\beta = \frac{U_{m2}}{U_{m1}} = \frac{1}{\left[\frac{1}{\omega^2 C_2 R^2 C_3} + \frac{1}{\omega^2 C_1 C_2 R^2} + \frac{R_2}{\omega^2 C_1 C_2 R_1 R_3^2} + \frac{1}{\omega^2 C_1 C_2 R_1 R_2} + \frac{1}{\omega^2 C_1 C_2 R_1 R_3} \right] + j \left[\frac{1}{\omega^3 C_1 C_2 C_3 R_1 R_3^2} + \frac{R_2}{\omega^2 C_3 R_3^2} + \frac{1}{\omega C_2 R_2} + \frac{1}{\omega C_1 R_2} + \frac{1}{\omega C_1 R_1} + \frac{1}{\omega C_1 R_3} \right]} \quad (6.10a)$$

(6.10a) ифода махражининг ҳақиқий қисмини «а» мавҳум қисмини «b» деб белгиласак, у қуйидаги содда кўринишга келади:

$$\beta = \frac{1}{\alpha + jb} \quad (6.10b)$$

Унинг модули

$$\beta = \frac{1}{\alpha^2 + b^2} \quad (6.11)$$

тескари боғланиш занжирининг частотавий характеристика аргументи эса қуйидаги формула билан ифодаланади:

$$\varphi_\beta = \arctg \frac{b}{\alpha} \quad (6.12)$$

у фазавий характеристикасини ифодалайди. Бу икки катталикнинг қийматлари график шаклида кўрсатилган (6.11.б-расмда). Унда ω_0 частотада $b=0$ бўлиб, фаза силжиши эса π га тенг экани кўринади. Қолган частоталарнинг фаза силжишлари эса π дан фарқли бўлади. Шунинг учун генераторда фақат ω_0 частотали тебранишлар ҳосил бўлади. Хусусий ҳолда $R_1=R_2=R_3=R$ ва $C_1=C_2=C_3=C$ бўлса, бу частота

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{6RC}} \quad (6.13)$$

га тенг бўлади.

Бу ҳолда амплитудалар шarti бажарилиши учун $\beta_0 = \frac{1}{29}$, яъни кучайтириш коэффициентини $K \geq 29$ бўлиши керак.

Уч қисмли интегралловчи RC занжирлар (6.12.а-расм) Агар $C_1=C_2=C_3=C$ ва $R_1=R_2=R_3=R$ бўлса, у ҳолда Кирхгоф тенгламаларини ёзиб соддалаштириш ўтказилса, филтърнинг узатиш коэффициенти учун қуйидаги ифода ҳосил бўлади:

$$\dot{\beta} = \frac{\dot{U}_{m2}}{\dot{U}_{m1}} = \frac{1}{(1 - 5\omega^2 C^2 R^2) + j(6\omega RC - \omega^3 R^3 C^3)} \quad (6.14)$$

унинг модули

$$\beta = \frac{1}{\sqrt{(1 - 5\omega^2 C^2 R^2)^2 + (6\omega RC - \omega^3 R^3 C^3)^2}} \quad (6.15)$$

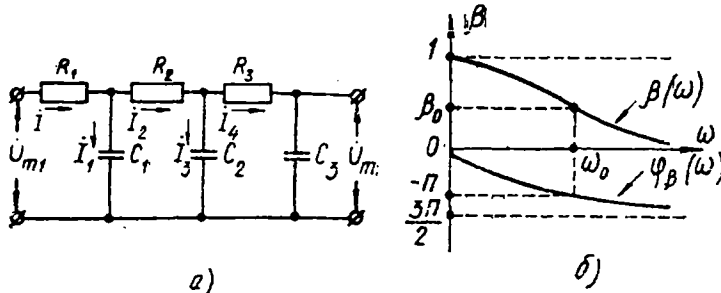
занжирнинг частотавий характеристикасини, аргументи қуйидаги формула билан ифодаланеди.

$$\varphi_{\beta} = -\operatorname{arctg} \frac{6\omega RC - \omega^3 R^3 C^3}{1 - 5\omega^2 R^2 C^2} \quad (6.16)$$

у фазавий характеристикасини ифодалайди (6.12.б-расм) (6.15) ва (6.16) ифодалар генерация шартлари

$$\omega_0 = \frac{\sqrt{6}}{RC} \quad (6.17)$$

частотада бажарилишини ва бунда $K \geq 29$ бўлиши кераклигини кўрсатади.



6.12-расм. Уч звеноли интеграцияловчи занжирли RC-занжир (а) ва унинг частотавий ва фазавий характеристикаси (б).

Демак, частота фильтри уч звеноли бўлган RC-генераторда кучайтиргичнинг кучайтириш коэффициенти RC-қисмларини схематик уланиш кўринишига боғлиқ эмас экан.

Тўрт қисмли дифференциалловчи RC занжирлар. Айрим ҳолларда занжирдаги RC қисмлар тўртта бўлиши мумкин. Бу занжирнинг комплекс узатиш коэффициенти қуйидагича ифодаланеди:

$$\dot{\beta} = \frac{1}{\left(1 + \frac{1}{\omega^4 C^4 R^4} - \frac{15}{\omega^2 C^2 R^2}\right) + j\left(\frac{7}{\omega^3 C^3 R^3} - \frac{10}{\omega RC}\right)} \quad (6.18)$$

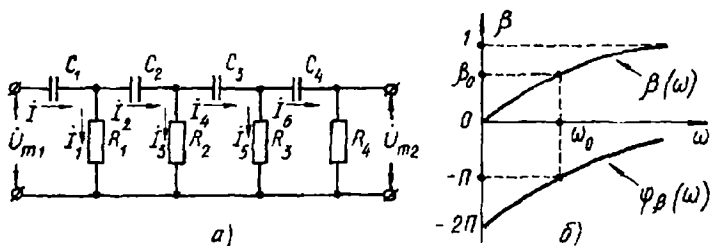
ундан занжирнинг частотавий характеристикаси

$$\beta = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{\omega^4 C^4 R^4} - \frac{15}{\omega^2 C^2 R^2}\right)^2 + \left(\frac{7}{\omega^3 C^3 R^3} - \frac{10}{\omega RC}\right)^2}} \quad (6.19)$$

фазавий характеристика эса,

$$\varphi_{\beta} = -\operatorname{arctg} \left[\frac{\frac{7}{\omega^3 C^3 R^3} - \frac{10}{\omega RC}}{1 + \frac{1}{\omega^4 C^4 R^4} - \frac{15}{\omega^2 C^2 R^2}} \right] \quad (6.20)$$

кўринишида ифодаланиши аниқланади. Уларнинг графиклари 6.13.б-расмда кўрсатилган.



6.13-расм. Тўрт қисмли дифференциалловчи RC занжир (а) ва унинг частотавий ва фазавий характеристикаси.

(6.19) ва (6.20) ифодалардан генераторнинг генерация частотаси

$$\omega_0 = \sqrt[7]{10} \cdot \frac{1}{RC} \quad (6.21)$$

бўлишини ва унда $\beta_0 = \frac{1}{84}$ яъни $K \geq 18,4$ эканини аниқлаш мумкин.

Шундай қилиб, юқорида келтирилган мисоллардаги каби ҳисоблаш йўли билан RC- қисмларнинг сони ихтиёрий бўлганда тескари боғланиш занжири учун ω_0 генерация частотасини ва унинг β_0 узатиш коэффицентини аниқлаш мумкин.

Кўриб чиқилган автогенераторнинг ҳосил қилаётган тебранишлар частотасини ўзгартириш учун уч, тўрт қисмдаги R_1, R_2, R_3, R_4 ларни еки C_1, C_2, C_3, C_4 ларнинг қийматларини бараварига ўзгартириш даркор.

Кўриб чиқилган RC схемали автогенераторлар қуйидаги камчиликлардан иборат: 1) Тескари боғланиш занжири кучайтиргич каскадини шунтлайди натижада кучайтиргичнинг кучайтириш коэффиценти камаяди, оқибатда амплитуда баланси бузилиши ҳосил бўлади. Бу эса автогенератор ишлаб чиқарадиган тебранишнинг нобарқарорлигини ҳосил қилади. 2) RC занжирнинг резонанс хусусияти ўтмас бўлганлиги сабабли ўз-ўзини уйғотиш шарти нафақат резонанс частота f_0 учун балки унга яқин бўлган частоталар учун ҳам бажарилади. Шу сабабли автогенератор биргина f_0 частотали тебранишдан ташқари ён частотали тебранишларни ҳам ишлаб чиқаради. Бундай ҳол эса генератор ишлаб чиқараётган синусоидал тебранишнинг шаклини бузилишига сабаб бўлади.

Биринчи камчиликни бартараф этиш учун тескари боғланиш занжири билан кучайтиргичнинг кириш ораллиғига эмиттер қайтаргич схемали кучайтиргич каскади уланади (6.10.б-расм). Иккинчи камчиликни бартараф этиш учун эса эмиттер занжирини R_3 қаршиликни улаб ўзгармас ташкил этувчи буйича манфий тескари боғланиш ҳосил қилинади.

7.БОБ. Импульсли курилмалар ва ҳисоблаш техникаси

7.1. Аррасимон генераторлар

Чекланган вақт оралиғида чиқиш кучланишининг даврий, бир текис ортиб сўнг бошланғич ҳолатига кескин қайтишига чизиқли ўзгарувчан (аррасимон) генераторлар дейилади.

Аррасимон тебранишнинг кўриниши 7.1-расмда ифодаланган бўлиб, у қуйидаги катталиқлар билан характерланади: тебраниш даври T , иш йўлининг давомийлиги T_p , тескари иш йўлининг давомийлиги $T_{мес}$, амплитудаси U_m , чизиқсизлик коэффиценти ε .

Чизиқсизлик коэффиценти қуйидагича аниқланади:

$$\varepsilon = \frac{\left| \frac{du}{dt} \right|_{t=0} - \left| \frac{du}{dt} \right|_{t=T_p}}{\left| \frac{du}{dt} \right|_{t=0}} \quad (7.1)$$

Бунда $\left| \frac{du}{dt} \right|_{t=0}$ ва $\left| \frac{du}{dt} \right|_{t=T_p}$ - кучланиш иш йўлининг бошланғич ҳолатидаги

ва иш йўлини охири ҳолатидаги ўзгариш тезликлари.

Амалиётда ишлатиладиган аррасимон генератор (АГ) нинг T_p иш йўналишининг давомийлиги бир неча микросекунддан бир неча 100 секундгача бўлиши мумкин. U_m амплитудаси эса 1 дан 1000 В гача бўлиши мумкин. $T_{мес}$ эса T_p нинг 1 дан 50% гача бўлиши мумкин. Кўпчилик амалий схемаларда $\varepsilon < 1$ бўлади.

Кўпинча аррасимон кучланишни, конденсаторни зарядлаш ва разрядлаш йўли билан олинади. Бизга маълумки, конденсатордаги кучланишнинг қиймати U_c занжирдаги ток билан қуйидагича боғланади:

$$u_c = \frac{1}{C} \int i_c dt \quad (7.2)$$

U_c кучланишни қиймати чизиқли ўзгариш ҳолати учун қуйидагига тенг:

$$\frac{du_c}{dt} = const. \quad (7.3)$$

Бу икки формуладан қуйидагини ҳосил қиламиз:

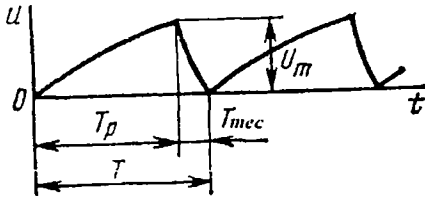
$$\frac{du_c}{dt} = \frac{i_c}{C} = const$$

Бундан кўринадики, кучланишнинг ўзгариши чизиқли бўлиши учун конденсатор токининг қиймати ўзгармас бўлиши керак. Яъни

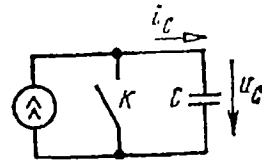
$$U_c = \frac{i_c \cdot t}{C}$$

Даврий аррасимон кўринишли импульс ҳосил қилиш учун конденсаторни даврий зарядлаш талаб қилинади. Яъни АГ нинг функционал

схемаси 7.2-расмда кўрсатилганидек бўлиши керак. Бунда калит ўчирилганда конденсатор ўзгармас ток манбаи орқали ўзгармас қийматдаги i_c токи билан зарядланади. К калит уланган ҳолатда эса конденсаторнинг разрядланиш жараёни бошланади.

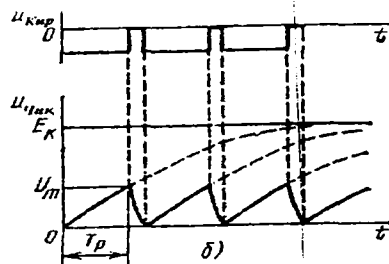
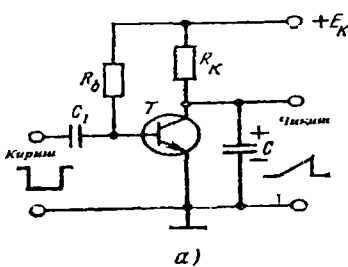


7.1-расм. Аррасимон тебранишли кучланишнинг кўриниши



7.2-расм. Аррасимон генераторнинг функционал схемаси

7.3-а-расмда АГ нинг электр схемаси ифодаланган бўлиб, унда калит ўрнида транзистор ўрнатилган. Транзистор очилиб ёпилиши эса манфий ишорага эга бўлган $U_{кнр}$ кириш импульси орқали бошқарилади (7.3.б-расм).



7.3-расм. Аррасимон генераторнинг электр схемаси (а) ва характеристикаси (б).

Бошланғич ҳолатда транзистор тўйинган (калит уланган). Бундай ҳолатни ҳосил қилиш учун R_b ва R_k қаршиликларнинг нисбатларини танлаш йўли билан эришилади. Транзисторнинг киришига T_p давомийликдаги импульс узатилса, у ёпилади (калит узилади) C конденсатор $+E_k$ манбадан R_k қаршилиги орқали зарядланади. Конденсатордаги кучланиш экспонента кўринишида ўзгариб, (7.3.б- расм) U_c нинг қиймати қуйидаги қонуният билан ифодаланади:

$$U_c = E_k \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right)$$

Транзистор киришидаги импульс тугаши билан, транзистор тўйинган (калитнинг уланган) ҳолатига ўтади. Конденсатор эса транзисторнинг коллектор–эмиттер оралиғи орқали разрядланади (7.3.б-расмга қаранг). U_c

нинг бошланғич қисми чизиқли бўлганлиги сабабли U_c нинг бошланғич қисмидан фойдаланилади. Бундай ҳолатда импульснинг чиқиқсизлик коэффиценти кичик бўлади, лекин $\frac{U_m}{E_k}$ нисбат кичик қийматга эга бўлади. Шу

сабабли бундай схема кам қўлланилади.

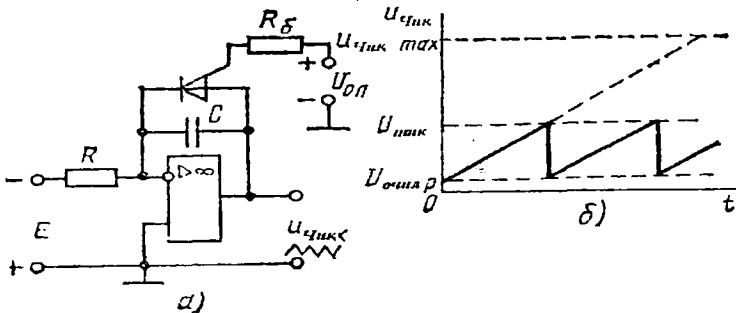
Юқори сифатли АГлар операциян кучайтиргичларда ҳосил қилиниши мумкин. 7.4.а-расмда операциян кучайтиргичли микросхемалар (153УД2 маркали) дан аррасимон генератор ясалгандир. Бу схемада C ва R элементлари орқали операциян кучайтиргичларда манфий тескари боғланиш ҳосил қилинган бўлиб, чиқиш кучланиши $U_{чик}$ куйидагига тенгдир:

$$U_{чик} = U_c = \frac{i_c}{C}$$

Чиқиш кучланишининг қиймати тиристорнинг таянч кучланишидан ортиши билан тиристор очилади ва конденсатор у орқали разрядланади ҳамда $U_c = U_{чик}$ камая бошлади унинг қиймати тиристор ёпилиш қийматиغا етунга қадар камаяди ва тиристор ёпилади. Сўнг яна конденсаторнинг зарядланиш жараёни бошланади. Бу жараён даврий қайтарилади. Операциян кучайтиргич тўйиниш нуқтасига етмаслиги учун $U_{таянч} < U_{чик, max}$ тенгсизлик бажарилиши керак. Чиқиш импульсининг қайтарилиш частотаси куйидагича аниқланади:

$$f = \frac{E}{RC U_{таянч} - 1}. \quad (7.4)$$

53УД2 маркали микросхема (7.4.а-расм) да $E=1В$, $U_{таянч}=1-6В$, $R=100кОм$, $C=0,1мФ$, $R_B=1,5 кОм$ қийматлари учун чиқиш импульснинг такорланиш частотаси $f=20$ Гц, импульснинг максимал қиймати 6 В га тенг бўлади. (7.4) формуладан кўринадики, E ва $U_{таянч}$ ларнинг қийматларини ўзгартириб, чиқиш импульсининг такорланиш частотасини ўзгартириш мумкин экан.



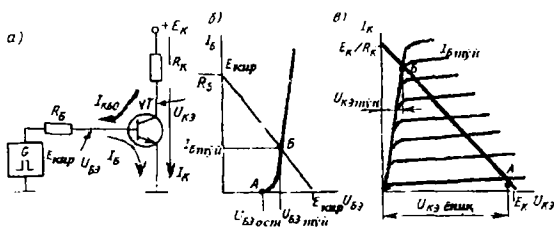
7.4-расм. Аррасимон генераторнинг ОК да йиғилган схемаси (а) ва характеристикаси (б).

7.2. Электрон калитлар

Электроникада калит ўрнида транзисторлар ишлатилади. Бундай калитларни транзистор калитлари деб юритилади. Транзистор калитлар электрон схемаларнинг электр занжирларини улаш ва узиш (коммутация) учун хизмат қилади.

Оддий релеларга қараганда транзисторли калитлар юқори узиб-улаш тезлигига эга бўлиб, узмасдан туриб турли занжирларни шу жумладан, катта қувватли занжирларда ток йўлини беркитади (транзистор ёпиқ ҳолатда транзистор қаршилиги кескин ортади, транзистор занжирга кетма-кет уланганлиги сабабли ток оқиб ўтаётган занжирнинг қаршилиги ҳам ортади натижада занжирдан ток оқиб ўтмайди). Транзистор электрон калит вазифасида ишлаганда тўлиқ очиқ еки тўлиқ ёпиқ ҳолатда ишлайди. Бир ҳолатдан иккинчи ҳолатга ўтиш вақти жуда кичикдир.

Транзисторли калитларнинг камчилиги тўйиниш ҳолатида транзисторда қолдиқ кучланиш ва очиқ ҳолатда ишлаганда қолдиқ токнинг мавжудлиги яъни занжирнинг тўла уланмаслиги ёки узилмаслиги ҳисобланади.



7.5-расм. Электрон калит схемаси (а) ва уни ишлатишнинг графикларда тасвирланиши (б).

токлари нолга тенг яъни транзистор ёпиқ ҳолатда ишлайди. Бу ҳолатда R_C резистори орқали фақат $I_{КБ0}$ (коллекторни тескари ўтиш токи) кичик бошқарилмайдиган коллектор токи ўтиб, R_C да кичик кучланиш ҳосил қилади. Транзисторга тушаётган $U_{КЭ}$ кучланишининг қиймати E_K манба кучланишининг қийматидан бироз кичик бўлади, транзисторнинг бундай иш ҳолати юклама чизиғининг А нуқтасига мос бўлади (7.5.в-расм). Транзисторнинг бундай ҳолати реле контактларининг узилган ҳолатига тўғри келади яъни юклама R_C манба кучланиши E_K дан узилган.

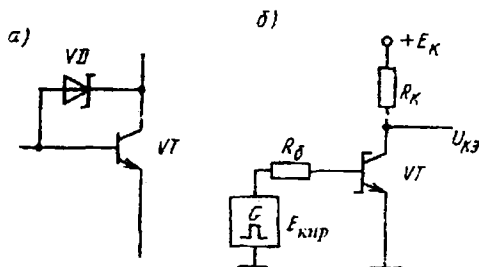
Транзисторни очиқ ҳолатга ўтказиш учун $U_{БЭ}$ кучланишини I_B тўйиниш қийматига орттирилади. Бу ҳолатга юклама чизиғидаги Б нуқта мос келади. Транзистор коллекторида кучланиш $U_{КЭтўй}$ даражасигача пасаяди яъни R_C очилган транзистор орқали E_K манбаига уланади. (транзисторнинг очиқ ҳолатининг қаршилиги нолга тенг, $R \rightarrow 0$)

Калит-транзисторнинг коллектор занжирининг уланиш лаҳзаси кириш сигнали лайдо бўлиш лаҳзасига нисбатан бир оз орта қолади (кечикади), бу транзисторнинг хусусий сифмларини зарядланиш жараёни ҳисобига содир бўлади.

УЭ схемада йиғилган транзисторли электрон калит схемаси (7.5.а-расм) кўрсатилган. Бошқарув кучланиш базага R_B резистори орқали G импульс генераторидан келаётган $U_{Кур}$ узатилади. Транзистор базасида кучланиш $U_{БЭ} < U_{БЭост}$ (7.5.б-расм) бўлганида унинг база ва коллектор

Калит-транзисторнинг ўчирилиш лаҳзаси ҳам кечикади, бунга транзисторнинг тўйинган ҳолатдаги зарядларни базага сингиш жараёни сабаб бўлади. Калитни ишлаш тезлигини орттириш учун, юқори чегара частотали узатиш ток коэффициентли ва кичик хусусий сиғимга эга бўлган транзистор танланади. Шу билан бирга транзистор тўйиниш даражасини пасайтириш ёки тўйиниш даражасига етмаган (тўйинмаган калитлар) ҳолатни танлаш орқали эришилади. Охири эътироф этилган усул амалиётда кўпроқ ишлатилади.

Тўйинмаган калитлар шотки транзисторларида бажарилади, улар оддий транзистордан ташкил топган бўлиб, коллектор ўтиши шотки диоди билан қисқа туташтирилгандир (7.6.а-расм). Ундан ўтаётган ток асосий заряд ташувчилардан ташкил топади. Шотки диодида заряд тўпланиши содир бўлмаганлиги сабабли уни ёпилиши учун жуда кам вақт (0,1нс) талаб этилади. Очиқ диодда тўғри кучланиш қиймати тахминан 0,4 В ни ташкил этади. Очиқ кремнийли транзисторнинг р-п ўтишида эса бу қиймат 0,5-0,6 В ни ташкил этади. Шу сабабли база токи Шотки диоди орқали ўтади. Коллектор ўтиш орқали ўтадиган ток эса жуда ҳам кичик бўлади. Шотки транзисторлари биполяр транзисторларга нисбатан бир неча ўн марта катта тезликка эгадир. Шотки транзисторида бажарилган калит схемаси 7.6 б-расмда кўрсатилган.



7.6-расм. Шотки транзистори (а) ва унда йиғилган электрон калит (б).

7.3. Мультивибраторлар

Импульс қурилмаларида гармоник бўлмаган тебраниш генераторлари кўп ишлатилади. Уларнинг тебранишлари релаксацион тебранишлар деб аталади. Релаксацион генераторлар гармоник тебраниш генераторлари каби ўзгармас ток манбаи энергиясини махсус шаклдаги (тўғри тўртбурчак, учбурчак, аррасимон ва бошқалар) ўзгарувчан ток энергиясига айлантириб беради. Ана шундай релаксацион генераторлардан бири-мультивибратор бўлиб, у шакли тўғри тўртбурчакка яқин тебранишлар манбаидир. Тузилиши жиҳатидан у кучли мусбат тесқари боғланишли икки каскадли резисторларда тузилган кучайтиргичдир.

Мультивибраторнинг уч хил асосий иш режими мавжуд: автоматик тебраниш, синхронизация ва кутиб туриш режимлари.

Автоматик тебраниш режимида мультивибратор ўз-ўзидан йўғонадиган генератор каби ишлайди, яъни тебраниш тизимнинг ички

жараёнлари ҳисобига ҳосил бўлади. Шунинг учун импульсларнинг давом этиш вақти, такрорланиш частотаси ва бошқалар қурилманинг параметрларига боғлиқ бўлади. Уларни схемадаги элементларнинг қийматини ўзгартириш ҳисобига, маълум чегаравий қийматлар орасида ўзгартириш мумкин.

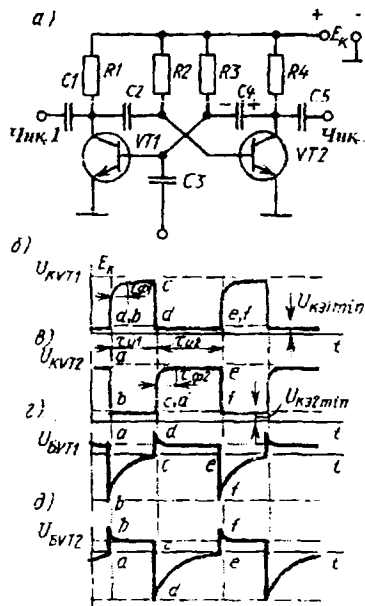
Мульти vibrator синхронизация режимида ҳам ўз-ўзидан уйғунувчи генератор сингари ишлайди. Лекин ишлаб чиқариладиган тебранишларнинг такрорланиш частотаси ташқаридан таъсир этадиган синхронловчи (бир хилловчи) импульснинг частотаси билан бошқарилади. Умумий ҳолда синхронловчи импульснинг частотаси мульти vibrator ишлаб чиқарадиган тебранишнинг частотасидан кичик бўлади. Лекин схема элементларини танлаш йўли билан уларни тенг қилиб олиш мумкин.

Мульти vibrator кутиб туриш режимида ташқи туртки таъсирида ишловчи генератор ҳисобланади.

Шунинг учун у ҳар сафар ташқи махсус импульс таъсир этгандан кейингина ишлайди. 7.7 а-расмда автотебранувчи мульти vibrator схемаси ифодаланган бўлиб, унда VT1 ва VT2 транзисторлари калит режимида ишлайди. Улар бир-бири билан резистив-сиғим занжири орқали мусбат тескари боғланиш ҳосил қилинган. Мульти vibratorнинг автоматик тебранишда ишлаш режимини кўриб чиқамиз (7.7 б-расм).

а моментда VT1 транзистори очик (7.7.б-расм) $R3$ резистори орқали ўтадиган ток билан тўйинган ва унинг коллекторидаги $U_{KЭ1min}$ кучланиш қиймати кичикдир. $C2$ конденсатор кучланиши $R2$

резистори орқали разрядланиши натижасида нолга яқинлашади. VT2 транзистори базасидаги кучланиш U_{C2} ва $U_{KЭ1}$ кучланишлари йиғиндисидан иборат ва мусбат бўлиб қолади. VT2 транзистори очилади, унинг коллекторидаги кучланиш камаяди, U_{C4} ва $U_{KЭ2}$ кучланишлари йиғиндисидан иборат VT1 транзистори базасидаги кучланиши эса манфий бўлиб қолади ва унинг кескин ёпилишига олиб келади. VT1 транзистори ёпиқ коллектордаги кучланиш экспонент бўйича ошади. Чунки деярли нолгача разрядланган $C2$ конденсатори унга параллел уланган. Шу вақтда конденсатор $C2$ зарядлана бошлайди. Унинг заряд токи E_K манбанинг мусбат ишорали клеммасидан $R1$ резистор, $C2$ конденсатор ва VT2 транзисторнинг эмиттер ўтиши орқали E_K манбанинг манфий ишорали клеммасига оқиб ўтади.



7.7-расм. Мульти vibrator схемаси (а) ва унинг вақт диаграммаси (б).

б моментда VT2 транзистор тўйиниш ҳолатига тўлиқ ўтади. VT1 транзисторининг эмиттерли ўтишига C4 зарядланган конденсатор уланади, унинг қутб ишоралари 7.7. а-расмда кўрсатилган.

Унинг очилиш вақти C4 конденсаторининг разряд вақти билан белгиланиб, C4 конденсатор очиқ VT2 транзистор ва R3 резистор орқали разрядланади.

с моментда конденсатор C4 тўлиқ разрядланади. Бунда VT1 транзисторининг базасидаги кучланиш мусбат қийматга эга бўлиб, у очила бошлайди, E_к манба кучланиши қийматигача зарядланган C2 конденсатори VT1 орқали VT2 транзисторининг базасига уланади ва ҳоказо.

7.7.а,д-расмда кўрсатилган импульсли кўринишдаги даврий жараён орасидаги вақт узинлиги қуйидаги формула билан аниқланади:

$$\tau_{\text{н1}} \approx 0,7R3C4; \quad \tau_{\text{н2}} \approx 0,7R2C2;$$

Схеманинг чиқишидаги импульсларнинг частотаси ва даврий кетма-кетлиги қуйидагича аниқланади:

$$f_{\text{с}} \approx \frac{1}{0,7(R3C4 + R2C2)}; \quad T_{\text{с}} \approx 0,7(R3C4 + R2C2);$$

Агарда схеманинг жараён вақтини ташкил этувчи асосий R2, R3 резисторлари ва C2, C4 конденсаторларнинг қийматлари тенг бўлса, мультивибратор симметрик дейилади ва генератор ишлаб чиқараётган импульс сигналининг тиклиги 2га тенг бўлади.

Симметрик мультивибратордан чиқаятган импульсларнинг катталиклари қуйидагича аниқланади:

$$\tau_{\text{н}} \approx 0,7RC; \quad T_{\text{н}} \approx 1,4RC; \quad f_{\text{н}} \approx \frac{1}{0,7RC}$$

бу ерда R - R2 ва R3 резисторларнинг қаршилиги, C - C2 ва C4 конденсаторларнинг сифими.

Транзисторлар коллекторларидаги импульслар фронтларининг давомийлиги қуйидагича аниқланади:

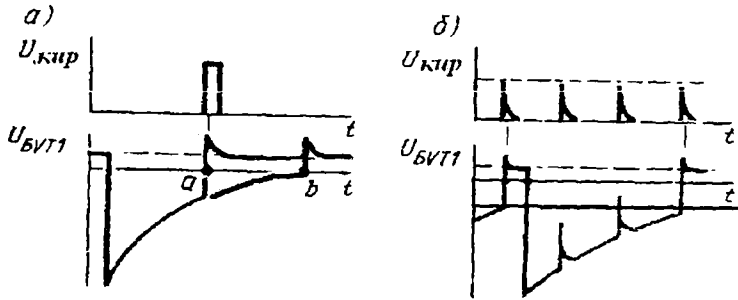
$$\tau_{\text{ф1}} \approx 2,3R1C2; \quad \tau_{\text{ф2}} \approx 2,3R4C4$$

Ўз-ўзини уйғотишнинг осонлиги мультивибраторларнинг асосий устунлиги ҳисобланади. Камчилиги эса чиқиш импульсининг олд фронтининг тик эмаслигидир (7.7.б,в-расм). Операцион кучайтиргичда бажарилган мультивибраторлар бундай камчиликка эга бўлмайдилар.

Синхронлаш режими генератор U_{кпр} импульслари билан яхши синхронлашади (7.8.а-расм), уларнинг частотаси схемада ҳосил бўлаётган тебранишлар частотасидан бир неча марта катта бўлади. Агарда схема автотебраниш режимида ишлаганда эди VT1 транзистори б моментда очилган бўлар эди. Синхроимпульс транзисторни бир мунча илгарироқ а моментда очади. Схема VT1 транзистори очиқ VT2 транзистори эса ёпиқ бўлса, иккинчи даврий барқарор ҳолатига мажбурий ўтади. Бу ҳолатнинг давомийлиги R2 резистор орқали C2 конденсаторининг разрядланиш вақти билан аниқланади. Шундан кейин схема вақтинча биринчи даврий барқарор ҳолатига қайтади. Синхронлаштиришнинг навбатдаги импульсида бу жараён такрорланади. Шундай қилиб, мультивибратор тебраниш частотасининг

барқарорлиги синхроимпульслар частотасининг барқарорлиги билан аниқланади.

Мультивибратор частотани бўлиш режимида ҳам ишлай олади (7.8.б- расм). Бундай ҳолатда VT1 транзистор базасига синхронловчи кетма-кет импульси $U_{кир}$ узатилади, унинг частотаси мультивибратор ишлаб чиқарётган импульс частотасидан бир неча марта катта бўлади. Синхронловчи импульсларнинг амплитудалари шундай танлаб олинадики, бунда унинг 2 ёки 3 ва ҳоказо импульсларида мультивибраторнинг бир турғун



7.8-расм. Синхронизация жараёнида вақт диаграммаси (а) ва мультивибратор ёрдамида частоталарни ажратиш (б).

ҳолатдан иккинчи турғун ҳолатга мажбурий ўтиши таъминлансин. Шунга мос равишда мультивибратор чиқиш кучланишининг частотаси синхронловчи кириш импульсли кетма-кетлик частотасидан 2 ёки 3 баробар кичик бўлади. Агарда бўлиш коэффициенти 10 дан ортмаса мультивибратор барқарор ишлайди.

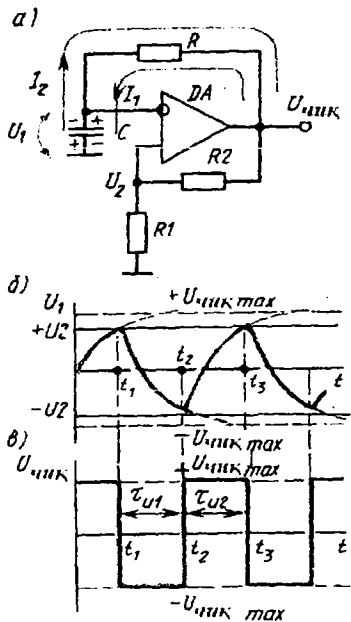
Сўнги пайтларда мультивибраторларни ясашда операцион кучайтиргичлардан фойдаланилмоқда (7.9.а-расм). Операцион кучайтиргичнинг манбага уланган ҳолатида унинг инверсия киришига $U_1=0$ кучланиш узатилади, чунки С конденсатори зарядланишга улгурмайди. Тўғри киришига (инверсланмаган киришига) эса R_1, R_2 кучланишни бўлувчи қаршилиқлар орқали U_2 кучланиш берилади, унинг қиймати қуйидагига тенг:

$$U_2 = U_{чик.мак} \frac{R_1}{(R_1 + R_2)}$$

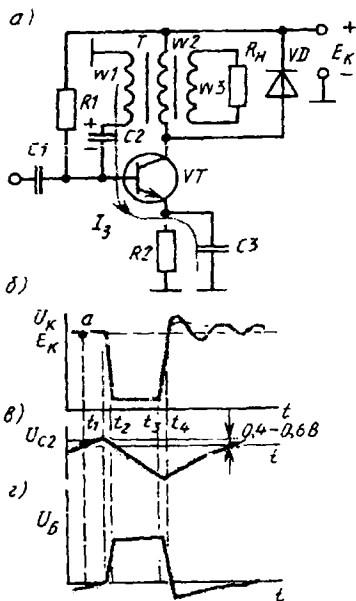
U_2 кучланишининг ишораси ОК чиқишидаги кучланишнинг ишораси билан аниқланади. (7.9, 7.10- расм).

Айтайлик, $U_{чик.мак} > 0$ бўлсин, унда $U_2 > 0$ бўлади. Бунда С конденсатор R резистори орқали (7.9.б-расмдаги $0-t_1$ вақт оралиғида) I_1 токи билан зарядланади. t_1 моментда конденсатордаги кучланиш $+ U_2$ қиймат даражасига эришади, сўнг яна бир неча милливольтга кўтарилади яъни, ОК нинг инверсияланган киришида тўғри киришга нисбатан бирор қийматга ортади. Шу пайт ОК нинг чиқиш кучланиши (7.9.в-расм) кескин ўз ишорасини ўзгартириб,

$U_{\text{чик max}}$ қийматга тенг бўлади ва конденсатор C_2 , I_2 токи билан разрядланиб, конденсатордаги кучланиш U_1 нинг қиймати U_2 га тенг бўлган вақтда (расмда t_2 момент) чиқиш кучланишининг ишораси яна ўзгариб $+U_{\text{чик max}}$ га тенг бўлади.



7.9-расм. Операцион кучайтиргичда йиғилган мультивибратор схемаси (а) ва унинг вақт диаграммаси (б,в).



7.10-расм. Блокнг-генератор схемаси (а) ва унинг вақт диаграммаси (б,в).

Шундан сўнг, C конденсаторининг I_1 токи билан қайта зарядланиши бошланади ва жараён такрорланади. Шундай қилиб, бу схема импульс кетмакетлигини тиклиги 2 га, чиқиш кучланиши $2U_{\text{чик max}}$ га, чиқиш импульсларининг

кенглиги эса $\tau_{u1} = RC \ln \left(1 + \frac{2R_1}{R_2} \right) = \tau_{u2}$ га тенг.

7.4. Мантиқий алгебра асослари

Замонавий электрон ҳисоблаш машиналари ва дискрет автоматика қурилмаларида ахборотларни қайта ишлаш учун иккилик саноқ тизими ишлатилади. Иккилик саноқ тизими бўлмиш “1” ва “0”ларни электр занжирларда кучланишнинг потенциали бор ёки йўқлиги орқали ифодаланади. Одатда “1” юқори қийматдаги потенциалга мос келиши, “0” эса унинг йўқлигини (схема кириши ёки чиқишидаги кичик потенциални ҳисобга олмаслик мумкин). Ахборот сигналларини бундай ифодаланишини рақамли деб ҳам атайдилар. Рақамли техника схемасини қуришда XIX аср ўрталарида инглиз математиги Дж. Бул ишлаб чиққан, шу сабабли бу усулни Бул алгебраси деб юритилади.

Бул алгебрасининг асосий қоидаларини кўриб чиқамиз. Бул алгебрасида фақатгина иккита тасдиқланган фикрдан фойдаланилади: ҳақиқий ва хато. Ҳақиқий фикрни тасдиқлашга мантиқий 1, хатога эса мантиқий 0 рақами берилади. Бундай ҳолатда мантиқий алгебра қонунлари ҳар қандай мураккабликдаги мантиқий схемани анализи ва синтез талабларига тўла жавоб беради.

1 ва 0 рақамлари кириш ўзгарувчини ёки уларнинг функциялари мантиқий ҳолатини англатади. Агарда $Y=f(X_1X_2\dots X_n)$ функция ундаги Y ва мустақил ўзгарувчилари X_1, X_2, \dots, X_n мантиқий 1 ёки 0 кўрсаткичларни қабул қилсалар мантиқий функция деб аталади.

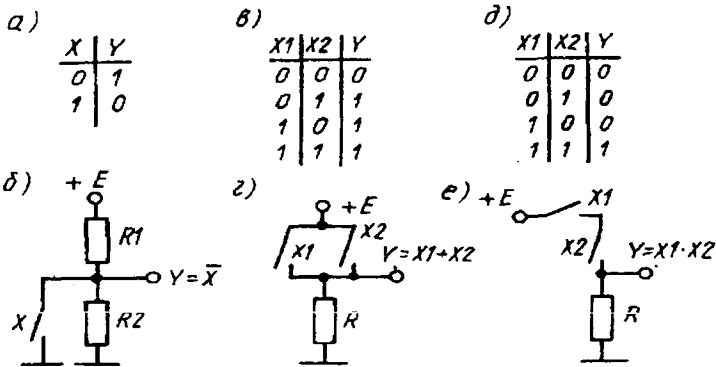
Ҳар бир X ўзгарувчига мантиқий алгебрада \bar{X} инверс ўзгарувчи мос келади. \bar{X} ўқилишида X йўқ деб ўқилади. Ўзгарувчи ва унинг инверсияси бир вақтнинг ўзида албатта қарама-қарши мантиқий ҳолатларда ҳам мавжуд бўлади. Масалан, агарда $X=0$ бўлса, унда $\bar{X}=1$; агарда $X=1$ бўлса, унда $\bar{X}=0$ бўлади. Бу қоида функцияларга ҳам тааллуқли. Ҳар бир Y мантиқий функцияси \bar{Y} мантиқий функцияси инверсиясига мос келади.

Мантиқий алгебранинг асосий операциялари қуйидагилар ҳисобланади:

1. Мантиқий рад этиш (инверсия) $Y=\bar{X}$; (а)
2. Мантиқий қўшиш (дизъюнкция) $Y=X_1+X_2$; (б)
3. Мантиқий кўпайтириш (конъюнкция) $Y=X_1 \cdot X_2$; (в)

Мантиқий функцияни ҳақиқийлик жадвал кўринишида тўла ва кўргазмали тақдим этилади, унда кириш мантиқий ўзгарувчиларнинг ҳар бир мумкин бўлган комбинациясига функциянинг кўрсаткичи мос келади, ҳақиқийлик жадвал рақамли схемаларнинг алгоритм иши орқали аниқланади.

Мантиқий рад этиш операцияси учун ҳақиқийлик жадвали (а) ва бу операцияни амалга оширувчи электр схема 7.11.а,б-расмларда кўрсатилган. Ўзгарувчи X фақат иккита кўрсаткичга эга бўлиши мумкин 0 ва 1. Шунга мос равишда X ўзгарувчини инверсиясидан иборат Y функция 1 ва 0



7.11-расм. Мантиқий рад этиш операцияси учун ҳақиқийлик жадвали (а), кўшиш (в) ва кўпайтириш (д) ва уларни ишлаб чиқариш схемалари (б,г,е).

кўрсаткичларига эга бўлади. Ўзгарувчи X нинг ҳолати контакт уланганда мантиқий 1 га ва контакт узилганда мантиқий 0 га тенг деб келишиб оламиз. Чиқишдаги кучланиш контакт узилганида ($X=0$) юқори қийматга эга бўлади, айна шу вақтда Y функцияси мантиқий 1 кўрсаткичига эга бўлади. Уланган контакт ($X=1$) $R2$ резисторни шунтлайди ва натижада чиқиш кучланиши нолга тенг бўлади, яъни $Y=0$.

Мантиқий кўшиш операцияси учун ҳақиқийлик жадвали (б) ва бу операцияни амалга оширувчи электр схема 7.11.в,г-расмларда келтирилган. Аналитик операция ёзувида "+" белги мантиқий кўринишида ЁКИ ни ифодалайди. (б) шундай ўқилади: агарда $X1$ ёки $X2$ ёки бу иккала ўзгарувчилар бир вақтда мантиқий 1 кўрсаткичига эга бўлсалар, Y функция ҳам мантиқий 1 кўрсаткичига эга бўлади. Бундай мантиқий талқиннинг электр схемаси $X1$ ва $X2$ параллел контактлар орқали ифодаланиб, улар орқали кириш кучланиши чиқишга узатилади. Схемада $X1$ контакти ёки $X2$ контакти ёки иккала контакт уланса схеманинг чиқишида катта қийматли кучланиш (мантиқий 1) ҳосил бўлади. Агар иккала $X1X2$ контактлар узилса чиқишда кучланиш қиймати нол (мантиқий 0) ни беради.

Мантиқий кўпайтириш операцияси учун ҳақиқийлик жадвали (в) ва бу операцияни амалга оширувчи электр схема 7.11.д,е-расмларда келтирилган аналитик ёзилишидаги "·" белгиси мантиқий "ҲА" ни англатади. (в) формула қуйидагича ўқилади: $X1$ ва $X2$ иккала ўзгарувчилар бир хил қийматга эга бўлган ҳолда Y функцияси мантиқий 1 кўрсаткичига эга бўлади. Электр схемада иккита кетма-кет уланган контактлар билан ифодаланади. Фақат $X1$ ва $X2$ контактлари бир вақтда уланганда чиқишда юқори қийматли кучланиш пайдо бўлиши (мантиқий 1), контактлардан фақатгина биттаси уланганда эса чиқишида мантиқий нол бўлиши кўриниб турибди.

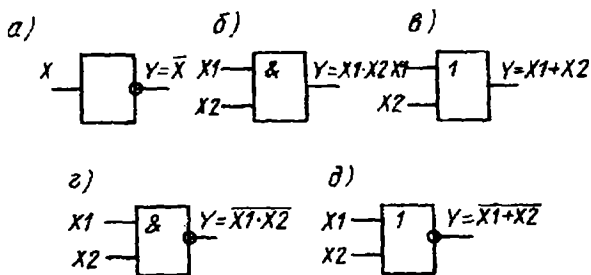
"0" ва "1" белгилар ўзгарувчилар ёки уларнинг функциялари ҳолатини англатади ва арифметик сонлар ҳисобланмайди. Мантиқий алгебра сонлар эмас, балки ҳолатлар алгебраси ҳисобланади.

7.5. Ҳисоблаш техникасининг мантиқий элементлари

Замонавий ҳисоблаш техникасида ихтисослаштирилган интеграл микросхемалар (ИМС) кўринишида бажарилиши мумкин бўлган кўплаб турли хилдаги мантиқий қурилмалардан фойдаланилади. Бироқ бу ҳар доим ҳам тежамли бўлмайди, чунки мураккаб бўлса ҳам барибир алоҳида операцияларни бажариш учун мўлжалланган ихтисослаштирилган ИМСлар ишлаб чиқарилмоқда лекин улар кўп эмас. Универсал таянч мантиқий элементлар (МЭ) анча тежамлидир, улардан ҳар қандай мураккаблиқдаги ва турли вазифалар учун мантиқий схемалар йиғилиши мумкин. Кўплаб мантиқий элементлар орасидан функционал тўла деб аталадиган бир неча гуруҳларини кўрсатиш мумкин. Бундай гуруҳга кирувчи мантиқий элементлар ёрдамида ҳар қандай мантиқий функция амалга оширилади. Мантиқий элементларнинг қуйидаги беш гуруҳи функционал тўлиқ ҳисобланади:

1. $Y = \bar{X}$ - рад этиш, ЙЎҚ
 $Y = X1 \cdot X2$ - конъюнкция, ҲА
 $Y = X1 + X2$ – дизъюнкция, ЁКИ
2. $Y = X \cdot X$ - рад этиш, ЙЎҚ
 $Y = X1 \cdot X2$ - конъюнкция, ҲА
3. $Y = \bar{X}$ - рад этиш, ЙЎҚ
 $Y = X1 + X2$ - дизъюнкция, ЁКИ
4. $Y = X1 \cdot X2$ - конъюнкцияни рад этиш ҲА- ЙЎҚ (Шеффер штрихи);
5. $Y = X1 + X2$ - дизъюнкцияни рад этиш, ЁКИ ЙЎҚ (Пирс стрелкаси)

Бу мантиқий элементлар (ЙЎҚ инвенторидан ташқари) $X1$ ва $X2$ икки ўзгарувчан функцияни амалга оширади, яъни икки юришли ҳисобланади (7.12.а,б-расм).



7.12-расм. Оддий мантиқий элементларнинг шартли график белгиланиши: а) ЙЎҚ, б) ВА, в) ЁКИ, г) ҲА-ЙЎҚ, д) ЁКИ-ЙЎҚ.

Саноатда кириши кўп сонли (сақизтагача) бўлган ва ундан мураккаброқ схемали мантиқий элементлар ишлаб чиқарилади, масалан икки босқичли 2 ҲА-ЁКИ-ЙЎҚ (7.13.а-расм). Элементларнинг мантиқий эквивалент шакли 2 ҲА-ЁКИ-ЙЎҚ-2ЁКИ-ҲА мантиқий элементи 7.13.б-расмда кўрсатилган.

Мантиқий элементлар, кириш ўзгарувчилари устида мантиқий операцияларда иштирок этувчи қисмларини ташкил этувчилари тури бўйича, қисмларни уланиш усули ва мантиқий элементларнинг ўртасидаги боғланиш тури бўйича турларга ажратилади.

Қисмлар тури бўйича мантиқий элементларни биполяр ёки майдон транзисторларига ёки қўшма турларга ажратадилар.

Қисмларини улаш усули бўйича статик ва динамик мантиқий элементларга ажратилади. Статик ёки потенциал мантиқий элементларнинг қисмлари бевосита боғланган (ажратиш конденсаторларисиз), динамик мантиқий элементлар ажратиш конденсаторлари орқали уланган. Кўпчилик мантиқий элементлар статик уланишда бажарилади.

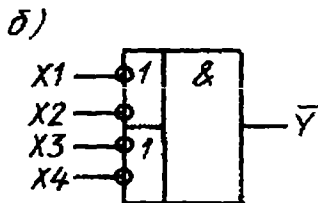
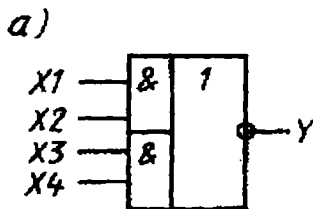
Мантиқий элементлар ўртасидаги боғланиш кўпроқ потенциалли бўлади, бу уларнинг схемасини соддалаштиради ва ишлаш тезлигини оширади.

Саноатда ишлаб чиқариладиган биполяр транзисторли мантиқий элементлар схематехник ечимлари бўйича мантиқий турларга ажратилади:

1. Резистив- транзисторли (РТЛ);
2. Резистив – сиғим транзисторли (РЭТЛ)
3. Диодли – транзисторли (ДТЛ)
4. Транзистор-транзисторли (ТТЛ)
5. Эмиттер- боғланишли (ЭБЛ)
6. Интеграл инжекционли (И²Л)

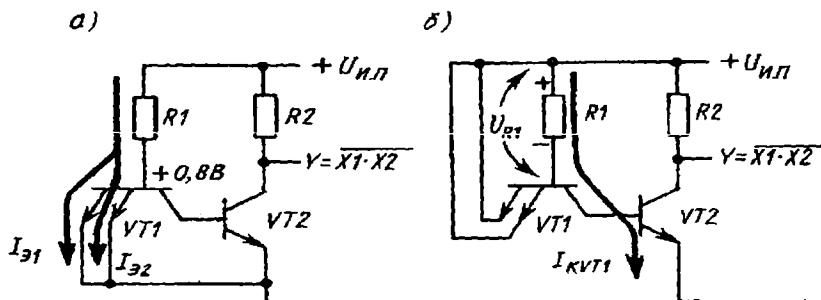
Улар билан бир қаторда МОП-таркибли ва комплементар МОП транзисторли мантиқий элементлар кенг тарқалган. РТЛ, РЕТЛ ва ДТЛ сериялари истиқболли эмас. Шунинг учун бундай мантиқий элементлар фақат фойдаланилаётган қурилмалар учун ишлаб чиқарилган, янги маҳсулотларда қўлланилмайди.

ТТЛ элементлар кўп эмиттерли транзисторлар ишлаб чиқарилгандан сўнг пайдо бўлди. У диод мантиқий элементлари хусусияти билан транзисторли кучайтиргич хусусиятларини умумлаштиради. Киришларда мантиқий 0 ва 1 бўлишида ХА-ЙУҚ мантиқий элементларнинг соддалаштирилган схемаси 7.14.а,б-расмларда кўрсатилган. ТТЛ дан мантиқий 0 олиш учун VT1 транзисторининг эмиттерлари корпус билан уланган (7.14.а-расм) VT1 транзисторнинг эмиттерлар тоқлари база занжиридаги R1 резисторида кучланишни ҳосил қилади, бунинг оқибатида унинг кучланиши 0,8 В гача пасаяди.



7.15-расм. Икки поғонали логик элементларнинг шартли график белгиланиши: а) 2ХА-ЁКИ-ЙУҚ, б) 2ЁКИ-ХА

Бу кучланиш кетма-кет уланган VT1 транзисторининг база-коллектор ва VT2 транзисторининг база-эмиттер ўтишларида ток ҳосил қилиш учун етарли эмас. Шунинг учун VT2 транзистори ёпиқ ва унинг коллектор потенциали манба кучланишига яқин, яъни схеманинг чиқишидаги VT1 транзисторининг эмиттерига $+U$ манба кучланиш уланиши мантиқий элементнинг киришига мантиқий 1 ишора берилиши билан баробар (7.14-б-расм).

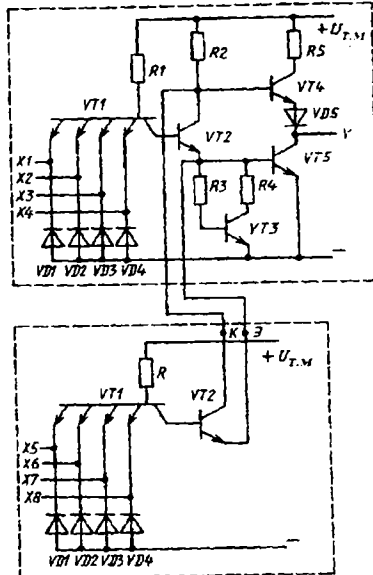


7.14-расм. ТТЛ серияли ВА-ЙЎҚ мантиқий элементларининг содда схемаси: чиқишида 0 бўлганида (а) ва 1 бўлганида (б).

Бу ҳолда VT транзисторнинг коллектор токи R1 резисторда потенциал тушуви натижасида VT1 транзисторнинг эмиттерли ўтишлари ёпилади, шу ток ҳисобига VT2 транзистор очилади ва тўйиниш режимига ўтади, шу билан бирга унинг коллекторидagi кучланиш нолгача пасаяди, бу схема чиқишида мантиқий 0 га мос келади.

ТТЛ туркумига кирувчи деярли барча мантиқий элементлар асосини ташкил этувчи ХА-ЙЎҚ, ЁКИ кенгайтирувчи ва очиқ коллекторли ХА-ЙЎҚ мантиқий элементларидан ҳосил қилинади.

ХА-ЙЎҚ мантиқий элемент 7.15-расмда кўрсатилган (схеманинг юқори қисми). X1, X2, X3, X4 киришларидан ҳеч бўлмаса биттасига мантиқий 0 келса, VT1 транзисторининг эмиттерли ўтиши очилади ва унинг база кучланиши тахминан 0,8 В гача пасаяди. Бу қиймат кетма-кет уланган учта VT1 коллектор, VT2- VT5 эмиттер ўтишларни очиш учун етарли эмас. Шунинг учун VT5 транзистори ёпиқлигича қолади, унинг коллекторидagi кучланиш эса манба кучланиши $+U$ манба кучланишига яқин бўлади, бу эса схема чиқишида мантиқий 1 га мос келади. Агарда барча



7.15-расм. ХА-ЙЎҚ логик элементларининг схемаси.

киришларга мантикий 1 келса, VT1 транзисторининг коллектор ўтиши очилади, ҳамда VT2, VT3 ва VT5 транзисторлари очилиб у тўйинади, бунинг натижасида схеманинг чиқишида мантикий 0 пайдо бўлади.

VD1-VD4 диодлари демпфирловчи деб аталади, чунки улар монтаж (йиғув) схемаларида юзага келадиган паразит тебраниш жараёнларни йўқотиш учун мўлжалланган.

ЁКИ бўйича кенгайтирувчи (7.15- расмда кўрсатилган схеманинг пастки қисми). Унинг ҲА-ЙЎҚ схемасига уланиши янги ҲА-ЁКИ-ЙЎҚ мантикий элементини ҳосил қилади. У

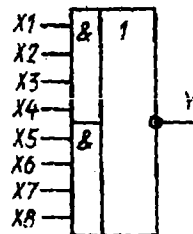
$$Y = X_1 \cdot X_2 \cdot X_3 \cdot X_4 + X_5 \cdot X_6 \cdot X_7 \cdot X_8 \quad \text{мантикий}$$

функцияни амалга оширади (7.16-расм).

Чиқиш бўйича катта тармоқланиш коэффициентли мантикий элемент. Чиқиш бўйича катта тармоқланиш коэффициентли ҲА-ЙЎҚ мантикий элементи юқорида кўриб чиқилган ҲА-ЙЎҚ мантикий элементдан катта қувватли чиқиш каскади билан фарқланади (7.15-расмда кўрсатилган схеманинг юқори қисми). Бундай мантикий элементнинг чиқишига 30 тагача мантикий элементларни улаш мумкин.

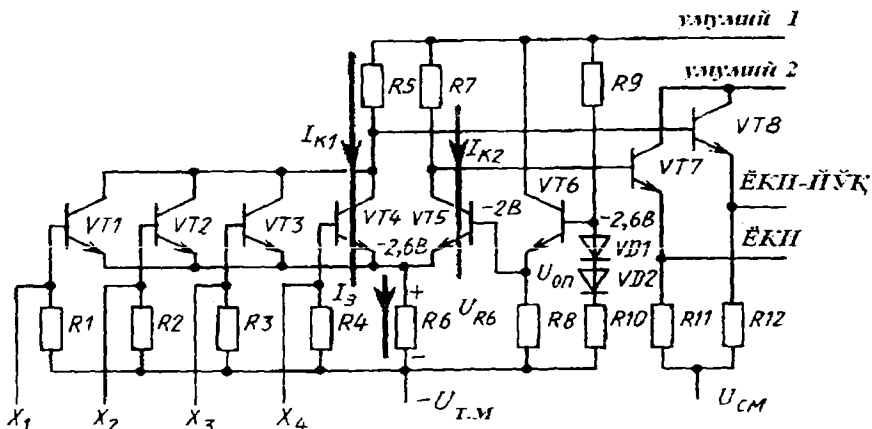
Эмиттер боғланишли мантикий элемент (ЭБЛ) транзисторли схемалар орқали занжирни улаб узиш учун хизмат қилади. Биполяр транзисторли мантикий элементлар б ошқа турларга қараганда катта тезкорлик ва катта қувват истеъмолига эга. Бу схемаларда транзисторлар актив режимда ишлайди. Эмиттер қайтаргичлар чиқишдаги сигнални кечикиш вақтини камайтиради (тезкорлигини оширади). Тезкорликни оширилиши мантикий 0 ёки мантикий 1 ни ифодаловчи кучланишларнинг орасидаги фарқни камайтириш йўли билан ҳосил қилинади. Бу усул ташқи электр таъсирларга чидамсиз, чунки кичик амплитудали ташқи электр таъсири унинг ёлгон ишга тушиш эҳтимолини орттиради.

ЁКИ-ЙЎҚ ёки ЁКИ функциясини амалга оширувчи ЭБЛ серия асосини ташкил этувчи базали мантикий элемент 7.17-расмда кўрсатилган. Дифференциал кучайтиргич VT4 ва VT5 транзисторларида бажарилган бўлиб уларнинг эмиттери умумий R6 резисторга эга. Бу транзисторларнинг коллектор занжирига R5 ва R7 резисторлар уланган, улардаги кучланишлар қарама-қарши фазалидир. VT5 транзисторининг базасига ҳарорат компенсацияловчи схеманинг VT6 транзистор чиқишидан ўзгармас ток кучланиши (тахминан -2В) узатилади. VT6 нинг база потенциали VD1 ва VD2 диодлар ва R10 резистордаги кучланиш билан аниқланади.



7.16-расм. 4BA-ЁКИ-ЙЎҚ логик элементларининг шартли график белгиланиши.

Мантиқий элементни манба билан таъминлаш учун $-5,2$ В ли манба хизмат қилади. Умумий занжир 1 ерга уланади. Бу эса манба занжири орқали паразит боғланишни йўқотади.



7.17-расм. ЭБЛ серия асосини ташкил этувчи мантиқий элемент

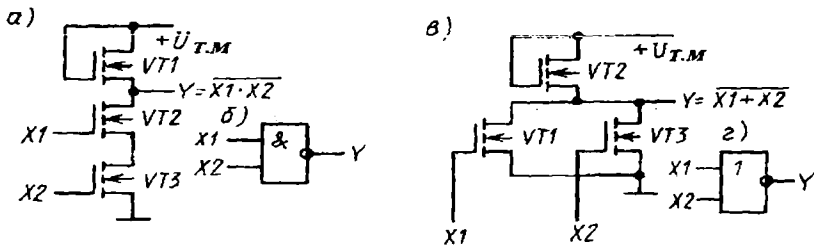
Мантиқий элементнинг барча киришларига (X_1, X_2, X_3, X_4) мантиқий 0 ($U_{куп} = -1,85$ В) ёки абсолют кўрсаткичи бўйича катта кучланишлар берилганида VT_1-VT_4 кириш транзисторлари ёпилади, уларнинг коллектордаги потенциаллари нолга яқин бўлиб қолади (юқори мантиқий сатҳ) ва эмиттер қайтаргич схемада йиғилган VT_8 транзистори чиқишида (ЁКИ-ЙЎҚ схема чиқиши) мантиқий 1 пайдо бўлади, унга $U_{куп} = -0,96$ В потенциали мос келади. Шу пайт VT_5 транзисторнинг базасига VT_6 транзистори эмиттеридан келадиган таянч кучланиши билан очиқ бўлади. унинг коллектор потенциали паст мантиқий сатҳга мос келади, яъни ЁКИ схемаси чиқишида – мантиқий 0 бўлади ($U_{чик} = -1,65$ В).

Киришлардан бирига (ёки барча киришларга) мантиқий 1 ($U_{куп}^1 = -0,8$ В) берилганида, бу кириш транзистори (ёки барча кириш транзисторлари) очилади, унинг коллектор потенциали манфий бўлиб қолади ва паст мантиқий сатҳга мос бўлади. Натижада ЁКИ-ЙЎҚ схемаси чиқишида мантиқий 1, ЁКИ чиқишида эса мантиқий 0 пайдо бўлади, чунки VT_5 транзистор R_6 резисторида ҳосил бўлган кучланиш ($U_{таянч}$) ҳисобига беркилади. Шу вақтда VT_5 транзистор коллекторидagi потенциал нолга яқин бўлади бу юқори мантиқий сатҳга мос бўлади. Эмиттер қайтаргичлар (VT_7 ва VT_8) юкласи бўлиб R_{11} ва R_{12} резисторлари хизмат қилади (одатда улар 51 Ом қаршиликка эга бўлади), улар мантиқий элементга кирмайдилар.

ЭБЛ мантиқий элементларининг юклама қобилияти юқори: чиқиш бўйича тармоқланиш коэффициенти 15 га, ҳўшимча схемалар уланганда 100 га етади ва унинг тезлиги 1нс ни ташкил этади.

МОП-туридаги мантиқий элементлар. Бу турли мантиқий элементлар охириги йилларда жуда кўп тарқалди. VT_1, VT_2 ва VT_3 кетма-кет уланган транзистордан ташкил топувчи 2 ХА-ЙЎҚ мантиқий элементи ва унинг шартли

график ифодаси 7.18.а,б-расмларда кўрсатилган. VT1 юклама транзистори затвори манба билан уланганлиги сабабли бу транзистор очиқ ва унинг канал қаршилиги 25-40 кОм ни ташкил қилади. VT2 ва VT3 транзисторлар ёпиқ пайтида мантиқий элемент чиқишида кучланиш қиймати, манба $+U_{min}$ қийматга яқин бўлади. VT2 ва VT3 транзисторларнинг киришида бир вақтда юқори мантиқий сатҳли сигналлар пайдо бўлганида иккала транзистор очилади ва схема чиқишида мантиқий 0 бўлади, чунки очиқ транзисторлар орқали ўтувчи ток VT1 транзисторида кучланиш тушувини келтириб чиқаради, VT1 транзисторининг қаршилиги уларнинг каналлари қаршилигидан анча катта.



7.18-расм. МОП транзисторли 2ХА-ЙЎЎқ мантиқий элемент (а), 2ЁКИ-ЙЎЎқ (б) ва уларнинг график белгиланиши (б,в).

2ЁКИ-ЙЎЎқ мантиқий элемент (7.18.в,г-расмлар) иккита параллел уланган VT1 ва VT3 транзисторларидан ташкил топади, VT2 транзистори уларга юклама бўлиб хизмат қилади. VT1 ва VT3 транзисторлари затворида паст мантиқий сатҳ бўлганида схема чиқишида юқори мантиқий сатҳ бўлади, чунки бу транзисторлар ёпиқ.

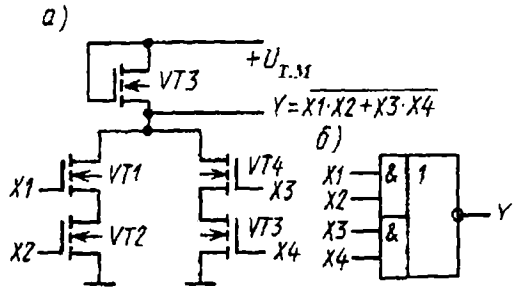
Киришларнинг бирида юқори мантиқий сатҳдаги сигнал пайдо бўлганида (ёки иккала киришларда бир вақтда) мос транзисторлар очилади ва чиқишда кучланиш мантиқий 0 сатҳигача камаяди.

2ХА-ЁКИ-ЙЎЎқ мантиқий элемент (7.19.а- расм). 2 ХА-ЙЎЎқ ва 2 ЁКИ-ЙЎЎқ мантиқий элементларини бирлаштиради.

КМОП-тузилишида

бажарилган 2ЁКИ-ЙЎЎқ мантиқий элемент (7.20- расм) VT1 ва VT2 n- каналли параллел уланган

транзисторлар ва VT3 ва VT4 кетма-кет уланган p-каналли транзисторлардан ташкил топади. X1 ва X2 киришларида паст мантиқий сатҳли сигнал пайдо бўлганида VT1 ва VT2 транзисторлари ёпиқ, VT3 ва VT4 транзисторлари эса очиқ бўлади. Шу пайт схема чиқишида мантиқий 1 ўрнатилади. Агарда

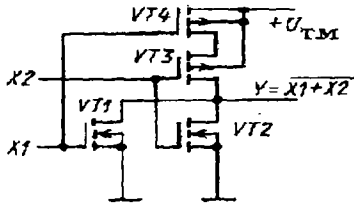


7.19-расм. . МОП транзисторли 2ХА-ЁКИ-ЙЎЎқ мантиқий элемент (а) ва уларнинг график белгиланиши (б).

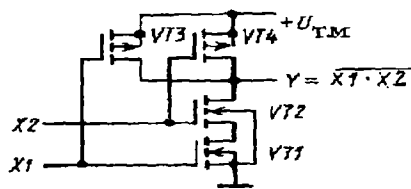
киришлардан бирига (ёки бир вақтда иккитасига) мантикий 1 узатилса, унга тегишли р-каналли транзистор ёпилади, п-каналлиси эса очилади ва схема чиқишида мантикий 0 пайдо бўлади.

Шу каби КМОП тузилишда бажарилган 2ҲА-ЙЎҶ мантикий элементи (7.21-расм) VT1 ва VT2 кетма- кет уланган п-каналли транзисторлардан ва VT3 ва VT4 параллел уланган р-каналли транзисторлардан ташкил топган.

VT3 ва VT4 транзисторларининг киришига паст сатҳли мантикий сигнал узатилганда у очиқ, VT1 ва VT2 транзисторлари эса ёпиқ ва чиқишда мантикий 1 ўрнатилади. X1 ва X2 киришларида бир вақтда юкори мантикий сатҳли сигнал пайдо бўлганида VT1 ва VT2 очилади. VT3 ва VT4 транзисторлари ёпилади ва схема чиқишида мантикий 0 пайдо бўлади.



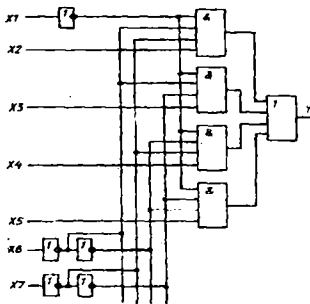
7.20-расм. КМОП- тузилишида бажарилган 2ЁКИ-ЙЎҶ- мантикий элементи



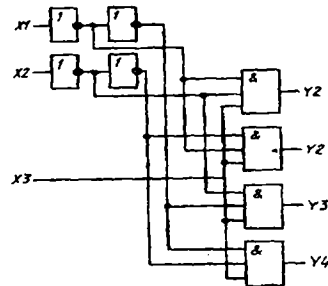
7.21-расм. КМОП тузилишда бажарилган 2ҲА- ЙЎҶ мантикий элементи

КМОП-тузилишдаги мантикий элементларнинг устунликлари куйидагилар ҳисобланади: кичик истеъмол қуввати, МОП тузилишли мантикий элементларга нисбатан тезлиги юкори, ташқи электр ҳимояланган ва катта юкламага чидамлилиги.

Мультимплексорлар ва демультимплексорлар. Иккилик ахборотни умумий киришга кетма-кет узатиш учун мультимплексор хизмат қилади (7.22-расм).



7.22-расм. Мультимплексор схемаси.



7.23-расм. Демультимплексор схемаси

Қачонки, мультиплексорнинг ёрдамчи кириши $X1$ да мантиқий 0 бўлса, $X6$ ва $X7$ киришларида 00 комбинацияси бўлганида, ахборот $X2$ кириши Y чиқиши билан боғланган бўлади. $X6$ ва $X7$ киришларида 01 комбинацияси бўлганда Y чиқиши билан $X5$ кириши боғланади ва шу каби. Шундай қилиб, иккилик кодли комбинацияси мультиплексорнинг манзилли киришига ва $X1$ киришида ёрда чи сигнал берилишида тўртта $X2, X3, X4, X5$ киришларини навбатма - навба. улаб ахборотлар оқимини бир шинада бирлаштиришга имкон беради.

Ахборот оқимини бир неча линиялар бўйича тақсимлаш тескари операциясини демультимплексор бажаради (7.23-расм). Манзилли кириш $X1, X2$ га келаётган ахборот оқими $Y1, Y2, Y3, Y4$ ларнинг бирига узатилади. $X3$ нинг киришида манзилли комбинация 00 бўлса, $Y1$ чиқишига уланади. Агарда манзилли комбинация 01 бўлса, $Y2$ билан уланади.

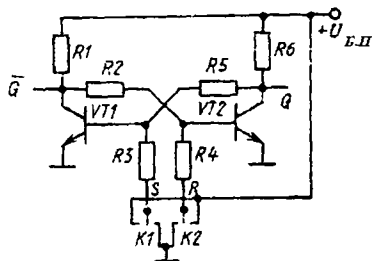
7.6. Триггерлар

Триггер-бир бит ахборотни сақлаш хусусиятига эга бўлган мантиқий қурилма (1 бит деганда иккита ҳолат "1" ва "0" ни ифодаловчи 1 хона тушунилади). Умуман, иккита турғун ҳолатга эга бўлган ҳамма қурилмаларни триггер дейиш мумкин. Триггерлар бир неча турли бўлиб, улар транзистор ёки мантиқий элементлардан йиғиладилар. Триггерлар турларини қўриб чиқамиз.

Асинхрон RC-триггерлар юқорида айтганимиздек, биполяр транзисторда ясалган триггерлар энг содда хотира қурилмаларида ишлатилади.

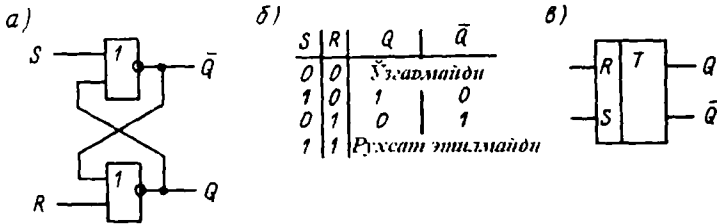
Триггерлар (7.24-расм) S ва R киришларига ҳамда Q ва \bar{Q} чиқишига эга бўлади. Агар чиқишни шартли тўғри чиқиш деб Q билан белгиласак, у ҳолда иккинчи чиқишни инверсланган чиқиш \bar{Q} деб белгиланади. S киришни ўрнатувчи (инглизча сўздан set-ўрнатиш, Reset-қайтариш), R киришни бошланғич ҳолатга қайтариш деб юритилади.

Айтайлик триггер S киришига мантиқий 1, R киришига 0 берилса, Q чиқишида 1 инверсланган \bar{Q} чиқишида эса 0 ҳосил бўлади. Ҳақиқаттан триггер қайси ҳолатда бўлмасин. $VT1$ транзисторнинг базасига юқори потенциал берилганда, уни тўйиниш ҳолатига ўтказади ёки бу ҳолатни тасдиқлайди, $VT2$ транзисторни эса берк ҳолатга ўтказади, бу \bar{Q} чиқишида 0 Q да эса 1 мантиқий ишорани беради.



7.24-расм. Биполяр транзисторда йиғилган триггер.

Киришларга $R-1$; $S-0$ мантикий ишоралар узатилса, триггер чиқишдаги ҳолатлари тескарига ўзгаради, яъни $Q-0$; $Q-1$ ишора ҳосил бўлади. Бундай асинхрон триггерни кўпинча ЁКИ-ЙЎҚ мантикий элементларда бажарилади (7.25.а-расм).



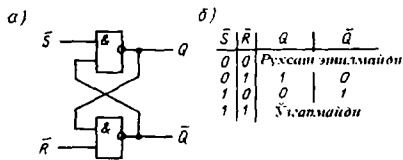
7.25-расм. ЁКИ-ЙЎҚ логик элементли RS-триггер (а), унинг жадвали (б) ва шартли график белгиланиши (в).

Ҳақиқийлик жадвалдан (7.25.б-расм) кўринадики S ва R киришларига мантикий 0 ишора узатилса, унинг чиқиши ўзгармайди яъни олдинги сигнал таъсирида ёзилган ҳолатда қолади. Агар $S-1$ ва $R-0$ бўлса чиқиш ҳолати $Q-1$ ва $Q-0$, агарда $S-0$ ва $R-1$ узатилса унинг чиқишларида $Q-0$ ва $Q-1$ ҳолат ҳосил бўлади. Триггер нинг иккала киришига бир вақтда мантикий 1 узатилса схема ноаниқ ҳолатга эга бўлади, шу сабабли киришга бир вақтда 1 узатилишини тақиқланган кириш комбинацияси дейилади. Киришга бундай сигнал узатилиши тақиқланади.

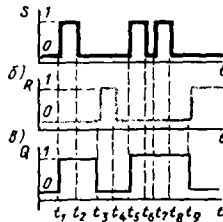
Триггернинг шартли график белгиси 7.25.в-расмда кўрсатилган. ҲА-ЙЎҚ мантикий элементда йиғилган RS триггер и (7.26-расм) учун уларнинг киришига бериладиган сигнал инверсланган бўлиши керак.

ЁКИ-ЙЎҚ элементда йиғилган RS триггернинг вақтга боғлиқ диаграммаси 7.27.а-расмда кўрсатилган. Айтайлик, $0-t_1$ вақт оралиғида триггер киришларига мантикий 0 узатилганда, унинг чиқиши Q да 0 бўлади. t_1 моментда S –киришга мантикий 1 узатилса унинг Q чиқишида мантикий 1 пайдо бўлади. Яъни триггер 1 лик ҳолатига ўтади. t_2 моментда S киришда мантикий 0 узатилса, триггернинг Q чиқиш ҳолати ўзгармайди яъни чиқишда мантикий 1 қолади.

t_3 моментга келиб триггернинг R киришига мантикий 1 узатилиб, S киришида 0 қолса триггер нол ҳолатга яъни Q чиқиш мантикий 0 га ўтади. Агар t_4 моментда R киришда 0 бўлса, триггер бунга эътибор бермайди чунки у олдинги моментда ёзиб олган ахборотни «хотирада» сақлайди, t_5 моментда S киришга мантикий 1 келса, триггер яна ўз ҳолатини ўзгартиради ва Q чиқишда мантикий 1 кўрсатади t_5-t_6 вақтлар орасида S киришга қандай мантикий сон берманг, триггернинг Q чиқишдаги мантикий сон ўзгармайди. Триггер ҳолатини фақатгина R киришига мантикий 1 берилгандагина ўзгартиради бунга мисол вақтнинг t_6 моментидир, яъни t_6 моментда R киришга мантикий 1 берилса, триггер ўз ҳолатини ўзгартиради, яъни Q чиқишда мантикий 0 га ўтади.



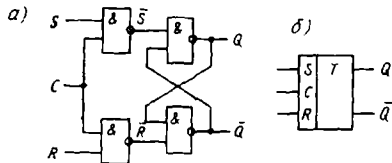
7.26-расм. ВА-ЙЎҚ мантиқий элементли RS-триггер (а) ва унинг жадвали (б)



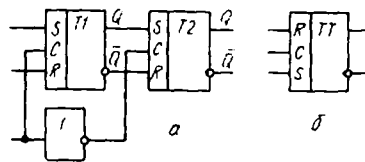
7.27-расм. ЁКИ-ЙЎҚ мантиқий элементли RS-триггернинг вақт диаграммаси (а-в)

Синхрон RS – триггер (7.28. а-б-расм). Синхрон (тактловчи) RS-триггер ни ҳосил қилиш учун оддий RS-триггер га иккита ҲА-ЙЎҚ мантиқий элементларни улаш орқали ҳосил қилинади.

Кириш сигналлари ҲА-ЙЎҚ элементлари (7.28.а-расм) орқали синхрон триггерга узатилади. Сигналлар ҲА-ЙЎҚ элементларидан ўтиши учун унинг С киришига синхрон импульс берилган вақт давомидагина ўтади. Қолган вақтда



7.28-расм. Синхрон RS – триггер (а) ва унинг шартли график белгиланиши (б).



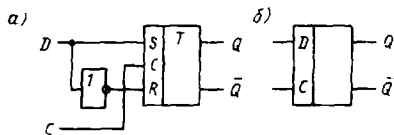
7.29-расм. D-триггер (а) ва унинг шартли белгиланиши (б).

мантиқий элементлардан олдинга ўтмайди. Шу сабабли синхрон триггернинг ҳолати синхрон импульс берилган ҳолдагина ўзгариши мумкин.

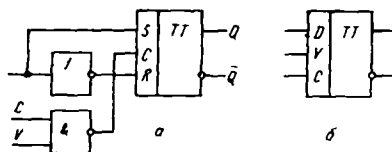
D-триггер фақат битта ахборотли киришга эга. У мантиқий D сигнални эслаб қолиш учун мўлжалланган (delay-кечиктириш) бўлиб, у ўз ҳолатини синхроимпульс келгандагина ўзгариради. Бундай триггерни синхрон RS-триггер ва мантиқий ЙЎҚ элементи билан улаб ҳосил қилинади (7.29-расм).

Бу схемада S киришига мантиқий D сигнал R-киришга инверсияланган D сигнал берилади.

Икки тактли триггерлар етакчи-етакланувчи схемалар асосида амалга



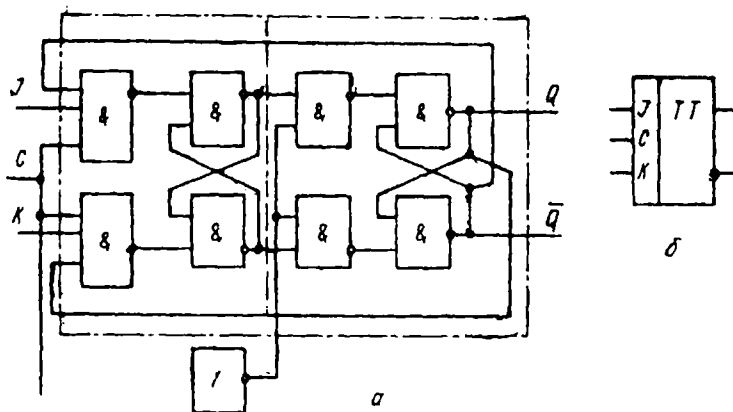
7.30-расм. Икки тактли триггер (а) ва унинг шартли белгиланиши (б).



7.31-расм. DV-триггер (а) ва унинг шартли белгиси (б).

оширилади. Бу **MS-триггер** деб аталади (master-уста, slave-ёрдамчи). Бундай триггернинг тузилиши ва шартли белгиси 7.30-расмда келтирилган. Бу схемада T1 триггер-етакчи, T2 триггер-етакланувчи ҳисобланади. Етакланувчи триггер етакчи триггер ҳолатини эслаб қолиш учун хизмат қилади. Синхронлаштирувчи импульслар T1 ва T2ларга қарама-қарши фазада берилганидан, T2 триггер ҳолатининг алмашилиши T1 триггер ҳолати алмашилишига нисбатан бироз кечикиб рўй беради. Икки поғонали триггерлардан DV, JK ва T триггерлар кўп тарқалган DV-триггер ҳам, D-триггер каби, мантиқий сигнални кечиктириш, яъни эслаб қолиш учун ишлатилади. DV-триггер V рухсат этилган киришга эга бўлиб, $V=1$ бўлгандагина D кириш бўйича бошқарилади. Маън қилинган $V=0$ сигналда D киришда сигнал берилишидан қатъий назар триггер ўз ҳолатини сақлайди. DV-триггернинг тузилиши ва шартли белгиси 7.31-расмда келтирилган.

JK-триггер RS-триггер каби иккита I-1 ни ўрганиш ва K-1 ни ташлаб юбориш ёки 0 ни ўрнатиш мантиқий киришга эга. RS-триггерда $I=K=1$ бўлган сигнал берилганда ҳосил бўладиган ноаниқлик JK-триггерда бартараф



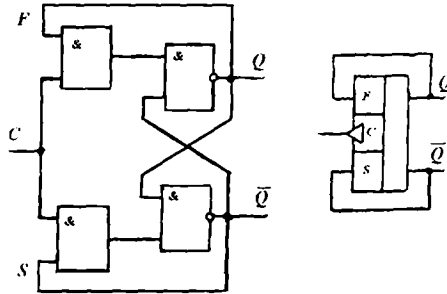
7.32-расм. JK триггер (а) ва унинг шартли белгиси (б).

қилинган. ҲАМ-ЙЎҚ мантиқий элементларидан ташкил топган JK-триггер схемаси ва шартли белгиси 7.32-расмда келтирилган.

Бундай триггер иккита синхронлашган RS-триггеридан иборат бўлиб, етакчи-етакланувчи схемаси бўйича уланган T1 триггер киришига урта киришли ҲАМ- ЙЎҚ элементлари уланган. Бу киришларнинг биринчисига, синхронлаштирувчи импульслар, иккинчисига-бошқарувчи I ва K сигналлар берилган. Учинчи кириш бошқарувчи тескари боғланиш ҳосил қилиш учун хизмат қилади.

Агарда $l=k=1$ бўлса, ҳар иккала ҲА-ЙЎҚ кириш элементлари очик қолади ва навбатдаги синхроимпульс, 1 сигнали триггер чиқишидан киришига берилган ҲА-ЙЎҚ элементи орқали ўтади.

Т-триггер (toggle-алмашиб-улагич), асосан сигнал частотасини бўлиб берувчи ва ҳисобловчи сифатида ишлатилади. Унинг схемаси ва шартли белгиси 7.33-расмда келтирилган. Т-триггерга ҳам бир синхроимпульс берилганида ўз ҳолатини тескарисига ўзгартиради. Шу сабабли инверсия белгиси S билан белгиланади.



7.33-расм. Т-триггер (а) ва унинг шартли белгиси (б).

7.7. Жамлагичлар

Маълумки барча математик амаллар (айириш, кўпайтириш, бўлиш, тригонометрик функцияларни ҳисоблаш ва бошқалар) ягона амал қўшиш амали билан алмаштирилиши мумкин. ЭҲМ нинг бу амални бажарадиган қурилмаси жамлагич (сумматор) деб юритилади.

Кўп хонали (юқори разрядли) сонларни қўшадиган жамлагичлар бир бўғинли (бир разрядли) жамлагичлар тўпламини ташкил қилади. Бир разрядли жамлагич қўшиш амалини бажарадиган мантикий элементдан иборат бўлиб, бир разрядли сонлардан иккита ёки учтасини жамлаш учун хизмат қилади.

Кўпинча бир разрядли жамлагичда амал бажариш иккита асосли ҳисоблаш тизими бўйича олиб борилади. Уни икки модул бўйича жамлагич дейилади. Унинг ишлашини қуйидагича тушунтириш мумкин: Мисол учун 5 ва 7 сонларини қўшиш керак. Маълумки улар 0101 ва 0111 кўринишида тасвирланади. Уларни қўшиш кичик разряд (охирги устун) дан бошланади. Унда $1+1=2$ эмас, балки $1+1=0$ бўлиб, 1 бир хона олдинга (олдинги разрядга) кўчирилади, яъни $S_0=0$, $P_0=1$. Шунга асосан, иккинчи устун қўшилганда $S_1=0$, $P_1=1$, учинчи устундан $S_2=1$, $P_2=1$, тўртинчи устундан- $S_3=1$, $P_3=0$ ҳосил бўлади. Демак, $12=1100$ га тенг бўлади.

7.34–расмда бир разрядли жамлагичнинг таркибий схемаси кўрсатилган. Унда Д-триггерларнинг Д-киришига A ва B сонларнинг тегишли разрядлари (ҳадлари) таъсир этади. Улар C -киришга бериладиган синхронловчи сигнал таъсири давомида ёзилиб боради.

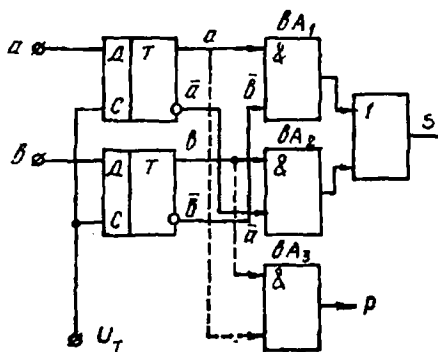
Фараз қилайлик, $A=0$ ва $B=0$ бўлсин. Синхронловчи сигнал таъсир этганда улар Д-триггерларнинг чиқишида A ва AB ва B кўринишида қайд этилади. Натижада BA_1 мантиқий элементнинг киришига $A=0$ ва $B=1$ мантиқли сигнал таъсир этади ва чиқиш сигнали $AB=0$ га тенг бўлади. BA_2 мантиқий элементнинг кириш сигнали ва $B=0$ бўлиб, чиқиш сигнали $A=1$ ва $AB=0$ га тенг бўлади. Улар бир вақтда ЁКИ мантиқий элементнинг киришига берилгани учун чиқишда $S=AB+AB=0$ мантиқли A ва B сонларнинг йиғиндиси ҳосил бўлади.

Агар $A=1$, $B=0$ бўлса, BA_1 мантиқий элементнинг чиқиш кучланиши $AB=1$ га BA_2 мантиқий элементники эса, $AB=0$ га тенг бўлади. Натижада ЁКИ мантиқий элементдан олинадиган чиқиш кучланиши $S=1$ га тенг бўлади. Худди шу тартибда A ва B сонларнинг бошқа разрядлари ҳам жамланиб боради.

Кўп разрядли жамлагичлар кетма-кет ва параллел турларга ажратилади. Кетма-кет жамлагичда кириш сонлари ташкил этувчи бир разрядли жамлагичларнинг киришларига коддаги кетма-кетликда кичик разряддан бошлаб таъсир эттирилади. Шунинг учун чиқишда олинадиган йиғинди ҳам код кетма-кетлигида ҳосил бўлади. Унда биринчи синхронловчи импульс таъсирида биринчи разрядли сонлар, иккинчи импульс таъсирида иккинчи разрядли сонлар ва ҳ.к. қўшила боради.

Кетма-кет жамлагичнинг афзаллиги мантиқий элементлар сонининг оз бўлиши бўлса, камчилиги-тезкорлигининг кичиклигидир.

Кўп разрядли жамлагичнинг параллел схемасида қўшиш амали A ва B сонларнинг барча разрядлари бўйича бир вақтда бажарилади. Ташкил этувчи ҳар бир разрядли жамлагич сонларнинг ҳар хил разрядини қўшади. Унинг чиқишидан икки хил йиғинди олинади: сигнал йиғиндиси ва юқори разрядга кўчириш сигнали ($P=AB=1$ бўлганда). Юқори разрядга ўтказиш сигнаolini ҳосил қилувчи схема оралиқ жамлагич-яримжамловчилар деб аталади. У бир разрядли жамлагич схемасига учинчи BA_3 мантиқий элементни киритиш йўли билан ҳосил қилинади. 7.34–расмда у узлукли чизиқ билан кўрсатилган BA_3 элементдир. Агар $A=1$ ва $B=1$ бўлса, BA_3 мантиқий элемент чиқишидаги сигнал $P=AB=1$ бўлади ва у сигнални битта юқори разрядга силжитади.



7.34–расм. Бир разрядли жамлагичнинг таркибий схемаси

7.8. Шифратор ва дешифраторлар

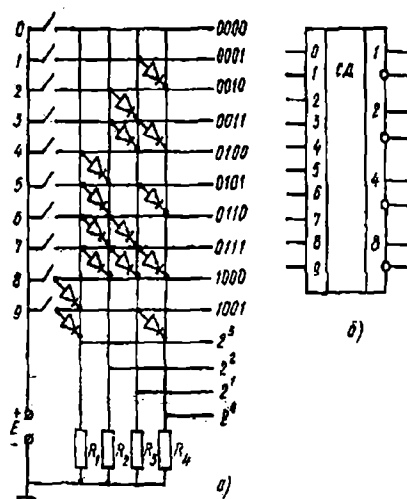
Сигналнинг рақамли тасвир–кодини бир турдан иккинчи турга айлантирувчи қурилма код ўзгарткичи деб аталади. Унга шифратор ва дешифратор мисол бўлади.

Шифратор кириш сонларига мос рақамли кодни мантиқий амаллар бажариладиган сигналга айлантириб беради, дешифратор мантиқий элемент чиқишидаги сигнални кодга айлантириб беради. Масалан, ўнли сонлар икки асосли ҳисоблаш тизимига ва аксинчага айлантирилади. Шифратор ва дешифратор триггер ёки содда мантиқий элементлар (ҲА, ЁКИ ва ЙУҚ) нинг бирор комбинациясидан ташкил топади.

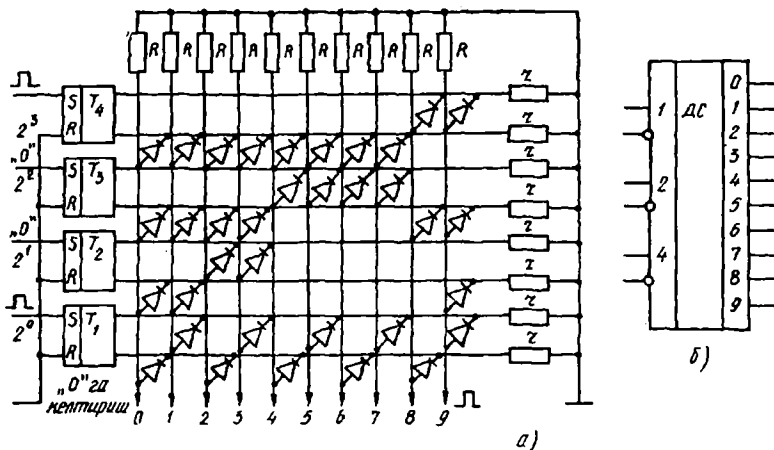
Демак, шифратор кодловчи (кодер) бўлса, дешифратор (декодер) сигналнинг турли хил кодлари ичидан кераклисини ажратиб берувчи қурилмадир.

7.35-расмда шифраторнинг принципиал схемаси (а) ва белгиланиши (б) га мисол кўрсатилган. Унда ўнли сонларнинг коди икки асосли сонлар тизими кодига айлантирилади. Горизонтал қатордаги ҳар бир диод резисторлар билан бирга ҲА мантиқий элементни ҳосил қилади. К калитлардан қайси бири уланса, мос ҲА мантиқий элемент унга тўғри келадиган ўнли сонни икки асосли кодга айлантиради. Масалан, бешинчи ҳолат уланса (5 сони), 0101 горизонтал ўтказгичга кучланиш берилади. Унга иккита диод уланган. Чап томондаги диод уни 2^2 чиқишга (вертикал шинага), ўнг томондаги диод 2^0 чиқишга узатади. (Уларнинг йиғиндиси 5 га тенг).

7.36-расмда дешифраторнинг схемаси кўрсатилган. У икки асосли кодни ўн асосли кодга айлантириб беради. Унда ҳам диодлар резисторлар билан бирга ВА мантиқий элементни ташкил қилади. Унинг кириш шиналари (горизонтал ўтказгичлар) Т-триггернинг тўғри ва фаза ўзгартрувчи чиқишларига, чиқиши эса, қайд қилувчи қурилмага уланади.



7.35-расм. Шифраторнинг принципиал схемаси (а) ва шартли белгиланиши (б).



7.36-расмда Дешифраторнинг принципиал схемаси (а) ва шартли белгиланиши (б).

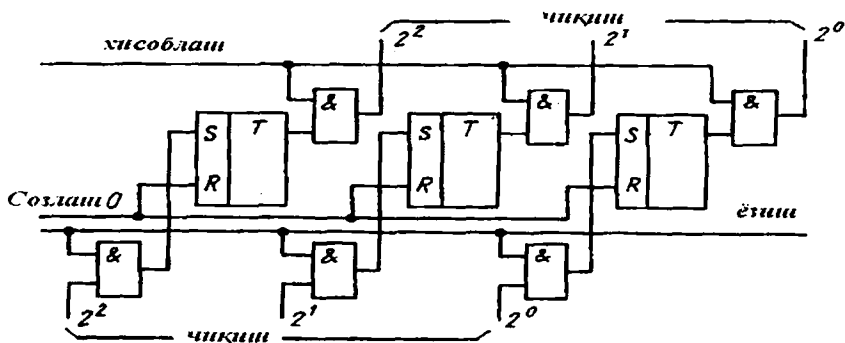
7.9. Регистрлар

Регистр – иккилик ахборотни ёзиш, сақлаш ва қайта ишлаш учун хизмат қилувчи қурилмадир. Ҳар қандай ЭҲМнинг муҳим таркибий қисми ҳисобланади.

Айтиб ўтилганидек, триггер хотиранинг оддий ячейкаси ҳисобланиб 1 бит ахборотни сақлаши мумкин. Демак, керакли сонли бит ахборотни сақлаш учун бир бири билан маълум тарзда бирлаштирилган етарли сондаги триггерлар жамланмаси зарур. Регистр ана шундай қурилма ҳисобланади. Регистрлар кетма-кет, параллел ва кетма-кет параллел бўлади.

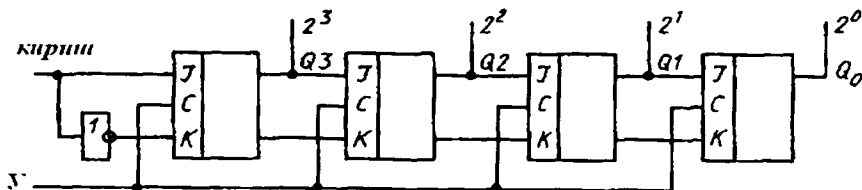
7.37-расмда уч разрядли параллел регистр кўрсатилган бирор сонни ёзишдан аввал регистрнинг барча триггерларини нолинчи ҳолатга ўтказилади, бунинг учун умумий шинани “Уст.о” боғланган триггерларнинг кириши R га мантиқий 1 сигнали узатилади. Шундан сўнг “ёзиш” шинасига мантиқий 1 берилиб, мос келадиган киришига разрядлар бўйича берилган сонлар ёзилади. Сонни ўқиш учун мантиқий 1 ни ҲА схемаларининг чиқишига узатилади, бунинг натижасида регистрга ёзилган сон чиқишда пайдо бўлади.

Параллел регистрлар ахборотни фақат сақлайди, шунинг учун уларни хотира регистрлари деб ҳам атайдилар.



7.37-расм. Уч разрядли параллел регистрнинг таркибий схемаси.

Тўрт разрядли кетма-кет регистр. Бу регистрлар JK триггерларида бажарилиб, унинг схемаси 7.38-расмда кўрсатилган. 7.39-расмда эса $1010_2=10_{10}$ сонини ёзишда триггерларининг ҳақиқийлик жадвали келтирилган. Ёзиш кичик разряддан бошланади, яъни регистр киришида биринчи бўлиб мантикий 0 пайдо бўлади (7.39-расмда жадвалда тўрт қаторли). Бир вақтнинг ўзиде С киришида такт импульси пайдо бўлиши керак. Бу сигналлар билан биринчи триггер нолинчи ҳолатга ўтказилади, бунда унинг аввалги ҳолати аҳамиятга эга бўлмайди.



7.38-расм. JK-триггерларида тўрт разрядли кетма-кет регистрлар.

Кейинги мантикий 1 сигнали регистр киришида навбатдаги такт импульси билан бир вақтда пайдо бўлади. Биринчи триггернинг ҳолати бирликка ўзгаради, унинг чиқиш ҳолати эса аввал такт давомида иккинчи триггерга ёзиб олинади ва шу каби. Шундай қилиб, тўрт такт давомида барча сонлар регистрга ёзиб олинади. Бу сонлар параллел коддан (триггерларнинг Q_0, Q_1, Q_2 ва Q_3 тўғри чиқишлари билан) ҳам ва кетма-кет кодда ҳам (триггер Q чиқиши кичик разрядли тўрт тактли импульслари давомида) регистрдан чиқариб олиниши мумкин. Шунинг учун кетма-кет разрядлардан кетма-кет кодни параллел кодга айлантириш учун фойдаланиш мумкин. Кетма-кет

регистр ясаш тамойилидан силжитиш регистри ясашда фойдаланилади. Силжитиш регистри иккилик рақамларни кўпайтириш учун хизмат қилади.

Мисол тариқасида:

$101_2=5_{10}$ ва $110_2=6_{10}$ сонларини кўпайтиришни кўриб чиқамиз.

Аввал одатий қоидалар билан мос равишда кўпайтириш операциясини бажарамиз:

$$\begin{array}{r}
 101 \\
 \times \\
 110 \\
 \hline
 000 \\
 101 \\
 101 \\
 \hline
 11110_2=30_{10}
 \end{array}$$

кириш	Q3	Q2	Q1	Q0
0	0	X	X	X
1	1	0	X	X
1	1	1	0	X
0	0	1	1	0
1	1	0	1	1
0	0	1	0	1
1	1	0	1	0

7.39-расм. 1010 сонини ёзишда триггерларнинг ҳақиқийлик жадвали

Бу мисоллардан кўпайтириш операцияси кўпайтиришида кўрсатилган разрядларни тақсимлаш билан мос равишда уни чапга суриш йўли билан кўпайтиришдан олинган иккилик сонларни қўшишдан иборатлиги кўриниб турибди.

Иккилик қўшилувчиларни суриш кетма-кет регистрларда бажарилади: ундан улар разрядлар бўйича қўшиш учун сумматорга келади. Натижада сумматор чиқишида икки иккилик сонларни бир бирига кўпайтиришдан ҳосил бўлган иккилик сон пайдо бўлади.

Силжиш реверсив регистрлари мавжуд, уларни силжитиш йўналиши ечилаётган масалага қараб танланади.

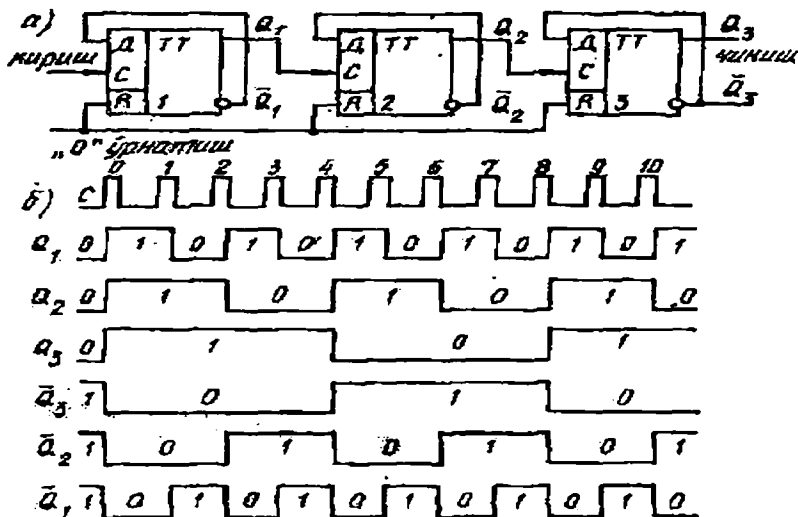
Иккиламчи сонли бир разряд чапга суриш (катта разрядлар томонига) уни 2 га кўпайтиришга, ўнга суриш эса (кичик разрядлар томонга) уни 2 га бўлишни англатишини эсда тутиш зарур.

7.10. Ҳисоблагичлар

Ҳисоблагич (счётчик)лар рақамли қурилма бўлиб, киришга бериладиган импульсларни санаш учун хизмат қилади. Функционал белгисига қараб улар жамловчи ва айирувчи ҳисоблагичларга ажратилади. Жамловчи ҳисоблагичда навбатдаги импульс унинг хотирасидаги сонни бир бирликка оширс, айирувчи ҳисоблагичда у бир бирликка камайтиради. Бундан ташқари ҳисоблагичлар бир вақтда ҳам жамловчи, ҳам айирувчи бўлиши мумкин. Уларни реверсив (қўшалок) ҳисоблагич деб аталади. Триггерларнинг (разрядлари) орасидаги боғланиш усулига қараб ҳисоблагичнинг схемалари бевосита боғланишли, олиб ўтувчи занжирли ва комбинациялашган турларга эга. Бундан ташқари, сигнал таъсир эттирилиш усулига қараб улар кетма-кет, параллел ва аралаш турларга ажратилади.

7.40-расмда D-триггерда тузилган 3 разрядли бевосита боғланишли кетма-кет ҳисоблагичнинг соддалаштирилган таркибий схемаси кўрсатилган. Бошланғич вақтда уччала триггер нол ҳолатга келтирилади ($Q=0$, $\bar{Q}=1$). Агар киришга

импульслар берилса бошласа, триггерлар унга мос кетма-кет қайта улана бошлайди. Бунда I-триггернинг қайта уланиши даври иккита, II-триггерники - 4та, III – триггерники – 8та кириш импульсининг такрорланиши даврига тенг (7.40.б - расм). Демак, ҳисоблагич кириш импульсларини 2ⁿ тартибда бўлиб (тақсимлаб) беради.



7.40-расм. Кетма-кет ҳисоблагичнинг таркибий схемаси(а) ва ишлаши (б).

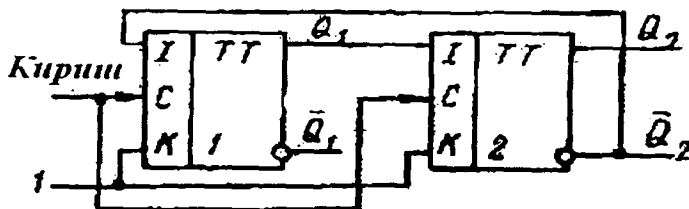
Агар бошланғич ҳолат (нолга ўрнатиш) да ҳисоблагичда 2 асосда тўғри чиқишига 111 сон, инверс чиқишига – 000 сон ёзилган бўлса, у ўнли асосда тўғри чиқишда 7 сонига, инверс чиқишида эса, 0 сонига тўғри келади.

Саналадиган биринчи импульс таъсирида 1 триггер қайта уланади ва ҳисоблагичнинг тўғри чиқишида 110, инверс чиқишида 001 сон ёзилади. У тўғри чиқишда ўнли асосда 6 сонига, инверс чиқиш бўйича эса, 1 сонига тўғри келади.

Киришдаги иккинчи импульс таъсири тугагач, ҳисоблагич чиқишларида 101 (5) ва 010 (2) сонлар ҳосил бўлади. Бу тўғри чиқиш бўйича ҳисоблагич айирувчи, инверс чиқиш эса, жамловчи бўлишини кўрсатади. Киришдаги 8 – импульс таъсири тугагач, ёзиш даври тугайди ва қурилма бошланғич ҳолатга ўтади.

Кетма-кет схемада рақамлар кетма-кет бир триггердан иккинчисига олиб ўтилгани учун ҳисоблагичнинг тезкорлиги жуда кичик бўлади. Ундан қутилиш учун унинг параллел схемасидан фойдаланилади. 7.41-расмда ИК – триггерида йиғилган 2 разрядли ҳисоблагичнинг соддалаштирилган таркибий схемаси кўрсатилган. Бошланғич вақтда триггер нол ҳолатда бўлиб ($Q_1=Q_2=0$), ўзаро туташтирилган К - киришларига бир хил 1 мантиқли кучланиш бериб

қўйилади. I – триггернинг I – кириши Q_2 чиқишга уланган бўлгани учун I мантиқли кучланиш таъсир этади.



7.41-расм. Параллел ҳисоблагичнинг таркибий схемаси.

Агар C – киришга I импульс таъсир этса, I триггер қайта уланиб чиқиш кучланиши $Q_1=1$ бўлади. Бунда иккинчи триггернинг 1-киришидаги кучланиш 1 мантиқли бўлиб қолади. Лекин бошланғич пайтда унда 0 мантиқли кучланиш бўлгани учун у қайта уланмайди ва $Q_2=0$ ҳолат сақланади ($Q_1=1$). Шунга кўра 1 импульс тугашида ҳисоблагичга 01 сон ёзилган бўлади.

Иккинчи импульс таъсир этган вақтда иккала триггернинг 1 ва K киришларида 1 мантиқли сигнал бўлади. Шунинг учун II импульсининг тугаши билан иккала триггер қайта уланиб, уларни тўғри чиқишларида $Q_2=1$ ва $Q_1=0$ мантиқли сигнал ҳосил бўлади, яъни ҳисоблагичга 10 сони ёзилади. У ўнли тизим бўйича 2 сонига тўғри келади. Бунда триггерларнинг 1-киришларига “ 0 ” мантиқли кучланиш уланган бўлади.

Шундай қилиб, ҳисоблагичда биринчи кириш импульсидан кейин 01 , иккинчи импульсидан кейин 10 , учинчи импульсдан кейин 00 сонлар ёзилади. Яъни учта кириш импульсидан кейин ҳисоблагич бошланғич ҳолатга қайтади.

Умуман олганда, барча ҳисоблагичлар мураккаб схемага эга бўлади. Мақсадга қараб унинг таркибида турли хил мантиқий элементлар қатнашади. Бундан ташқари, ҳисоблагичлар фақат икки асосли ҳисоблаш ситемасидангина эмас, балки ихтиёрий асосли қилиб ясалиши мумкин. Масалан, ўн асосли ҳисоблагич икки ўнли асосда ишлайдиган ҳисоблагичлар декадасидан (ўнлигидан) ташкил топади. Уларнинг нечта бўлиши ўнли сонларнинг юқори разряди билан белгиланади. Ҳар бир декада 0 дан 10 гача сонларни икки-ўнли код асосида санайди. Учинчи импульс таъсири тугагач, ҳисоблагич декадаларида бошланғич ҳолат тикланади.

7.11. Аналогли сигналларни рақамли сигналларга ва аксинча ўзгартиргичлар

Аналогли сигналларни $U_A(t)$ (t -ўтувчи вақт) рақамли сигналларга $U_D(k)$ (k -бутун сон) айлантиришнинг турли усуллари бор. Шулардан энг кўп тарқалгани сигнални вақт бўйича дискретлаштириш ва сатҳи бўйича квантлашдан иборат.

Дискретлаштириш- $U_A(t)$ сигнални қисқа муддатли кетма-кет келадиган импульсларга $U_D(k)$ алмаштириш демакдир. Бундай дискретлаштирилган сигнал амплитудавий-импульсли модулятор ёрдамида бажарилади. Унинг

битта киришига дискретланувчи аналогли сигнал берилса, бошқасига қисқа муддатли кетма-кет импульслар берилади.

Аналогли сигналларни кетма-кет келувчи импульслар орқали тасвирлашда интервал қанча кичик олинса, аниқлик шунча юқори бўлади. Бироқ бунда рақамли сигналлар сони ортиб кетади. Шу сабабли энг қулай ечимни танлаб олиш зарур бўлади. Бу ечим В.А.Котельников теоремаси орқали берилади.

Бу теоремага кўра сигнални тенг $\frac{1}{2\omega_{ю}}$ вақтлар ичидаги санок қийматлари маълум бўлса, ундан спектрда частотаси $\omega_{ю}$ дан катта бўлмаган ихтиёрий сигнални тиклаш мумкин:

$$S(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} S_k \frac{\sin \omega_{ю} \left(t - \frac{k\pi}{\omega_{ю}} \right)}{\omega_{ю} \left(t - \frac{k\pi}{\omega_{ю}} \right)} \quad (7.5)$$

Дискретлаш даврида сигналнинг санок қийматлари турлича бўлади. Сигнал сатҳига мувофиқ равишда квантлаш усули билан сигналнинг санок қийматларини рақамли сигналларга айлантириш мумкин.

Кириш кучланиши ўзгарадиган U_{max} дан U_{min} гача бўлган оралиқ 2^n интервалга бўлинади. Интервалнинг кенглиги

$$\Delta = \frac{U_{max} - U_{min}}{2^n} \quad (7.6)$$

квантлаш қадами дейилади. Ҳар бир интервалдаги n хонали код белгиланади. Одатда бу код иккилик тизимида ёзилган интервал номерига тенг. Сигнал квантланганда ва аксинча рақамли сигнал қайтадан аналогли сигналга айлантирилганда маълум бир бузилишлар ҳосил бўлади. Бу квантлаш шовқини дейилади. Квантлаш шовқинининг эффе́ктив кучланиши:

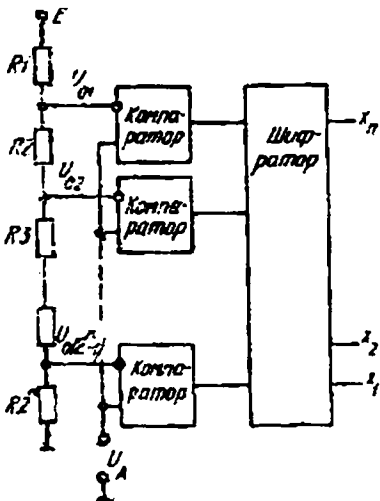
$$U_{\omega} = \left[\int_{-\frac{\Delta}{2}}^{\frac{\Delta}{2}} \frac{U^2 dU}{\Delta} \right] = \frac{\Delta}{\sqrt{12}} \quad (7.7)$$

Сигнални дискретлаш ва квантлаш аналогли сигнални рақамли сигналга айлантирувчилар-АҚРСА орқали амалга оширилади. Аксинча, рақамли сигналдан аналогли сигнални тиклаш рақамли сигнални аналогли сигналга айлантирувчилар (РСАСА) ёрдамида бажарилади.

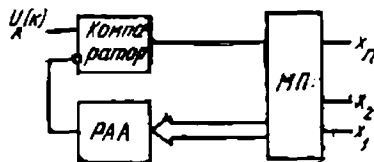
Аналогли сигналларни рақамли сигналларга айлантирувчи қурилмалар икки қисмдан—амплитудавий-импульсли модулятор ва квантловчи қисмлардан иборат.

Сигналларни квантлаш қуйидаги усулларда амалга оширилиши мумкин. Биринчи усулда квантланувчи кучланиш $2n-1$ та компаратор ёрдамида таянч кучланишлари билан солиштирилади (7.42-расм). Таянч кучланишлари резисторли тақсимлагичлардан олинади. Агар квантланувчи кучланиш n -таянч кучланишидан кичик бўлса, n -компараторнинг чиқишида мантикий "0" сигнали,

агар катта бўлса, “1” сигнали ҳосил бўлади. Сигнал компаратордан чиқиб шифраторга берилади ва унда n – хонали параллел кодга айланади. Шу сабабли бу усул параллел схема деб аталади. Бу қурилмаларда битта санақни ўзгартириш вақти 20-100 нс атрофида бўлади.



7.42-расм. Сигналларни компараторлар ёрдамида квантлаш



7.43-расм. Хоналар бўйлаб тенглаштириш усули билан сигналларни квантлаш (РАА-рақамли сигналларни аналог сигналларга айлантиргич; МП-микропроцессор).

Иккинчи усул хоналар бўйлаб тенглаштириш деб аталади. Бунга кўра квантланувчи кучланиш $U_A(k)$, n марта кетма-кет, n та таянч кучланиш билан солиштирилади (7.43-расм). Олдин $U_A(k)$ кучланиш катта хонали таянч кучланиши билан солиштирилади:

$$U_{10\dots 0} = U_{\min} + \frac{U_{\max} - U_{\min}}{2^n} 2^{n-1} = \frac{U_{\max} + U_{\min}}{2} \quad (7.8)$$

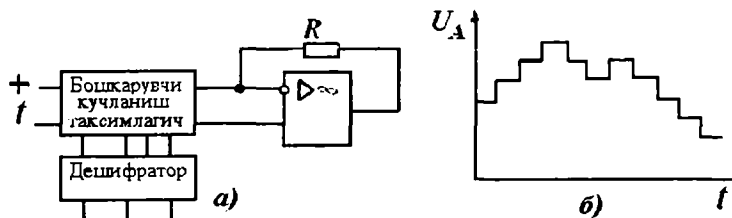
Агар $U_A(k) > U_{10\dots 0}$ бўлса, коднинг катта хонаси $X_n=1$ деб олинади. Агар $U_A(k) < U_{10\dots 0}$ бўлса, $X_n=0$ бўлади. Сўнгра $U_A(k)$ кучланиш $(n-1)$ -хонасининг қиймати аниқланади, бундан кейинги ҳар бир солиштириш навбатдаги код хонасининг қийматини белгилайди.

Учинчи усул - кетма-кет ҳисоблаш усули деб аталади. Бу усул квант қадами Δ га тенг бўлган минимал таянч кучланишларини, квантланувчи $U_A(k)$ кучланишга тенглашгунча ёки ундан каттароқ қийматларга эришгунча қадар неча марта қўшиб чиқиш кераклигини ҳисоблашга асосланган. Бу усулни ортиб борувчи таянч кучланишли манба ёрдамида амалга ошириш мумкин. Агар i -тактли интервалда таянч кучланиши $U_{0i} = U_{\min} + \Delta i$ бўлса, $U_A(k) \geq U_{0i}$ шарт бажарилганда, i -сонининг коди рақамли сигнал $U_0(kn)$ нинг кодини беради.

Бу типда ишловчи бир нечта схемалар мавжуд (7.43-расм).

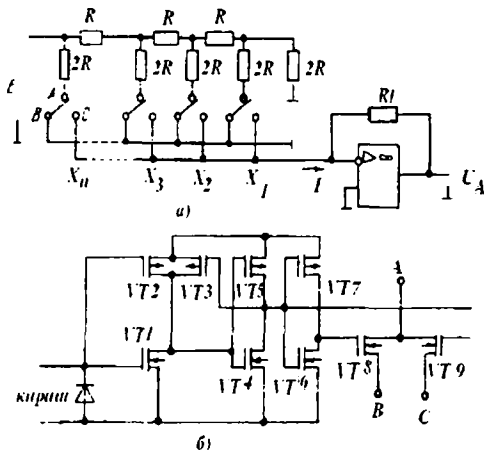
Юқорида келтирилган схемалар бир-биридан аниқлиги ва мураккаблиги билан фарқ қилади. Параллел схема тез, кетма-кет схема секинроқ ишлайди.

Рақамли сигнални аналог сигналга айлантиргичлар, купинча бошқарилувчи резисторли кучланиш тақсимлагичлар орқали амалга оширилади (7.44-расм).



7.44-расм. Рақамли сигналларни аналогли сигналларга айлантиргичнинг блок схемаси (а) ва унинг чиқишдаги кучланиш ўзгариши (б).

Бунда рақамли сигнал U_D нинг коди $X_n \dots X_2, X_1$ га қараб турли хил резисторлар уланади. Рақамли сигнални коди ўзгариши билан тақсимлагичнинг ўтказиш коэффиценти ҳам ўзгаради. Ўтказиш коэффиценти ўзгарганлиги тугайли, бу тақсимлагичнинг киришига доимий кучланиш берилсада, чиқиш кучланиши нотекис ўзгаради. Кучланиш тақсимлагичларини улаш ва узиш электрон калитлар орқали амалга оширилади. Кучланиш тақсимлагичи вазифасини қаршилиқлар матрицаси ўтайди. Бундай матрицани кўриниши, а расмда келтирилган. Иккилик тизимдаги сигналларни бошқарувчи калит схемаси 7.45.б-расмда кўрсатилган. Рақамли сигнални аналог сигналига айлантиришнинг аниқлик даражаси резисторларни тайёрланиш аниқлигига ва уларнинг иш режимида параметрларининг барқарорлигига боғлиқ



7.45-расм. Кучланиш тақсимлагич вазифасини бажарувчи қаршилиқлар матрицаси (а)

7.12. Хотира қурилмалари

Хотира қурилмалар (ХҚ) ЭХМ нинг муҳим таркибий қисми ҳисобланиб, ҳисоблаш жараёнида рақамли ахборотни ёзиш, сақлаш ва ўқиш учун хизмат қилади. Улар ички ва ташқига ажратилади.

Ички ХҚ. Бу хотира қурилмалар оператив ахборотларни сақлаш учун мўлжалланган (ЭХМ дастурининг барча зарур маълумотлар ва дастурлар билан ишлаши учун) ва қуйидагиларга ажратилади:

Оператив хотира қурилмалари (ОЗУ). ЭХМ нинг универсал хотираси ҳисобланиб у мулоқот дастур билан белгиланади. ОЗУ таркибидаги маълумотлар масалани ечиш давомида ўзгаради ва қувват манбаи ўчирилганда йўқолади. Доимий хотира қурилма (ПЗУ) ёрдамчи ахборотларни: -микродастурларни, ўзгармас катталикларни, дастурлар қисмларини сақлаш учун хизмат қилади. ПЗУ таркибидаги маълумот ҳисоблаш жараёнида ўзгармайди ва манба ўчирилганида маълумот сақланиб қолади.

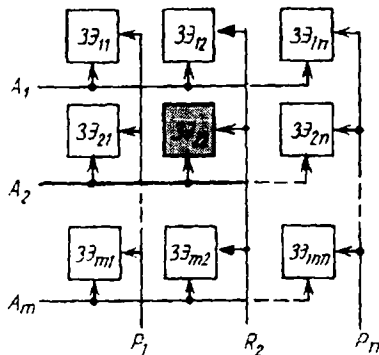
Оператив хотира қурилмалари. Бу қурилмалар оддий ҳолларда регистрлар кўринишида бажарилиб, локал (маҳаллий) хотирани ташкил этиш учун фойдаланадилар шу сабабли мураккаб бўлмаган тузилишга ва кичик сифимга эга (64 бит). Одатда регистрларда қисқа вақт оралиқ натижалар, операция кодлари, буйруқлар ва бошқалар сақланади. Биполяр ва униполяр транзисторларда бажарилган матрицали ОЗУ катта сифимга (16384 битгача) эга бўлади (7.46-расм). Хотира элементлари (ХЭ) манзилли $A_1, A_2 \dots A_m$ ва разрядли $P_1, R_2 \dots P_n$ шиналари кесишишида жойлашади. Керакли манзилли шина билан бирлаштирилган хотира элементининг ҳар бир гуруҳи n - разрядли сўзини ташкил қилади.

Сўзни ёзиш учун манзилли шиналардан бирида манتيқий 1 сигнали пайдо бўлиши зарур. Бу ҳолатда ХЭ га разрядли шинадаги мантиқий ҳолат ёзилади, яъни ОЗУ га келиб тушган ахборот ёзилади. Сўзни ўқиш учун керакли манзил киришига ҳисобловчи сигнални узатиш зарур, бунинг натижасида разрядли шиналарда танланган сўз пайдо бўлади.

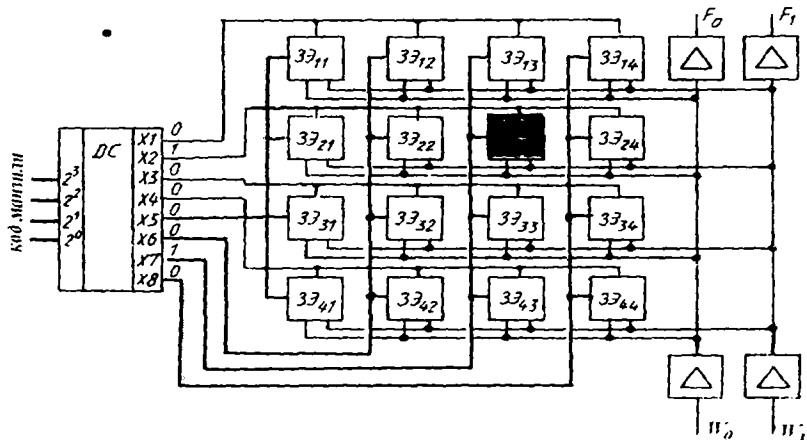
Икки координатали ОЗУларда (7.47-расм) хотира сифими катта қийматга эга бўлиб, (256 000 битгача) унинг хотира элементлари манзилли шинанинг X_1, X_2, X_3, X_4 қаторлари ва X_5, X_6, X_7, X_8 устунларининг кесишишган нуқталарида жойлашгандир.

Манзил коди тўрт разрядли сўз кўринишида ДС манзилли дешифраторига келиб тушади, унинг чиқишида битта разрядда фақат 1 бўлган иккита тўрт разрядли иккилик сўз пайдо бўлади. Бу сўз қаторлар ва устунлар шиналарига келади, натижада мантиқий 1 бир вақтнинг ўзида фақатгина битта ХЭ да пайдо бўлади.

Масалан, 7.47-расмда 0100 ва 0010 манзил сўзларига X_{23} мос келади.



7.46-расм. Матрицали ОЗУ нинг таркибий схемаси



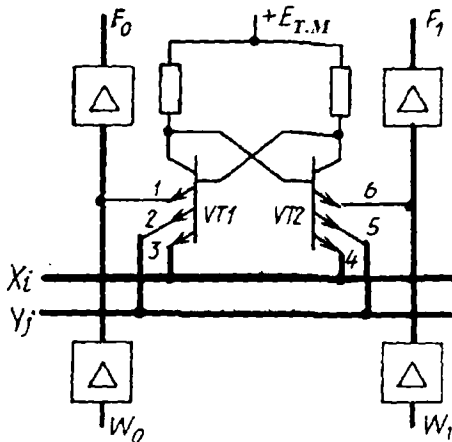
7.47-расм. Икки координатли ОЗУ нинг структура схемаси.

Икки координатли ОЗУ нинг хотира элементи бўлмиш, биполяр транзисторда йиғилган триггернинг ахборотни сақлаш, ёзиш ва ўқиш режимларини кўриб чиқамиз (7.48-расм).

7.48-расмда W_1 , W_0 ёзиш кучайтиргичининг кириши, F_0 , F_1 ўқиш кучайтиргичининг чиқиши, VT_1 , VT_2 триггернинг кўп эмиттерли транзисторлари.

Ахборотларни сақлаш режимида манзилли шиналар қаторларига X_i ва устунларига Y_j (ёки улардан бири)га мантикий 0 берилади. Бу ҳолда VT_1 ва VT_2 транзисторларининг 1 чи ёки 6 чи эмиттерларига сигнал тушганда бошқарилмайди, демак янги ахборотни ёзиб олиш мумкин эмас.

Ахборотни ёзиш режимида манзилли шинанинг X_i ва Y_j ларига мантикий 1 берилади. Бу пайтда транзисторларнинг эмиттерли ўтишлари 2, 3, 4 ва 5 ёпилади ва триггер транзисторларининг 1 чи ёки 6 чи эмиттерларига сигнал берилишида бошқарилади ёзиш учун W_1 ва W_0 ёзиш кучайтиргичларнинг киришларига мос равишда мантикий 1 ва 0 бериш керак. Ёзиш кучайтиргичи киришга берилаётган сигнални чиқишида инверциялайди, шу сабабли разряд шина орқали 1 чи эмиттерга мантикий 1, 6чи эмиттерга



7.48-расм. Биполяр транзисторда йиғилган икки координатли ОЗУ нинг хотира элементлари

эса мантикий 0 узатилади. Натияжда транзистори эса епилади, яъни 1 ёзи оширилади.

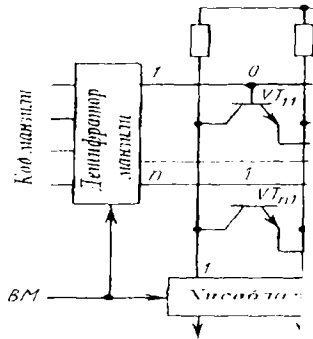
Ахборотни ўқиш режимида эса мантикий 1 ўрнатилади, чунки бу ҳолда ўқиш кучайтиргичлари киришларини 2, 3, 4 ва 5 эмиттерли ўтишлар ёпиқ эмиттерли ўтиш орқали разрядли ψ кучайтирилади ва мантикий 1 кўричишида мантикий 0 бўлади. ψ мантикий 1 га мос келадиган кучлар ҳар доим E манба кучланишидан кич

Кўриб чиқилган ОЗУ статик ҳолда ёзиб олинган ахборотни чекла ОЗУлар ҳам ишлаб чиқарилади конденсаторлардан фойдаланилад разрядланиши кузатилади, оқибати сақланадиган ахборотларни вақти-в

Доимий хотира қурилма

транзисторларда бажарилади ва дастурлаштириладиган турларига шиналар кесишишларида жойг бажарилган маскали ПЗУлар 7.4 ёзиш яқунловчи техноантикий берилган схемадаги транзистор улашни таъминлашдан иборат бўл

Қатор танланганда манзил шу шинага уланган транзисторл кучланиш деярли нолгача кам чиқишларида мантикий 0 пайдо уланмаган транзисторлар ёпиқли чиқишларида мантикий 1 пайдо бў



7.49-расм. Биполяр транзи

Қайта д
ёзишга имк
фойдаланиш
бажарилади
кремний диок
пастки қатла
берилганида
электронларн
ёрдам беради
қоладилар.

$Si_3 N_4$ қр
Тўпланган
натижасида тр
Шундай қилиб
 $U_{ост2}$ юқори о
диэлектрикдан
берилади. Ах
кучланиш бер
бўлса, ёпиқли
Ташқи хо
бўладилар. Ёз

a)

и о

U

7.50

Микроэле
сифат жиҳатда
яратилишига о
бўлиб, проце
бошқариладига
топади ва рақ
хизмат қилади

Микропроцессорнинг асосий қисмлари арифметик-мантиқий қурилма, бошқариш қурилма, ички регистрлар (ички хотира) тўплами, шина ва асбоблар (аппаратуралар)дан иборат.

Микропроцессорнинг таркибий схема кўриниши 7.51-расмда кўрсатилган.

Арифметик мантиқий қурилма иккилик рақам асосида ишлаб у оддий арифметик қўшиш, айириш, солиштириш, силжитиш амалларидан ташқари мантиқий қўшиш (ЁКИ), мантиқий кўпайтириш (ҲА) ва бошқаларни жорий қилади.

Арифметик-мантиқий қурилма икки модулли жамлагичдан, дешифратордан, силжитиш регистридан, бошланғич маълумотларни сақлайдиган регистрлардан ва бошқа элементлардан ташкил толади.

Бошқариш қурилма арифметик-мантиқий қурилмани ва бошқа элементларни бошқариш учун хизмат қилади. У хотирадан микропроцессорнинг элементига келадиган буйруқларни икки асосли сигналга айлантириб беради. Бошқариш қурилма синхронловчи сигнал генератори билан туташган бўлиб, буйруқларни вақт бўйича кетма-кет бажарилишини таъминлайди.

Ички регистрлар тўплами микропроцессорнинг ўта тез ишлайдиган хотирасини ташкил этади. У махсус ва умумий тартибда ишлайдиган регистрларга ажратилади. Махсус регистрга ахборот тўловчи регистр, манзил регистри, ҳолатлар регистри ва бошқалар киради. Умумий тартибда ишлайдиган регистр дастурда кўрсатилган амалларни бажаришда ҳосил бўладиган оралиқ натижалар, манзиллар ва буйруқларни хотирада вақтинча тутиб туриш учун хизмат қилади.

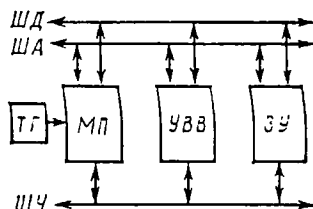
Регистрлар ўзаро ва бошқа қурилмалар билан шиналар ёрдамида туташтирилади. Шина микропроцессорнинг ички ва ташқи қурилмаларини туташтирувчи ўтказгичлар тўпламидир. Тўпламдаги ўтказгичлар сони бир вақтда узатиладиган ахборотнинг разрядига тенг бўлади.

Шиналар 3 турли бўлади: бошқарув шинаси, маълумотлар шинаси ва манзил шинаси. Шиналар блоклар билан ахборот алмашинуви учун хизмат қилади. Бошқарув қурилма битта ўтказгичдан ўтаётган блоклар орасидаги ахборотларни вақт бўйича ажратиб беради.

Маълумотлар шинаси блоклар орасида операнд (операнд-операциялар бажариладиган объект катталиги, масалан арифметик операнд-сонлардан иборат: қўшишда-қўшилувчи сон) ва буйруқларни алмашилиши учун хизмат қилади.

Манзил шинаси (МШ) керак бўлган ахборотнинг хотира қурилмасидаги хотира ячейкасини жойлашган манзилини кўрсатади.

Бошқариш шинаси бошқариш сигналларини блокларга узатиш учун хизмат қилади. Микропроцессорнинг ўзи мустақил қурилма сифатида ишламайди. ЭҲМ бўлиши учун процессорга ахборотни киритиш ва чиқариш



7.51-расм. Микропроцессорнинг таркибий схема

қурилмаси (КЧҚ), хотира қурилмаси (ХҚ) ва такт генератори (ТГ) уланиши керак. Энг содда микро ЭҲМ нинг блок схемаси 7.52-расмда кўрсатилган. Бунда биринчидан (КЧҚ) ташқи қурилмалардан процессор ёки хотира қурилмасига ахборотларни киритиш ва ахборотни ташқи қурилмаларга чиқариш; иккинчидан ахборотни қабул қилади, сақлайди, маълумотлар ва дастурларни узатади.

Тактли генератор процессор орқали ҳамма блокларни синхронлаштиради. 7.52- расмдаги блок схемани микропроцессорли тизим деб ҳам юритилади.

Микропроцессорли тизимлар ахборотларга иккилик кодида яъни электр импульс кўринишида ишлов беради. Кўпчилик микропроцессорларда ахборотлар 4, 8, 12 ва 16 разряддан ташкил топади. Микропроцессорнинг ишлаш дастури кўпинча доимий хотиранинг ясалиш жараёнида киритилади. Айрим ҳолларда бу дастурни ўзгартириш имконини берувчи микропроцессорлар ишлаб чиқарилмоқда. Хотирадаги дастурни ўчириш учун ультрабинафша нурлар билан нурлантирилади.

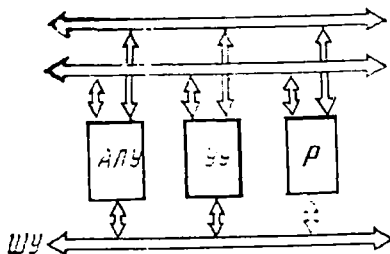
Маълумотларни сақлаш учун тезкор хотира қурилмаси ишлатилади. Унга ахборот микропроцессор ёки ташқи қурилмадан узатилади.

Ҳозирги кунда микропроцессор ва микро ЭҲМларнинг ривожини шу даражага етдики, улар инсон фаолиятининг барча жабҳаларида ўз ўрнини топди. Техникада, илм-фанда, иқтисодда, микробиологияда ва бошқа соҳаларни микропроцессорларсиз ва микро ЭҲМларсиз тасаввур қилиб бўлмайди. Масалан, техникада станоклар, қолаверса автоматик линиялар микропроцессорлар орқали бошқарилмоқда. Микропроцессорларни автомобилнинг ўт олдириш, ёқилғи узатиш, тезликни ўзгартириш тизимларида ишлатилиши унинг тежамкорлигини, ҳаракат хавфсизлигини таъминлашда ва атроф муҳитга зарарли газлар чиқарилишини камайтиришга олиб келади.

Микропроцессорларнинг ўлчов асбобларида ишлатилиши эса уларнинг функционал имкониятларини кенгайтиради ва ўлчаш аниқлигини оширади.

Микропроцессорларнинг кичик ўлчамли, таннархи арзон бўлганлиги сабабли маиший техникаларда ҳам ишлатилмоқда. Масалан, кир ювиш машиналарини тўлиқ автоматлаштиришда, радио-телевизион қурилмаларни бошқаришда ишлатилмоқда. Шу билан бирга инсоннинг ҳар қандай ишини енгиллаштирувчи, бутун дунё билан тезкор ахборот алмашиниш имконини берувчи компьютерлар микропроцессорлардан ташкил топган.

Юқорида айтилганлардан кўринадики, ҳозирги кунда инсоният ўз ҳаёт фаолиятини микропроцессор ва микро ЭҲМларсиз тасаввур қила олмайди



7.52- расм. ЭҲМ нинг умумий структура схемаси.

8.БОБ. ЭЛЕКТРОН ЎЛЧОВ АСБОБЛАРИ

8.1. Электр ўлчов асбобларининг умумий тавсифлари

Электрик ва ноэлектрик катталикларни ўлчаш учун электрон ўлчов асбоблари ишлатилади. Улар ўз ичига электрон кучайтиргичлар, электрон генераторлар, тўғрилагичлар ва импульс қурилмаларини ўз ичига олади. Кўпинча уларга электромеханик ўлчов асбоблари (магнэлектрик тизимли) ҳам киради.

Электрон ўлчов асбоблари механик ўлчов асбобларидан қуйидаги сифатлари билан ажралиб туради.

1. Сезгирлиги юқори. Унинг сезгирлик чегараси ўлчанаётган катталикнинг шовқинига боғлиқ. Кўпинча электрон вольтметрларнинг сезгирлик қиймати 0,1 – 10 мкВ оралиғида бўлади.

2. Ўлчанаётган катталик занжиридан электр ўлчаш асбоби кичик қийматда энергия истеъмол қилади, яъни унинг кириш қаршилиги катталигидир. Электрон ўлчов асбоблари бўлмиш электронвольтметр, электрон осциллограф ва ҳаказоларнинг кириш қаршиликлари 0,5 – 1 МОм атрофида бўлади. Айрим махсус ўлчов асбобларида эса 10^8 – 10^9 Омларни ташкил қилиш мумкин. Унда катта кириш қаршилиқ ўлчов асбоблари кичик қувватли ва юқори чиқиш қаршиликли занжирлар учун ишлатилади.

3. Сезгирлиги жуда кенг частота оралиғида ҳам ўзгармайди. Масалан: сифатли кенг частота оралиғида ишлай оладиган электромеханик асбоблар (электродинамик тизимли) нинг частота иш кенглиги 45-1500 Гц оралиғида ётади.

Кўпинча электрон ўлчов асбобларида эса частота иш диапазони 10-50 МГц ни ташкил қилади. Айрим махсус электрон ўлчов асбобларининг частота иш диапазони бир неча минг МГц гача боради.

Электрон ўлчов асбобларининг юқоридаги афзалликларидан ташқари унинг айрим камчиликлари ҳам мавжуддир.

1. Схематик мураккаблиги. Бу эса катта сонли радиоэлементларни ишлатилишидир. Шу сабабли ҳажми, массаси, таннархи қимматдир. Шунга қарамай айрим рақамли ўлчов асбоблари, масалан: электрон рақамли вольтметр, амперметр ва рақамли соатлар массаси, ҳажми жиҳатдан механик ўлчов асбобларидан анча кичикдир.

2. Электрон ўлчов асбобларини ишлатиш учун ўзгармас ток манбаи керак.

3. Ишга чидамлилиги кичик, лекин бундай камчиликни ҳозирги кунда замонавий электр ўлчов асбобларида интеграл микросхемалар ишлатилиб, чидамлиги кескин ошмоқда.

Электрон ўлчов асбоблари, механик ўлчов асбоблари ўлчай олмайдиган, кўпчилик катталикларни ўлчай олади. Масалан: вақт бўйича ўзгарадиган сигналларни тезкор осциллографлаштириш, частота характеристикасини аниқлаш спектриал таҳлил, жуда тез такрорланадиган импульсларни санаш ва ҳаказолар. Электрон ўлчов асбоблари электрон қуриламалар туркумига киритилиб, улар марказлашган ахборотни ёзиш, ахборотларни сақлаш, қайта ишлаш ва ҳаказолар учун ишлатилади. Бу туркум

қурилмаларни информаццион ўлчов тизимлари (ИЎТ.) дейилади. ИЎТ туркумига электрон ҳисоблаш машиналари ҳам киради.

8.2. Электрон осциллографлар

Электрон осциллографлар деб, электр сигналларни вақт бўйича ўзгаришини, унинг кўринишини, частотасини, амплитудасини экранда кўрсатиб ва унинг кучланишини, ток қиймати, частотасини, фаза силжишини ўлчайдиган қурилмага айтилади. 8.1–расмда электрон нурли осциллографнинг блок-схемаси тасвирланган. Унинг асосий элементи бўлиб электрон нур трубка хизмат қилади.

Схемада R_1 , R_2 кучланишнинг бўлувчи қаршиликлари орқали электрон нур трубкага ўгармас ток манбаидан юқори кучланиш узатилади. R_1 потенциометр. ЭНТ экранининг ёритилганлик даражасининг ҳосил қилади. R_2 потенциометр эса ЭНТ нинг иккинчи анод кучланишини ўзгартириш йўли билан электрон нурни фокуслайди. Электрон нурни вертикал оғдирувчи канал (У) га частотали вертикал оғдирувчи кучайтиргич “У” кириш қурилмасидан ташкил топади.

Кириш қурилмаси–кучланишни бўлувчи занжирдан ва сигнални кечиктирувчи қурилмадан ташкил топади. Кучланишни бўлувчи занжир “У” кучайтиргичнинг сезгирлигини бошқаради сигнални кечиктирувчи қурилма ЭНТнинг горизонтал пластинкасига берилаётган ёвчи кучланиш сигналдан олдинроқ келишини ҳосил қилади, бу эса экранда жараён бошланишини кўришни таъминлайди. Текширилаётган сигнал осциллографнинг “У” клеммасига узатилади. Сигнал кириш қурилмаси орқали “У” кучайтиргичга берилади. “У” кучайтиргичнинг чиқишида сигналга пропорционал қийматда кучланиш ҳосил бўлиб, уни электр трубканинг “У” пластинкасига узатади. Пластинка кучланиш таъсирида электрон нурни “У” ўқи бўйича оғдиради. “У” кучайтиргичининг сезгирлиги жуда ҳам катта бўлиб, унинг қиймати 2500 мВ гача бўлади. Электрон трубканинг сезгирлиги эса 0,1-0,4мм/В га тенгдир.

Электрон нурни горизонтал оғдирувчи “Х” канали қуйидаги блоклардан ташкил топади. Кириш қурилма канални синхронловчи кучайтиргич, ёвчи генератор ва горизонтал “Х” ўқи бўйича ёвчи кучайтиргичдан ташкил топади. Кириш қурилма ва “Х” ўқи бўйича ёвчи кучайтиргич вертикал оғдирувчи каналдан фарқланмайди, фақатгина унда сигнални кечиктирувчи қурилма бўлмайди.

Ёвчи генератор чизиқли ўзгарувчи (аррасимон) кучланишни ишлаб чиқаради ва “Х” кучайтиргичга узатилади. Кучайтиргичдан чиққан аррасимон тебраниш ЭНТ нинг “Х” бўйича оғдирувчи пластинкасига узатилади. Ёвчи генераторни синхронлаш учун “Х” ёки “У” кириш қурилмалари орқали синхронловчи кучайтиргичга сигнал узатилади, ундан чиққан сигнал ёвчи генераторни бошқаради.

Z кучайтиргич Z киришига узатилган сигнални кучайтириб П калибратор орқали ЭНТ нинг модуляторига узатади, у экран ёритилганлигини ўзгартиради.

Калибратор: биринчидан “У” канални сезгирлигини белгилайди. Бунинг учун “У” киришига стандарт ўзгарувчан кучланиш берилади; иккинчидан ёйиш меъёрини белгилайди. Бунинг учун “У” киришига стандарт даврли импульс

қийматда вертикал ҳаракатланади ва унинг экраннда вертикал тўғри чизиқ ёритилади.

Агарда бир вақтда $U_c(t)$ сигнали осциллографнинг “у” киришига горизонтал оғдирувчи пластинкага эса ички ёйювчи генератордан U_p аррасимон кучланиш берилса, у ҳолда осциллограф экранда $U_c(t)$ қонуният бўйича ўзгараётган кучланишнинг кўринишини акс эттиради (8.2 – расм қаранг).

Даврий ўзгарадиган жараёни текширишда сигнал билан горизонтал ёвчи генератор тебраниши билан текширилаётган сигнални синхронлаштириш керак, акс ҳолда экрандаги тасвир турғун бўлмайди. Айтилик текширилаётган сигнал кучланиши U_c вақт бўйича синусоидал ўзгарсин унинг T_c даври ёвчи генератор кучланишнинг T_p давридан фарқлансин (8.3 – расм). Бунда импульс тугаганда нур ўзининг бошланғич ҳолатига қайтиб келаолмайди, чунки $U_c(t)$ ёвчи тебранишнинг иккинчи даврида экрандаги иккинчи эгри чизиқ мос келади. У биринчи эгри чизиқдан $T_c - T_p$ қийматга силжиган бўлади, ва ҳаказо. Шундай қилиб экранда турғун бўлмаган “югурувчи синусоида” ҳосил бўлади. Экранда тасвир турғун бўлиши учун

$$T_p = n T_c \quad (8.1)$$

шарт бажарилиши керак.

Бунда: n – бутун сон.

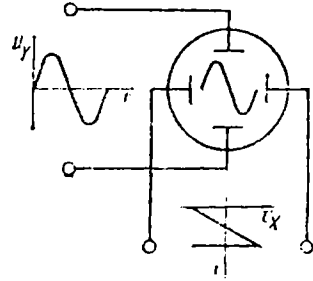
Агарда $n=1$ бўлса экранда битта даврли сигнал ҳосил бўлади, $n=2$ бўлса экранда сигналнинг иккита даври ёритилади.

Амалиётда ёвчи генератор тебранишини текширилаётган сигнал орқали синхронланади. Ёвчи генератор тебранишини махсус ташқи сигнал орқали ҳам синхронлаш мумкин бунинг учун P_5 калитни 2 чи ҳолатга қўйилади.

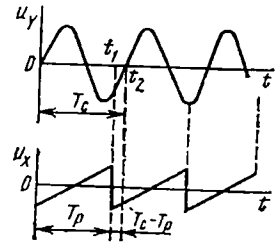
Кўпинча замонавий осциллографларда узлуксиз ишлаш режимидан ташқари кутувчи режим ҳам ишлатилади. Бунда ёвчи генератор текширилаётган сигнал орқали ёки ташқи синхронловчи импульс орқали ишга тушурилади. Бу режимда кириш сигнали ёки синхронловчи импульс бўлмаганда, электрон нур ҳали экранга тушмайди–экран ёритилмайди.

Бир пайтнинг ўзида иккита жараёни текшириш учун икки электрон нурли осциллографлар ишлатилади. Уларнинг электрон нур трубкасида бир – бирига боғлиқ бўлмаган ҳолда ишлай оладиган иккита электрон нур қурилмаси жойлаштирилган.

Эслаб қолиш ва сигнални экранда кўрсатиш учун эсловчи осциллографлардан фойдаланилади. Уларнинг электрон нур трубкаларида



8.2 – расм. Разөөртканинг вақт бўйича ўзгариши



8.3 – расм. Сигналларни синхронизациялаш

эслаб қолувчи қурилма мавжуддир. Сигналнинг керак бўлган қисми электрон нур трубкасида тасвир кўринишида 10 соатдан 170 соатгача эслаб тура олади.

Юқори частотали сигналларни текшириш учун стробоскопик осциллографлар ишлатилади. Уларнинг частота ўтказиш оралиғи тахминан нолдан $(1-5)10^9$ Гц гача бўлади. Электрон осциллографлар сигналларнинг кўринишини уларнинг катталикларини текширишдан ташқари гармоник тебранишли сигналларни частоталарни ҳам ўлчай олади. Ўлчаш учун экранда лиссажу шаклидан фойдаланилади, бунинг учун осциллографни "У" кириш занжирига частотаси аниқланадиган сигнал кучланиши берилади. "Х" киришига эса ташқи генератордан частотаси маълум тебраниш кучланиш берилади, бундай ҳолда осциллограф калити P_4 орқали ёввчи генератор ўчирилади. Генератордан берилаётган тебранишнинг частотасини ўзгартириб электрон нур трубкада лиссажу шаклини ҳосил қиламиз. Агарда экрандаги лиссажу шакли эллипс айлана ёки тўғри чизикдан иборат бўлса аниқланаётган сигналнинг частотаси, частотаси маълум генератор частотаси f_0 га тенг бўлади. Шу билан бирга лиссажу шаклига қараб бу икки тебранишлар кучланишларнинг орасидаги фаза силжишларни аниқлаш мумкин.

8.3. Электрон вольтметрлар

Электрон вольтметрлар ўзгармас ва ўзгарувчан кучланишлар қийматини ўлчаш учун ишлатилади.

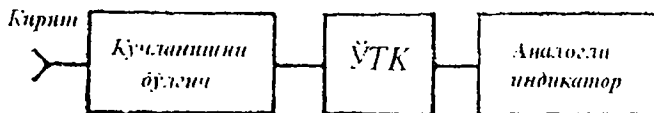
Вольтметрлар кучланиш қийматини 2 хил ифодалаш мумкин:

1. Аналогли-бунда магнитоэлектрик ва электромагнит қурилмаларнинг стрелкаси орқали кучланиш қийматни кўрсатади.

2. Рақамли-кучланиш қийматини табло орқали рақамларда ифодалайди.

Электрон вольтметрлар ўзгарувчан токли, ўзгармас токли ва универсал бўлади. Универсал вольтметрлар ўзгарувчан, ўзгармас ток кучланишларини ва занжир қаршилигини ўлчайди.

Аналогли электрон вольтметрлар. Ўзгармас ток кучланиш вольтметрининг блок схемаси 8.4–расмда ифодаланган. Унга кучланишни бўлувчи қурилма орқали вольтметрнинг ўлчаш чегараси ўрнатилади. Ўзгармас ток кучайтиргич орқали кучайтирилган кучланиш аналогли индикаторга узатилади. Кучланишни бўлувчи қурилманинг дастаги электрон вольтметрнинг олд қисмига жойлаштирилган бўлиб, у киришига берилаётган кучланишнинг қийматини бошқаради, шу йўл билан электрон вольтметрнинг ўлчаш чегарасини орттириш ёки камайтириш мумкин.



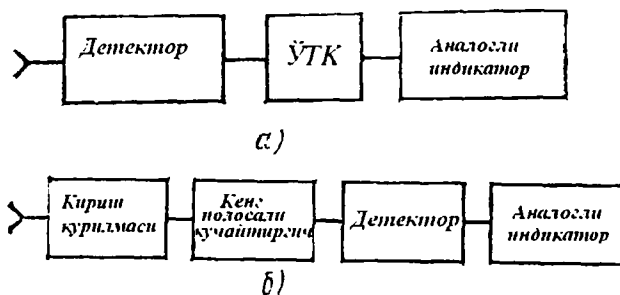
8.4– расм. Аналогли электрон вольтметр структура схемаси

Ўзгарувчан ток кучланиш вольтметри. 8.5–расмдаги вольтметрнинг ишлаш принципи ўзгарувчан кучланишни ўзгармас ток кучланишига

айлантириш йўли билан амалга оширилади. 8.5.а-расмда киришга берилган ўзгарувчан кучланиш тўғрилагич (Детектор) орқали ўзгармасга айлантирилиб, сўнг ўзгармас ток кучайтиргичи орқали кучайтирилиб, аналогли индикаторга узатилади. 8.5.б–расмдаги схемада эса киришга берилган ўзгарувчан ток кучланиш кириш қурилмаси орқали кенг частотали кучайтиргичга узатилади. Кириш қурилмаси биринчидан, кучланишни бўлувчи қурилмалардан ташкил топган бўлиб, дастаги орқали вольтметрнинг ўлчаш чегарасини орттиради.

Иккинчидан, ўлчанаётган кучланиш манбаининг катта қаршилиги билан кучланиш бўлувчининг кичик қаршилигини мослаш учун қўлланилади. Кенг частотали кучайтиргичда кучайтирилган ўзгарувчан кучланиш детекторга (тўғрилагичга) узатилиб, сўнг аналогли индикатор қурилма орқали унинг қиймати кўрсатилади.

8.5.а–расмда кўрсатилган схемали вольтметрнинг частота бўйича ўлчаш чегараси 10^9 Гц гача бўлади. Унинг камчилиги эса сезгирлиги кичиклигидадир тахминан 0.5 В ни ташкил қилади.



8.5–расм. Ўзгарувчан кучланиш мантиқий электрон вольтметрнинг структура схемаси.

8.5.б–расмдаги схемали вольтметрнинг сезгирлиги бир неча микровольтларни ташкил этади. Частота бўйича ўлчаш чегараси МГцларда этади (30 МГц гача).

Ўзгарувчан кучланиш вольтметрнинг асосий элементи–детектор бўлиб у техник катталикларни белгилайди. Детектор–тўғрилагич ва филтрлардан ташкил топган. Тўғрилагичда юқори частотали диодлар ишлатилиб, Г ва П схема кўринишидаги филтрлар ишлатилади. Кенг частотали кучайтиргичларда эса каскадлар бир-бири билан гальваник боғланган кўп каскадли транзисторли кучайтиргичлар ишлатилади. Кучланишни бўлувчи элемент вазифасида резистор бўлгичлар ишлатилади.

Универсал вольтметр. (8.6–расм) ўзгармас кучланишни ўлчаш калит П “U”– ҳолатга утказилади. Бу эса 8.4.а–расмдаги ифодани беради. Ўзгарувчан кучланишни ўлчашда эса калит П “U~” га уланади. У эса 8.5–расмдаги схеманинг ифодасини беради. Актив қаршилиқни ўлчаш учун калит П “R” ҳолатга ўтказилади. Бунда ўлчанадиган резистор R_x билан намунавий қаршилиқ R_0 кетма-кет уланиб кучланишни бўлувчи қаршилиқли занжирини

ҳосил қиладилар. Намунавий қаршиликка тушаётган кучланиш R_x нинг қийматиға боғлиқ бўлиб, R_{oi} да ҳосил бўлган кучланиш ўзгармас ток кучайтиргич орқали аналогли индикаторга уланади.

Уқорида кўриб чиқилган электрон вольтметрлардан ташқари махсус вольтметрлар ҳам саноатда ишлаб чиқарилиб, улар импульс кучланишли вольтметр фаза сезгир ва селектор вольтметрлар деб юритилади.

Импульс кучланишли вольтметрлар. Улар видео ва радио импульсларни ҳамда синусоидал кучланишларнинг амплитудаларини ўлчаш учун ишлатилади саноатда В4-12, В4-14, В4-17, В4-20 маркали вольтметрлар ишлаб чиқарилади.

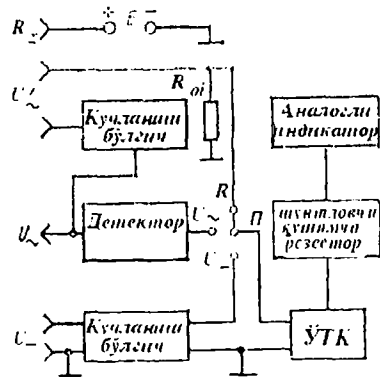
Фаза сезгир вольтметрлар. Улар комплекс қийматлардаги кучланишнинг биринчи гармоникасини, квадрат ташкил этувчисини ўлчаш учун хизмат қилади. Вольтметр иккита

индикатор билан таъминланган. Улардан бири комплекс кучланишнинг актив ва иккинчиси реактив ташкил этувчиларини ўлчайдилар. Фаза сезгир вольтметрлар 4 қутбли занжирларнинг амплитуда-фаза характеристикасини текшириш учун ишлатилади, масалан: кучайтиргичларни амплитуда фаза характеристикаларини ўлчайди. Бу вольтметрларнинг частота иш оралиғи 0,5 Гц – 100 кГц гача бўлади, сезгирлиги эса 0,1–1 мВ оралиғида бўлиб, хатолиғи 2,5–4 % оралиғида ётади.

Селектор вольтметрлар тор частота оралиғидаги синусоидал кучланишларни ўлчаш учун хизмат қилади. Бундай вольтметрларда резонанс схемали кучайтиргичлар ишлатилиб, уларнинг резонанс частотасини ўзгартириш мумкин. Шу сабабли шовқинли сигналларни ўлчаш учун қулайлик яратади. Унинг киришига бериладиган сигналнинг қиймати 1 мВ дан 1 В гача бўлиши мумкин. Вольтметр кучайтиргични 20 Гц дан 30 МГц гача созлаш мумкин бўлиб, унинг частота кенглигини 1 ёки 10 кГц га тенг қилиб олиш мумкин. Ўлчаш хатолиғи 10–16 % ни ташкил қилади. Бундай вольтметрлар саноатда В6–9, В6–10 маркаларда ишлаб чиқарилади.

Рақамли вольтметрлар. Улар рақамли ўлчов асбоблари туркумига кириб, дискрет кўринишдаги катталикларни ўлчайдилар. Ҳар қандай вақт бўйича узлуксиз сигналларни дискрет (рақамли) кўринишга айлантирилади.

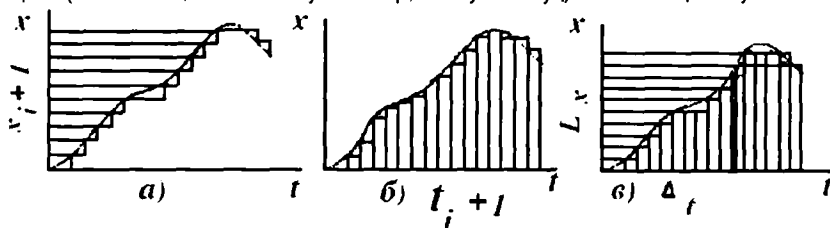
8.7.а–расмда вақт бўйича узлуксиз сигналнинг қиймати бўйича квантлаш йўли билан дискрет кўринишга айлантирилган. Расмда X_i ва $X_i + 1$ дискрет сигналларнинг қиймати бир – бирдан квант катталikka фарқланади.



8.6–расм. Универсал аналогли электрон вольтметрнинг структура схемаси.

8.7.б–расмда эса узлуксиз сигнални вақт бўйича квантлаш $\Delta t = t_{i+1} - t_i$ йўли билан дискрет кўринишга келтирилган. Сигнални аниқлигини ошириш учун квантлаш вақтини камайтириш йўли билан ҳосил қилинади. Демак, ҳар қандай дискрет кўринишдаги сигнални импульсли қурилмалар орқали ишлов бериш мумкин.

Шундай қилиб дискрет кўринишдаги ўлчов асбобларни рақамли ўлчов асбоблар деб юритилади. Ҳар қандай дискрет кўринишдаги сигнални икки рақам (0 ёки 1, яъни импульс бор, импульс йўқ) комбинация йўли билан



8.7– расм. Сигналларни квантлаш йўли билан дискрет кўринишга айлантириш

ишлов берилади. Рақамли ўлчов қурилмалар 8.8–расмда кўрсатилган бўлиб, улар қуйидаги блоклардан ташкил топган: Кириш қурилмалари (КҚ), бошқарув блоки, аналог рақамли қурилма (АРҚ), рақамли индикатор қурилма (РИҚ) ва истъёмол блоки (ТМ)ларидан ташкил топади.

Ўлчанадиган кучланиш, рақамли вольтметрларнинг $U_{\text{кпр}}$ клеммасига берилиб, сўнг кириш қурилмасига узатилади. У кучланишни бўлувчи қаршиликлардан ташкил топган бўлиб, қаршилиқни ўзгартириш автоматик ёки механик йўл билан бажарилади. Яъни кириш қурилмаси, кириш сигналнинг қиймати қандай даражада бўлишидан қатъий назар, унинг чиқишида сигналнинг талаб этилган қийматини ҳосил қилиш учун ишлатилади (Масалан, кириш қурилмалари чиқишидаги талаб этилган кучланиш 0–1 В бўлиши керак).

Кириш қурилманинг чиқишидаги сигнал аналог – рақамли қурилмага узатилади ва аналог рақамли қурилманинг чиқишда эса рақамли кодланган импульс ҳосил бўлади. Рақамли индикатор қурилма аналог – рақамли қурилмадан кодланган импульсни қабул қилиб дишефратор орқали индикатор кодига айлантириб беради ва индикатор ўлчанаётган сигналнинг қийматини ифодалайди. Шу билан бирга агар керак бўлса, принтер орқали ёзма кўринишда ифодалайди. Бошқарув блоки рақамли вольтметрларнинг барча блокларини бошқариш учун хизмат қилади. Бошқарув блоки рақамли қурилмаларда микропроцессор деб номланади. Рақамли вольтметрларда ҳар хил типли аналог – рақамли қурилмалар ишлатилиши мумкин. Рақамли вольтметрларнинг ўлчашдаги нисбий хатолиги қуйидаги формула билан аниқланади:

$$\delta = \pm (a + b U_R/U_X) \%$$

Бунда:

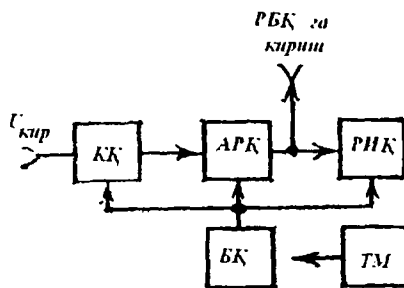
a + b – нисбий ўзгармас сонлар бўлиб, улар вольтметрнинг аниқлик синфини белгилайди;

U_k – ўлчаш оралиғи;

U_x – ўлчанадиган кучланиш қиймати.

Замонавий рақамли ўлчов қурилмаларнинг ўлчаш аниқлик даражаси, аналогли ўлчов қурилмалардан анча юқори. Масалан: замонавий магнитоэлектрик вольтметрларнинг ўлчаш хатолиғи 0,1% ни, электрон аналогли вольтметрларнинг ўлчаш хатолиғи 1–5% ни, рақамли ўлчов вольтметрларининг ўлчаш хатолиғи эса 0,001 % ни ташкил қилади.

Ҳозирги кунда рақамли вольтметрларда микросхемалар ишлатилганлиги, уларнинг массаси, ҳажми жуда кичик, асбобнинг ўлчаш ишончлиги юқори бўлганлиги сабабли рақамли ўлчов асбоблари жуда кўп қўлланилмоқда.



8.8–расм. Рақамли ўлчов қурилмалар

9. БОБ. Саноатда электрон қурилмалардан фойдаланиш соҳалари

Биз олдинги параграфларда саноатда турли мақсадларда фойдаланиладиган кучайтирувчи, тўғриловчи, импульсли қурилмаларда ва автогенераторларда ярим ўтказгичли асбоблар ва интеграл микросхемаларни қўлланишини кўриб чиқдик, улар электрон қурилмаларни яратиш учун асос бўлиб хизмат қилади. Саноат электроникаси учта асосий йўналишларга– ахборот электроникаси, энергетик электроника ва технологик электроникага ажратилади.

Ушбу бобда саноатда баъзи бир ахборот электроникаси масалаларини ҳал этишда электрон қурилмаларни қўллаш усуллари кўрсатиб ўтилади. Бу масалалар турли технологик жараёнларнинг хусусиятларини ифода этувчи электик ва электик бўлмаган катталикларини ўлчаш, хом ашёлар ва тайёр маҳсулотларнинг сифатини назорат қилиш. Ишлаб чиқариш жараёнида кўпга кўрсаткичларни ўлчаш ва назорат қилиш натижалари асосида турли хил объектларни ва ишлаб чиқариш жараёнларини автоматик текшириб ва бошқариб боришдан иборатдир.

Бу айтиб ўтилган масалаларни ҳал этиш саноатнинг ҳамма соҳаларида ишлаб чиқариш жараёнларини автоматлаштириш учун муҳим аҳамиятга эга бўлади. Ишлаб чиқаришни автоматлаштириш, ишлаб чиқаришнинг техник-иктисодий самарадорлиги оширилишига ва ишлаб чиқариладиган маҳсулотлар сифати яхшиланишига олиб келади.

Автоматлаштиришнинг долзарб масалалари электрон қурилмаларнинг юқори сезувчанликка, тезкор ўлчайдиган ва назорат қиладиган, бошқаришни масофадан амалга ошираоладиган, ишончли ишлайдиган ва ихчам, энгил, қулай бўлишини таъминлаши керак.

Ҳозирги кунда саноатда деярли ҳамма физик катталикларни (механик, иссиқлик, акустик, оптик, электрон ва магнит) ўлчаш, назорат қилиш ва бошқариш учун кўпга турлардаги назорат-ўлчов ва бошқарув электрон қурилмаларидан фойдаланилади. Нозлектрик катталикларни ўлчаш учун турли хил нозлектрик катталикларни электр сигналларига айлантирувчи ўзгартиргичлар қўлланилади, уларнинг чиқиш электик сигналлари ўлчанаётган нозлектрик катталикларнинг ўзгаришлари ҳақида маълумотлар беради.

Бу турли физик ҳодисалардан фойдаланиладиган бирламчи ўзгартиргичларни электрон қурилма занжирига уланади, унда электик сигнални қайта ишлайди, (кучайтириш, чеклаш, дифференциялаш, ажратиш ва бошқалар). Электрон бошқарув қурилмаларида махсус занжирлар қўлланиладики, улар ёрдамида назорат қилинаётган объект ёки жараённинг ўлчанаётган катталикнинг кўрсаткичи орқали бошқариш мумкин бўлади.

9.1. Механик катталикларни назорат қилувчи электрон қурилмалар

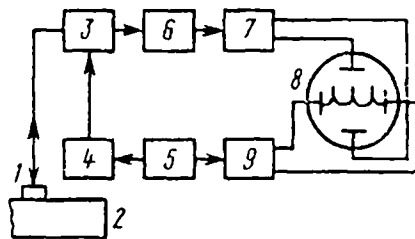
Электрон қурилмалар ёрдамида деярли ҳамма механик катталикларни ўлчаш мумкин: саноат маҳсулотлари ўлчамларини, уларнинг сонини, жисмлар бурчаклари ва юзаларини, ҳажми, оғирлиги, жисмларнинг чизиқли ва айлана тезлиги, тезланишларини, босимни, энергияси ва қувватини ўлчаш мумкин.

Жисмларнинг катталиклари, майдони, ҳажми ва сонини, уларнинг чизиқли ва бурчак остидаги ҳаракатлари кўрсаткичларини аниқлаш учун фотозлектрик, ультратовушли, сифимли, индуктив ва резистор ўзгартиргич қурилмалар хизмат қилади. Механик кучлар ва деформацияларни ўлчашда бирламчи ўзгартиргич бўлиб тензоўзгартирувчилар, магнито эластик, пьезоэлектрик, сифимли, индуктивли, резистор ва бошқа ўзгартиргичлар киради. Суюқлик сатҳини ўлчашда пўкакли, фотозлектрик, радио тўлқинли ва бошқа қурилмалардан фойдаланилади. Суюқликни сарфланишини ўлчаш учун эса – индукцион ўлчаш асбобларидан фойдаланилади. Босимни ўлчаш учун турли хилдаги манометрлардан фойдаланилади.

Темир тунукаларнинг қалинлигини ва қувурлар деворлари қалинликларини ўлчаш учун мўлжалланган, электрон қурилмаларга мисол сифатида ультратовушли резонанс қалинлик ўлчагичини кўриб чиқамиз. Резонансли услуб текширилаётган маҳсулотда сўнмас ультратовуш юзага келишига ва резонанс ҳосил бўлган частотани аниқлашга асосланади. Резонанс юзага келадиган частота ва унда акустик тўлқинлар тарқалиш тезлиги маҳсулотнинг қалинлигига боғлиқ бўлади. Резонанс юзага келиш ҳолатини қайд этиш йўли билан текширилаётган маҳсулот қалинлиги аниқланади.

Ультратовушли резонанс қалинлик ўлчагичининг тузилиш схемаси 9.1-расмда кўрсатилган. Ультратовушли ўзгартиргич 1 (пьезоэлемент), текширилаётган маҳсулотнинг бир томонига ёпиштириб ўрнатилади, ўзгартиргичга автогенератор 3 данэлектр тебраниш узатилади, пьезоэлемент эса электр тебранишнинг механик тўлқинга айлантириб акустик контакт ҳосил қилувчи минерал мой қатлами орқали механик ультратовуш текшириладиган маҳсулотга тарқалади.

Автогенераторнинг частотаси модулятор 4 орқали ўзгартирилади, у белгиловчи генератор 5 орқали бошқарилади. Пьезоэлемент автогенераторнинг тебраниш контурига сифимли элемент каби уланган, пьезоэлементнинг хусусий тебраниш частотаси текширилаётган маҳсулотнинг хусусий частотасига тенг бўлганида резонанс содир бўлади. Маҳсулот материали резонанс частотада ультратовуш тебраниш амплитудаси ортиб бориши натижасида пьезоэлемент



9.1-расм. Ультратовушли резонансли қалинлик ўлчагичининг структура схемаси

сарфлаётган электр энергия ўсиб боради, бу автогенератор токининг ўсишига олиб келади. Автогенераторнинг частотаси вақт давомида ўзгариб туриши сабабли резонанс пайтида автогенератор занжирига уланган резисторда кучланишнинг кескин ўзгариши кузатилади. Филтър 6 орқали кучланиши кескин ўзгарган частота бошқа кучланиши ўзгармайдиган частота тебранишларидан филтърланади ва 7 кучайтиргич орқали электрон-нурли трубканинг 8 (ЭНТ) вертикал-оғдириш пластиналарига узатилади.

Частотали модуляторни 4 бошқарувчи асосий генератор 5 вақтинчалик ёйиб берувчи генератор 9 иши билан синхронлаштиради. Электрон-нурли трубка экранда ҳосил бўлган чизиқ, частота ўқи чизиғи ҳисобланади. Текширилаётган маҳсулотда резонанс содир бўладиган частоталар ЭНТ экранда импульслар кўринишида қайд этилади. Текширилаётган маҳсулотда ультратовуш тўлқинларининг тарқалиш тезлиги ва резонанс частотаси маълум бўлса, унда бу маҳсулотнинг қалинлигини аниқлаш жуда осон бўлади.

Саноатда ТУК-4В, УРТ-10, МЕТАЛЛ-2, МЕТАЛЛ-2М маркали ультратовуш резонансли қалинлик ўлчагичлар ишлаб чиқарилади. Маҳсулотнинг қалинлиги 0,1-50 мм гача бўлган маҳсулотни 1-3% хатоликда ўлчай олади.

9.2. Иссиқлик катталикларини ўлчовчи электрон қурилмалар

Иссиқлик техникаларида ўлчов ва бошқарув, назорат-ўлчов асбобларига, соловчи ва бошқарувчи асбобларга ажратилади. Кўпчилик назорат-ўлчов асбоблари компенсацион усулга асосланган бўлади ва асосий хусусиятлари билан ростлагичларни эслатади.

Ўлчанаётган ва бошқарилаётган катталиклар кўпинча ҳарорат, ҳароратлар фарқи, иссиқлик энергиясининг берилиши ёки сарфланиши бўлади. Иссиқлик техникаси асбобларда бирламчи ўзгартиргич сифатида термопаралардан, қаршилик термометрлари ва тор оралиқ фильтрли фотоэлементлар қўлланилади.

Термопаранинг иссиқ ва совуқ учларидаги ҳарорат фарқларига пропорционал ЭЮК катталиклари одатда бир неча милливольтни ташкил этади.

Бу ЭЮК назорат-ўлчов ёки бошқарув асбобининг бевосита кириш қисмига узатилиши мумкин. Қаршилик термометри одатда кўприксимон занжирнинг диагоналига уланиб кўприкнинг ўлчов диагоналидаги ўзгарувчан кучланиш бир неча милливольтгача етиши мумкин.

Фотоэлектрик ўзгартиргичларида ҳароратни ўлчашда доимий токнинг қиймати бир неча микроамперни ташкил этиши мумкин.

Замонавий иссиқлик техникаси ростлаш асбобларидан мисол тариқасида аналогли ҳароратларни автоматик бошқаришда фойдаланиладиган соловчи импульсли таъминлаш блокни (РБИ) кўриб чиқамиз. Бу блокнинг тузилиш схемаси 9.2-расмда берилган.

Ўлчов ўзгартиргичлардаги X_1 сигналлари жамловчи (сумматор) қурилманинг 1 киришига \sum_n юборилади, таянч сигналлар X_2 эса жамлагич \sum_3 киришига берилади. \sum_n ва \sum_3 жамлагичларнинг чиқиш сигналлари \sum_ϕ жамлагич киришига узатилади, у таянч сигнал йиғиндисидан, ўлчов сигналлар йиғиндисини айириб, айирма мос келмаслик u_1 сигналларни ҳосил қилади.

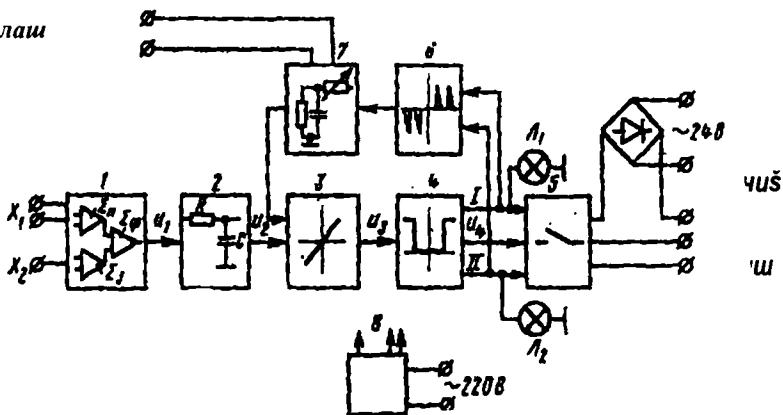
u_1 келмаслик сигнали \sum_a чиқишидан 2 демпфер киришига узатилади. У инерцион RC интегралловчи схемада йиғилган бўлиб, демпферловчи ўзгармас вақтини $\tau = RC$ бошқариш мумкин. Демпфер чиқишидан мос келмаслик u_2 сигнал жамловчи 3 операцион кучайтиргичнинг инверспанмаган киришига эса тескари боғланиш сигнали узатилади.

Жамловчи операцион кучайтиргичнинг чиқишидан u_3 сигнал нол-орган 4 га узатилади, у Δ таянч кучланиш қийматига эга бўлиб u_3 нинг қиймати тенг кучланиш қийматига етмагунча $\Delta u_3 (< \Delta)$ нол орган ишламайди, яъни

чиқишда кучланиш бўлмайди. u_3 нинг қиймати Δ тенг кучланишдан ортганда $[u_3] > \Delta$ эса нол-орган чиқишида кескин u_4 чиқиш кучланиши пайдо бўлади.

u_4 кучланиш чиқиш калитларига ва қайта алоқа кучланишини юзага келтирувчиси тескари боғланиш занжири 6 га юборилади. U_1 сигнали қутбига қараб чиқиш калитлари мос равишда керакли ташқи занжирларни улайдилар.

Ростлаш



9.2-расм. РБИ ростловчи импульс блокнинг структурва схемаси.

Манфий тескари боғланиш уланган ҳолатида, 4 нол-орган чиқишидан u_4 сигнали кучланишни шакллантирувчи тескари боғланиш 6 га узатилади. Кучланишни шакллантирувчи қурилма импульсли генератордан иборатдир. Унинг частотаси 50 Гц бўлиб, катта тикликка эга бўлган импульсга эгадир. Импульснинг қутби u_4 сигналининг қутбига боғлиқ бўлади.

Импульс кучланишини шакллантирувчи 6 дан инерцион занжирнинг киришига импульс узатилади. У RC занжирдан иборат бўлиб, унинг чиқишидан операцион жамловчи кучайтиргичнинг 3 инверцияланмаган киришига узатилади.

Манба 8 бутун қурилмани ўзгармас, стабиллашган кучланиш билан таъминлайди. Чиқиш калити 5 эса алоҳида манбадан таъминланади. Л1, Л2 сигнал лампалари нол-органнинг ҳолатини кўрсатиб туради.

u_3 кучланишнинг мусбат ҳолатида, яъни $u_3 > \Delta$ бўлганида u_4 кучланиш нол-органнинг 1-чиқишида ҳосил бўлиб, Л1 лампани ёқади. u_3 кучланишнинг манфий ҳолатида яъни $u_3 < \Delta$ бўлганида u_4 кучланиш нол-органнинг 2-чиқишида ҳосил бўлиб, Л2 лампани ёқади.

9.3. Акустик катталикларни ўлчовчи электрон қурилмалар

Тайёр маҳсулот ёки муҳит акустик катталикларини ва товуш интенсивлигини ўлчаш учун товуш босимини ўлчовчи (шовқин ўлчагич) қурилмалар ишлатилади. Акустик тебранишларнинг спектр ташкил

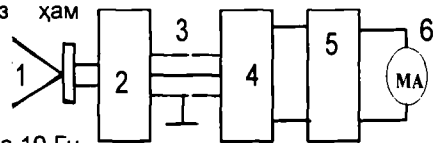
этувчиларини ўлчаш учун эса спектр таҳлил қурилмаси ишлатилади. Бу қурилмаларда бирламчи ўзгартгич бўлиб, конденсаторли ёки пьезоэлектрик микрофонлар ишлатилади. Микрофоннинг чиқишидан сигнал кучайтиргичга узатилиб сўнг бир неча филтёрлар орқали ишлов берилади ва ўлчов қурилмаси (микроамперметр, милливольтметр) га узатилади. Саноатда кўп ишлатиладиган шовқин кучайтиргичнинг структура схемаси 9.3-расмда ифодаланган. Акустик сигнални ўлчашда конденсаторли микрофон 1 дан фойдаланилади. Конденсаторли микрофон 10 Гц дан 20 кГц ораликдаги сигналларни қабул қила олади ва бу ораликда микрофоннинг частота характеристикаси тўғри чиқиқли бўлади.

Паст даражали шовқинни ўлчашда микрофоннинг чиқишида ҳосил бўлган кучланиш 100-500 мкВ ни ташкил этади ва у бошланғич кучайтиргичга узатилади. Кучайтиргич иккита майдон транзисторли резистор-сиғим боғланиши схемада йиғилгандир. Унинг кучланиш бўйича кучайтириш коэффиценти K_u 5 га тенг. Бунда конденсаторли микрофон ишлатилганлиги сабабли кучайтиргичнинг кириш қаршилиги катта бўлади. Кучайтиргичларнинг 10 Гц дан 20 кГц гача ораликда частота характеристикаси чиқиқлидир.

Бошланғич кучайтиргичнинг чиқишидан сигнал экранланган кабель (узунлиги беш метргача бўлиши мумкин) орқали асосий кучайтиргичга узатилади. У тўрт каскадли резистор-сиғимли схемада йиғилган бўлиб, биринчи каскади умумий исток схемали майдон транзисторида йиғилган қолган учта каскад эса биполяр транзисторда йиғилган. Асосий кучайтиргич чиқишидан асбобнинг паст ва юқори частоталарида сезгирлигини камайтириш учун корректор 5 филтёрга узатилади. Натижада асбобнинг частота характеристикаси инсон қулоғининг частота характеристикасига мосланади.

Ўлчашларда асбобни 5 филтёрсиз ҳам ишлатиш мумкин. Филтёрдан чиққан сигнал ўлчов асбоби (магнитоэлектрик микроамперметр) га узатилади.

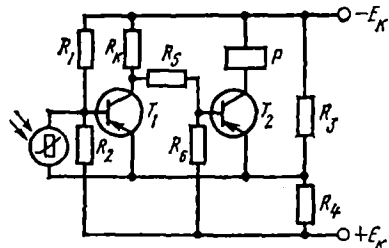
Қўриб чиқилган шовқин ўлчогич товуш босимининг 10 дан 130 дБ гача ва 10 Гц дан 20 кГц частота оралиқларида ўлчай олади. Агар махсус филтёрлар уланса товуш спекторини таҳлил қилиш мумкин.



9.3-расм. Шовқин ўлчогичини структура схемаси.

9.4. Оптик катталикларни ўлчовчи электрон қурилмалар

Оптик катталиклар (нурланиш интенсивлиги, ёруғлик оқими, ёруғлик равшанлиги, ёритилганлик) ни ўлчаш учун фотоэлектрик ўзгартгичлар: фоторезисторлар, фотодиодлар, фототранзисторлар ва ҳоказолар ишлатилади. Оптик катталикларни назорат қилувчи электрон қурилмалар одатда қуйидагилардан ташкил топади: кўзгу ва линза



9.4-расм. Фотоэлектрон реленинг электр схемаси.

тизимлари, фотозлектрик ўзгартгич-лар, кучайтиргич, реле, индикатор ва ҳоказолар. Айрим ҳолларда вақт бўйича секин ўзгарадиган оптик катталикларни юқори частотали катталикларга ўзгартирувчи ёруғлик оқим модуляторлари ишлатилади. 9.4-расмда фотозлектрон реле тасвирланган бўлиб, у фоторезистордан ва икки каскадли р-п-р типли биполяр транзисторда ясалган кучайтиргичдан иборатдир. Уни ишлаш принципи қуйидагича: фоторезистор ёритилмаган ҳолда Т1 транзисторнинг эмиттер-базасига берилаётган кучланиш R1, R2 ва R3, R4 бўлувчи қаршилиқларда ҳосил бўлган потенциаллар тушуви орқали ифодаланadi. Бўлувчи қаршилиқларнинг қийматлари шундай танланадики, унда фоторезистор ёритилмаган ҳолатда транзисторнинг эмиттерга тушаётган потенциал базаникига нисбатан мусбат бўлади. Натижада транзистор очилиб, коллектор токи катта, коллектор кучланиши эса кичик бўлади. Шу вақтда Т2 транзисторнинг база потенциали эмиттерга нисбатан мусбат бўлиб, Т2 транзистор берк ҳолатга яқин бўлади.

Фоторезистор ёритилган ҳолатда унинг қаршилиғи кескин камайиб кетади. Натижада Т1 транзисторнинг база потенциали эмиттерга нисбатан мусбат бўлиб, Т1 транзистор ёпилади. Шу вақтда Т2 транзисторнинг база потенциали эмиттерга нисбатан манфий бўлади ва Т2 транзистор очилиб, унинг коллектор занжирига уланган электромагнит реле Р ишга тушади. Натижада реленинг контактлари хабар берувчи ёки бошқарувчи занжирни улайди. Яъни назорат қилинаётган ёруғлик оқимини маълум бир қиймати ҳақида хабар беради ёки уни бошқаради. Бундай фото релелар кўча ёритиш чироқларини ўчириб-ёқиш учун ҳам ишлатилади. Агарда реле ўрнига ўлчов асбоби уланса, ўлчов қурилмасига айланади.

9.5. Моддалар таркиби ва хусусиятларини ўлчовчи электрон қурилмалар

Замонавий электрон илмий тадқиқот лабораториялари заводлар цехларига изчил кириб келмоқда, бу ерда улар ёрдамида турли моддаларнинг таркиби ва хусусиятларини бевосита назорат қилиш ва бошқариш мумкин бўлади.

Моддалар таркиби ва хусусиятларини аниқлашда модданинг кўп сонли хусусиятлари орасида электр ва магнит хусусиятлари алоҳида ўрин тутadi.

Моддаларнинг магнит ва электр хусусиятларини текшириш жараёнида:

- газ, буғ, суюқлик, қаттиқ жисмларнинг эритмаси, эмульсия ва бир жинсли суюқликларнинг химиявий таркибини;
- жисм ва моддаларнинг микроскопик тузилишини;
- кристаллик панжаранинг субмикроскопик тузилиши, молекула ва микромолекулалар, атом ва субатом заррачаларни аниқлаш мумкин.

Солиштирама электр ўтказувчанлик σ , нисбий магнит киритувчанлик μ , нисбий диэлектрик киритувчанлик ϵ каби электр ва магнит катталикларни ўлчаш орқали моддаларнинг таркиби ва тузилишини аниқлаш мумкин. Масалан, аралашманинг солиштирама электр ўтказувчанлиги σ ни текшириш жараёнида суюқликда эриган модданинг концентрациясини аниқлаш мумкин. Диэлектрик ўзгариш бурчагини ўлчаш молекулалар жойлашиш зичлиги ёки атомларнинг ўзаро боғланганлик даражасини аниқлаш имконини беради.

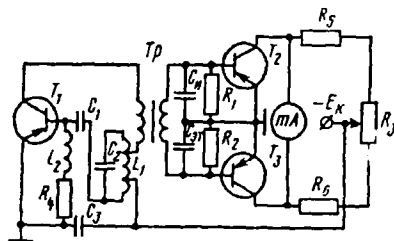
Нисбий магнит киритувчанликнинг ҳақиқий μ' ва мавҳум μ'' ташкил этувчилари орқали ферромагнит жисмнинг тузилиши ва таркиби ҳақида маълумотга эга бўлиш мумкин.

Модданинг хусусиятини ифодаловчи электр ва магнит катталикларни бир неча усул билан ўлчаш мумкин. Ўлчаш усулини танлаш бир қатор омиллар билан аниқланади. Улардан асосийси частота омили ҳисобланади.

0-10⁶ Гц оралиғида дифференциал ўлчаш усулидан фойдаланилиб, унда сизим ёки индуктив ўзгартгичлар ишлатилади. 10³-10⁸ Гц частота оралиғида ўлчаш учун эса резонанс усули ишлатилиб, унда тебраниш контуридан фойдаланилади. 10⁸-10¹⁰ Гц частота оралиғида ўлчашда эса резонанс усули ишлатилиб, унда коаксал ўтказгичдан фойдаланилади. 10¹⁰-10¹⁴ Гц частота оралиғида эса ўлчаш учун волновод техникаси ишлатилади. Модданинг таркибини таҳлил қилишда солиштирма электр ўтказувчанлик σ ни ўлчаш усулидан фойдаланилса, бундай усулни кондуктометриқ усул дейилади. Бу усулли электрон қурилмасини эса кондуктометр дейилади. Модданинг таркибини таҳлилида нисбий диэлектриқ киритувчанлик ва диэлектриқ бурчагининг ўзгаришини ўлчаш усулидан фойдаланилса, бундай усулга диэлькометриқ усул дейилиб, унинг электрон қурилмаси диэлькометр дейилади.

Мисол тариқасида 9.5-расмда дифференциал диэлькометр схемаси ифодаланган бўлиб, унда бирламчи ўзгартгич $C_{и}$ конденсатори ҳисобланади. Ўлчашда $C_{ст}$ эталон конденсаторининг сизимига ўлчанадиган $C_{и}$ конденсаторнинг сизимини солиштириш йўли билан амалга оширилади. Ўлчаш конденсаторига текшириладиган модда жойлаштирилади.

Эталон конденсаторига эса хусусияти маълум бўлган суюқлик жойлаштирилади. Ўлчанадиган конденсаторнинг сизими текшириладиган модданинг диэлектриқ киритувчанлик катталиги орқали аниқланади. Ўлчанадиган ва эталон конденсаторлар дифференциал схема кўринишда уланади. Бундай усулда Т2, Т3 транзисторларга хар-хил қийматдаги сигнал келади. Бу хар хил қийматли сигналларни Т2, Т3 транзисторлар (Т2, Т3 транзисторларнинг кучайтириш коэффицентлари тенг бўлиши шарт) кучайтириб беради, сўнг уларнинг чиқишига ўрнатилган миллиамперметр бу икки кучайтиргич кучланишини айирмасини амалдайдиган яъни миллиамперметрнинг кўрсатиши ўлчанаётган ва эталон конденсаторларнинг комплекс қаршилиқ модулларининг айирмасига пропорционалдир. Ўлчов қисмига сигнал автогенератордан келади. У индуктив З нуқта схема орқали Т1 транзисторида йиғилган бўлиб, ўлчов қурилмани автогенераторга таъсирини камайтириш учун пасайтирувчи трансформатор T_p орқали боғлангандир. Ўлчашни амалга оширишда аввал электрон қурилмани сошлаш керак бўлади, бунинг учун R_3 резистори қаршилигини ўзгартира бориб миллиамперметрнинг нол кўрсатишига ўрнатиш талаб этилади.



9.5-расм. Дифференциал диэлькометр электр схемаси

9.6. Диффектоскопик ўлчаш учун электрон қурилмалар

Саноат ишлаб чиқаришида ва маҳсулотларни бутунлигига таъсир этмасдан сифатини назорат қилишда электрон қурилмалардан кенг фойдаланилади. Бу қурилмаларга саноат маҳсулотлари ўлчамини, материалларнинг таркиби ва хусусиятини ўлчовчи ҳамда жисмдаги нуқсонларни аниқловчи диффектоскопиялар ҳам киради.

Диффектоскопия бир неча хил физик ҳодисалардан фойдаланиб ишлайди:

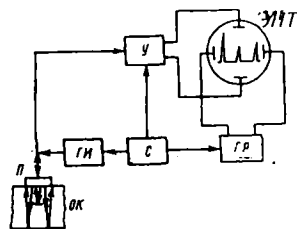
- **Диффектоскопиянинг акустик усули.** Диффектоскопнинг акустик усули акустик ҳодисалардан фойдаланишга асосланган. Акустик тўлқинлар нуқсонлар чегараларида синиш ва қайтишга дуч келади, бу ҳодиса нуқсонларни аниқлаш имконини беради. Ультратовуш тўлқин ёрдамида металллар, пластмассалар, бетон ва бошқа жисмларнинг жуда ҳам кичик ўлчамдаги нуқсонларини ҳам аниқлаб олади.
- **Диффектоскопиянинг магнит усули.** Диффектоскопнинг магнит усули ферромагнит материалларнинг нуқсонларидан магнит майдоннинг сочилишига асослангандир. Магнит майдонининг нуқсондан сочилишини ҳар хил ўлчов ўзгартгичлар билан аниқланади. Уларга гальваномагнит, ферромагнит, индукцион ва магнит қириндилари киради.
- **Диффектоскопиянинг оптик усули.** Диффектоскопнинг оптик усули ёруғлик нурларини нуқсонлар юзасидан турлича қайтишига асосланган бўлиб, уни фотозлектрик ўзгартгич билан ўлчанади.

Бундан ташқари диффектоскопиянинг радиацион, радиотўлқин, иссиқлик, электрик, электромагнит усуллари мавжуд.

Акустик усул саноатда кенг қўлланиладиган усул бўлганлиги учун ушбу усулни кўриб чиқамиз (9.6-расм). Акустик электр тебранишлар П пьезоўзгартгич орқали механик тебранишга айлантирилиб, объектга узатилади. Пьезоўзгартгич пластинка кўринишга эга бўлиб, пьезокеرامика ёки кварцдан ясалган бўлади. Биз биламизки, бу материаллар пьезоэффект хусусиятига эга бўлганлиги сабабли электр тўлқинни механик тўлқинга айлантириб бера олади. Пьезометр электр тўлқинни механик тўлқинга айлантириб берувчи ва тарқатувчи ҳамда механик тўлқинни электр тўлқинга айлантириб берувчи ва тарқатувчи вазифасини бажаради. Текширилаётган объект билан пьезоўзгартгич орасида акустик контакт ҳосил қилиш учун улар орасига кастор мойи сўртилади.

Диффектоскопнинг ГИ импульс генератори ни, ГР ёйиш генератори ни ишга тушириш ҳамда сигнал кучайтиргичини беркитиш С синхронизатор нинг импульси орқали бажарилган. Синхронизатор мультивибратор схемасида ййғилиб, автотебраниш режимида ишлайди.

Синхронизатор сигнали таъсирида импульс генератори 30-25000 Гц қайтариш частотали ва



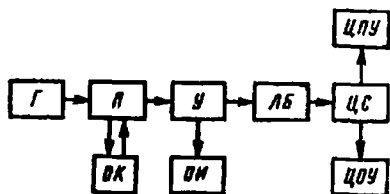
9.6-расм. Ультратовушли Диффектоскопнинг таркибий схемаси

тўлдирилиш частотаси 0,5-10 МГц га тенг бўлган импульслар ишлаб чиқаради. Бу импульс пьезоўзгартиргичга таъсир қилиб, у акустик тебраниш ҳосил қилади ва текшириляётган объект ОК га узатилади. Бир вақтнинг ўзида ёйиш генератори ишга тушади ва электрон нур трубканинг экранида ёйиш чизиги ҳосил бўлади. Импульсли генераторнинг катта қувватли импульси таъсирида кучайтиргични зўриқтирмаслик учун импульс генераторининг импульси давомийлик вақти оралиғида синхронизатор импульси орқали кучайтиргич беркитилади.

Акустик тебраниш текшириляётган объектда нур кўринишида тарқалиб унинг бир жинсли бўлмаган нуқталаридан объектнинг охиридан қайтади, объектнинг охиридан қайтган сигнал туб сигнал дейилади ва нуқсонлардан қайтган сигналларни эса нуқсон сигнали дейилади. Ҳамма қайтган акустик тебранишларни пьезоўзгартиргич қабул қилиб, уни электр импульсга айлантириб беради. Улар кучайтиргич орқали кучайтирилиб, электрон нур трубканинг вертикал оғдирувчи пластинкасига узатилади. Шундай қилиб, ЭНТ нинг экранида 3 та импульс- генератор импульси, туб импульс ва нуқсон импульслари ҳосил бўлади.

Акустик тўлқиннинг нуқсонга бориб қайтиш вақти, акустик тўлқиннинг объект тубига бориб қайтиш вақтидан кичик бўлганлиги сабабли сигналлар электрон осциллографнинг экранида олдинма кейин алоҳида-алоҳида кўринишга эга бўлади. Яъни 1-импульс генератордан чиқаётган импульснинг тасвири, 2-импульс нуқсондан қайтган сигнал тасвири ва 3-импульс эса туб импульсни ифодалайди. Генератор импульси билан нуқсон импульси орасидаги вақт бўйича силжиши орқали нуқсон қандай чуқурликда (масофада) эканлигини аниқлаш мумкин. Амплитудаси бўйича эса нуқсон ўлчамларини аниқлаш мумкин. Туб импульснинг ҳолати орқали объектнинг узунлигини аниқлаш мумкин. Ультратовушли Диффектоскоплар чуқурликни ўлчаш қурилмалари, нуқсонларни автоматик сигнал билан аниқлаш ва бошқа ёрдамчи қурилмалар билан жиҳозланади. Ультратовушли Диффектоскоплар 2-3 мм² юзали, 100 мм чуқурликдаги нуқсонларни аниқлаш имконини беради. Металларни товуш билан текшириш максимал чуқурлиги 4-6 метрни ташкил этади. Қалинликни ўлчаш аниқлиги 1-2 % ни ташкил этади.

9.7-расмда электромагнит диффектоскопнинг блок схемаси ифодаланган. Унда Г генератор (3 Гц дан 150 МГц гача частота орлиғида синусоидал ёки импульсли тебраниш ҳосил қилади) таъсирида ўлчов ўзгартгич П ўзгарувчан электр майдонини ҳосил қилади (ўзгартгич индуктив ғалтақдан иборат). Электр ўтказувчанликка эга бўлган объект (масалан: вольфрам сим) ўзгартгич орасидан ёки унинг ёнидан ҳаракатланиш жараёнида унда уюрмавий тоқлар пайдо бўлиб, унинг таъсирида электромагнит майдон ҳосил бўлади. Майдон таъсирида ўзгартгичда электр сигналлар ҳосил бўлиб, у кучайтиргич орқали кучайтирилади. Агарда текшириляётган объектда



9.7-расм. Электромагнит диффектоскопнинг блок схемаси

(вольфрам симда) нуқсон бўлса, уюрмавий токнинг тақсимланиши ўзгаради.

Бу эса ўзгартгичда импульсли сигналлар ҳосил бўлишига сабабчи бўлади. Бу сигналлар МБ мантиқий блок ва осциллографли қайд қилувчига таъсир қилади. Мантиқий блок орқали сигналларнинг амплитуда қиймати бўйича, вақт бўйича, тақсимланиши бўйича аломатлар билан тавсифланади. Юқоридаги аломатлар орқали мантиқий блок рухсат этилган ва рухсат этилмаган ёки мавҳум сигнал эканлигини аниқлаб қарор чиқаради. Агарда сигнал рухсат этилмаган нуқсондан келаётган деб топилса, сигнал рақамли ҳисоблагичга узатилади ва унинг чиқишидан рақамли рўйхатга олиш қурилмасига, ундан рақамли чоп этиш қурилмасига узатилиб у нуқсонлар сони ва жойлашган ўрни тўғрисида ахборот беради. Осциллографли индикаторда ўзгартгичдан олинаётган сигнални тасвири ифодаланadi.

Электромагнит дефектоскоплар 50 мм диаметрга эга бўлган симлар нуқсонларини ҳамда 1 м диаметрга эга бўлган трубаларни нуқсонларини аниқлашни 10 м/с тезликда бажаради.

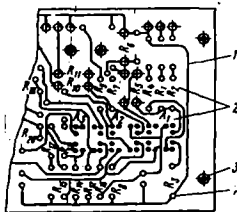
9.7. Электрон қурилмаларни лойиҳалаштиришнинг асосий принциплари

Турли хил электрон қурилмаларнинг кўриб чиқилган тузилиши ва принципаиал элетрик схемалари уларнинг ишлаш принципларини тушунишга ва ўрганиб чиқишга имкон беради. Аммо схемалар ҳали электрон қурилманинг конструкциясини аниқлаб бермайди, фақатгина уни ишлаб чиқйш учунгина асос бўлиб хизмат қилади.

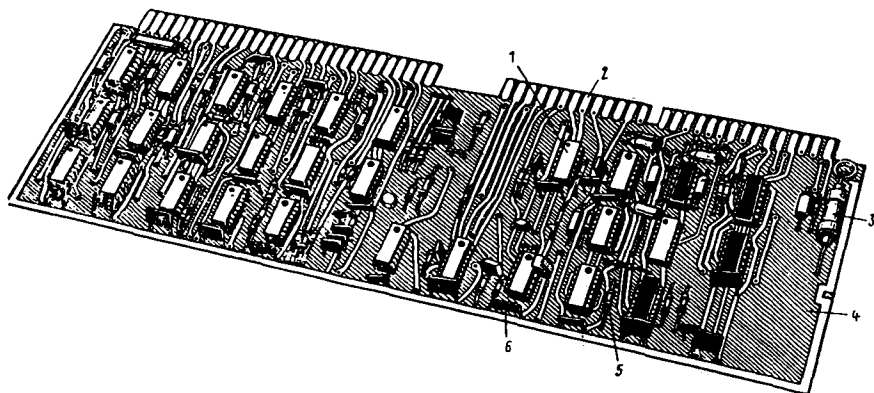
Лойиҳалаштиришнинг асосий принциплари ва электрон қурилмаларнинг замонавий конструкциялари ҳақида тасаввурга эга бўлиш фақатгина ишлаб чиқишдагина эмас, балки замонавий электрон аппаратни ишлатиш пайтида ҳам муҳим ҳисобланади.

Электрон қурилмаларнинг элементлари актив ва пассивларга ажратилади. Актив элементларга ярим ўтказгичли ва электровакуумли асбоблар, пассивларига эса резисторлар, конденсаторлар, трансформаторлар, индуктив ғалтаклар, реле, индикаторлар киради. Замонавий электрон қурилмаларда элементларнинг асосий қисми печатли платаларга жойлаштирилади. Унга катта ҳажмли аппаратлар ҳамда аппаратура олд панелида ўрнатилиши талаб этиладиган (рақамли, сигналли индикаторлар, бошқариш қисмлари ва бошқа) асбоблар бунга кирмайди. Печатли платаларни одатда фалгирланган шихатекстолитда бажарилади, шихатолали асосдаги пластик, бир ёки икки томонидан мис фолгаси билан қопланган бўлади. Диэлектрикнинг қалинлиги 0,8-3 мм ни ташкил этади, фолга қалинлиги эса 0,002-0,1 мм дан иборат бўлади.

Ўтказувчи ва диэлектрик материалларнинг тузилиши, конструктор томонидан тайёрланган кўринишдаги печатли плата сурати (9.8-расм) фотолитография усули билан печат платаси юзасига кўчирилади. Бунинг учун плата юзини ёруғликка сезувчан қатлам билан қопланади, уни фототашаблон орқали ёритилади, у печат платаси расмини суратга олиш билан ташкил этилган. Шундан кейин фоторезисторни эритмадан чиқарилади, унинг ёритилмаган қисмини олиб ташлайдилар ва бу ердаги фолгани махсус қоричма билан ювиб ташланади. Ўтказувчи расмга мос келувчи ёритилган қисмлари фоторезистор қатлами билан ҳимояланган ва шунинг учун ювилиб кетмайди. Шундан кейин печатли платада 0,6-1,5 мм катталиқдаги тешиклар тешилади, осма элементлар маҳкамланади (интеграл схема, транзисторлар, резистор, конденсаторлар), тешиклар деворлари кимёвий усул билан металлизация қилинади. Шундай қилиб бир томондан (бир томондан печат платаси) ёки икки томондан (икки томонли печат платаси) ўтказувчи сурати олинади. (9.9-расм).



9.8-схема. Монтанж платасининг кўриниши



9.9-расм. Платада деталларнинг жойлашиши

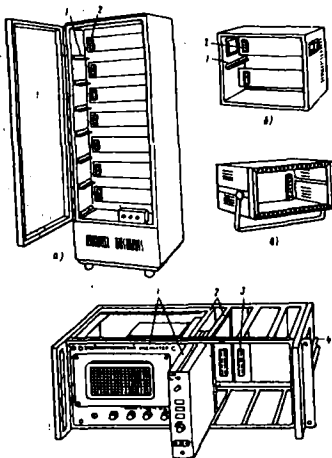
Печатли платалар майдонини кичиклаштириш учун кўп қаватли печатли платалар (ҚПП) қўлланилади, улар навбатма навбат диэлектрик материал қатлами ўтказувчи расмлари билан, улар орасида керакли уланишлар билан бажарилади. Ўтказувчи расмлар қатламлари ўртасидаги уланишлар металлаштирилган тешиклар орқали амалга оширилиши мумкин. Печатли ўтказувчиларнинг ҚПП қатламларида тақсимланиши печат платаларининг ҳажмини анча кичиклаштириш имконини беради, бу микросхемалардан фойдаланганда жуда муҳим бўлади. Печатли металлларни улар ўрнатилган элементлари билан маҳкамлашда тешиклари орқали электрон аппарат конструкцияси элементларга маҳкамланади, улар блоklar, каркас,

субблоклар, стойкалар, пультлар бўлиши мумкин. 9.10-расмда электрон асбоблар конструкциялари элементларининг бажарилиш бўйича намуналари кўрсатилган. Замоनावий электрон асбобларда микросхемалар асосида қурилган субблоклар сифатида одатда йўналтирувчи билан блокка ўрнатиладиган печатли узеллар қўлланилади.

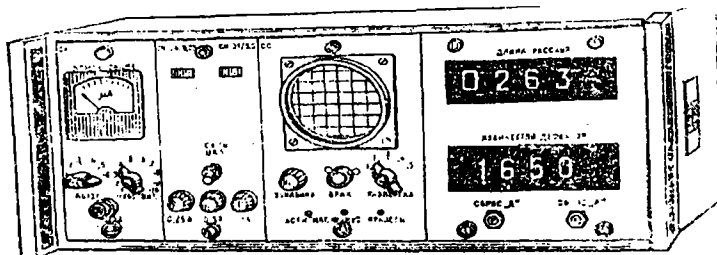
Субблокларнинг блоклар билан ва блокларнинг ўзаро электрик улаш разъёмлари орқали амалга оширилади. Шундай қилиб субблоклар ва блоклардан алоҳида асбоблар ва қурилмалар яратилади. Электрон асбобларини блокларда лойиҳалаштириш принципи нуқсонларни излаб топиш ва бартараф қилишни осонлаштиради, аппаратнинг технологик самарадорлигини оширади.

Электрон аппаратлари ишлаб чиқиш ва фойдаланишда агрегатлаш қўллаш билан катта самарадорликка эришилади. Агрегатлаштириш – бу ўзаро бир-бирини алмаштира оладиган узеллар ва блоклардан ташкил топган аппаратларни жамлаш методидир. Агрегатли комплексларни ишлаб чиқишда унга киритиладиган узеллар ва блокларни тўла электрик ва конструктив бир-бирига мос келиши кўзда тутилади. Асосий блокларни ва субблокларни унифицирлаш янги аппаратни ишлаб чиқиш ва тадбиқ этиш имконини беради.

Агрегат комплекслари турларини блоклар кичик бир тўпламидан, уларни маълум мосликлар ва сонида фойдаланиб мураккаблиги, вазифаси ва техник кўрсаткичлари турлича бўлган қурилма ва тизимлар яратиш мумкинлиги ҳисобга олиб тузилади. 9.11-расмда АСНК элементларидан бажарилган диффектоскоп



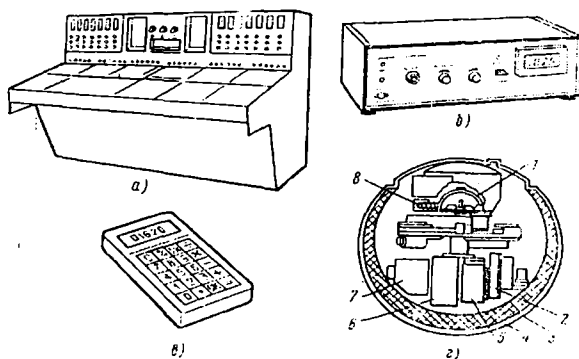
9.10-расм. Электрон асбоблар лойиҳалари



9.11-расм. АСНК элементларидан бажарилган диффектоскоп

Шундай агрегатли комплекслар бошқа электрон қурилмалар учун ҳам ишлаб чиқилган. Масалан, электрўлчов техникаси воситалари агрегатли комплекси (АСЭТ), ҳисоблаш техникаси учун (АСВТ) ва бошқалар. Электрон қурилмаларнинг конструктив бажарилиши турли хилда бажарилади ва уларнинг вазифаси, қўлланиш соҳаси билан белгиланади.

Масалан, стационар шароитларда ишлаш учун мўлжалланган электрон аппаратлар самолёт ва космик аппаратнинг бортидаги конструкциясидан анча фарқ қилади. 9.12.а-г-расмларда электрон аппаратларнинг жамланмасининг баъзи бир намуналари кўрсатилган.



9.12-расм. Электрон аппаратларнинг жамланмаси

9.8. Металл қирқувчи станокларнинг электр жиҳозлари

Металл қирқувчи станоклар ишлов берилаётган материал (заготовка)ларга қирқувчи асбоб билан механик ишлов бериш учун хизмат қилади.

Деталлар ишлаш технологик имкониятларига қараб станоклар универсал, ихтисослашган ва махсус станокларга бўлинади. Универсал станоклар турли деталлар ишлаш учун хизмат қилади ва доналаб, кам сериялаб ишлаб чиқаришда, ремонт цехларида, устаконаларда ишлатилади. Ихтисослашган станоклар бир неча модификациялардаги деталлар ишлаш учун мўлжалланган ва сериялаб ишлаб чиқаришда фойдаланилади. Махсус станокларда битта маълум деталь ишланади ва улар кўп сериялаб ҳамда кўплаб ишлаб чиқаришда қўлланилади.

Ҳозирги вақтда станокларнинг яна бир тури-мослашувчан ишлаб чиқариш модулларини ҳосил қилувчи тури қўлланилмоқда. Бу станоклар дастурлаштирувчи бошқариш тизимлари билан жиҳозланган бўлиб, уларни янги модификациядаги ёки мутлақо янги деталь тайёрлашга қисқа муддатда ўтказиш мумкин. Бундай станоклар асосида мослашувчан комплекслар ва корхоналар қурилмоқда. Бундай комплекс ва корхоналарни ҳатто

кўплаб ишлаб чиқариш шароитларида ҳам қайта жиҳозлаш учун кам харажатли қилиб, ишлаб чиқариладиган маҳсулот турини тез алмаштириш мумкин.

Станокларнинг электр жиҳозларига ўзгармас ва ўзгарувчан ток двигателлари, юргизувчи-ростловчи аппаратлар, электроавтоматика тизимлари элементлари, электр энергияси ўзгарткичлари киради.

Электр двигателлар ёрдамида станок механизмлари ҳаракатга келтирилади. Станокларнинг электр юритмаларида двигателнинг қайси тури қўлланилиши ушбу омилларга боғлиқ; иш механизмнинг айланиш частотасини ростлаш диапазони ва текислиги; юритма юкмасининг характери; ишга туширишлар частотаси;

энергетика кўрсаткичлари; хизмат кўрсатишнинг осонлиги ва ишончлиги.

Саноат корхоналарининг станоклар паркида уч фазали қисқа туташтирилган асинхрон машинали электр юритмалардан энг кўп фойдаланилади. Бунинг сабаби асинхрон двигателларнинг ишончли ишлаши, осон бошқарилиши, нархининг арзонлигидадир.

Баъзи ҳолларда электр юритманинг айланиш частотасини бир текис автоматик ростлаш, айланиш йўналишини тез-тез ўзгартириш (реверслаш) талаб қилинади. Бу мақсадда ўзгармас ток двигателларидан фойдаланилади, чунки уларнинг айланиш частотаси ярим ўтказгичли (тиристорли ёки транзисторли) ўзгарткичлар ёрдамида яқордаги кучланишини ўзгартириб ростланади.

Металл қирқувчи станокларнинг электроавтоматика тизимлари ҳозирги вақтда ҳам кўп қўлланилаётган электромеханик релелар, контактсиз мантиқий элементлар, дастурлаштирувчи тизимлар асосида яратилади.

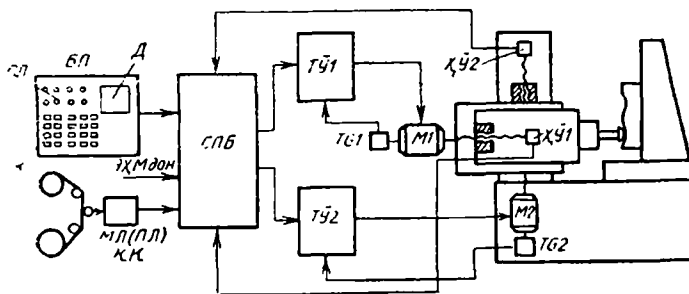
Бошқаришни дастурлаштирувчи воситалар ривожланиши билан кўп операцияли станоклар кўплаб яратилди, уларда пармалаш, йўниш, фрезалаш ва бошқа операциялар амалга оширилади. Сонли дастур билан бошқариладиган (СДБ) станоклар асосий ишлаб чиқаришга буюмларни кўплаб чиқариш учун жорий қилинмоқда.

Дастур билан бошқариладиган станокларнинг электр жиҳозларини кўриб чиқамиз. Бундай станокларда деталлар ишчининг бевосита иштирокисиз тайёрланадн, операцияларнинг керакли кетма-кетлигини, иш қисмларининг ҳаракат тезлигини эса бошқарувчи тизимнинг хотирасига ёзилган дастур беради.

Фрезалаш станогини куч головкасининг икки координата бўйича ҳаракатланишини сонли дастур билан бошқарувчи ёпиқ тизимнинг структура схемаси 9.13-расмда кўрсатилган. Тезликни ростлаш диапазони ва механик сурилишларнинг аниқлигига нисбатан қатъий талаблар қўйилиши ҳар бир координата бўйича электр юритмалар ҳосил қилиш учун ўзгармас ток двигателлари $M1$ ва $M2$ дан фойдаланишни тақозо этади. Ўзгармас ток электр юритмасининг ёпиқ тизими тиристорли ўзгарткичлар $TU1$ ва $TU2$ асосида ясалади. Улар топшириқни СДБ стойкасидан олади. Иш қисмининг сурилиш тезлигини ростловчи ёпиқ тизимларни ташкил қилиш учун двигателлар ўқига ўрнатилган тахогенераторлар $T01$ ва $T02$ дан фойдаланилади, улар тезлик бўйича тескари боғланиш сигналларини ҳосил қилади. Шундай қилиб, кўриб чиқилаётган СДБ станокнинг электр

жиҳозларига тезликни ростловчи ёпиқ тизим киради, у тиристорли ўзгармас ток электр юритмаси асосида яратилган.

Олдин айтилганидек, иш қисмининг сурилиш тезлигини берувчи сигааллар тиристорли ўзгарткичларнинг кириш қисмларига СДБ стойкасида келади, у станокни бошқариш тизимининг асосий бўлими ҳисобланади. Двигателларнинг ҳар бир координата бўйича ҳаракатланиш тезлигини берувчи сигналлар хотирага ёзилган дастурга мувофиқ СДБ тизимида шаклланади. Бундан ташқари, ушбу сигналнинг катталиги иш қисми каллагининг координаталар бўйича ҳозирги, ҳақиқий ҳолатига боғлиқ бўлади. Иш қисмининг ҳолатига доир тесқари боғланиш сигналлини ҳолат ўзгарткичлари $\chiУ1$ ва $\chiУ2$ ҳосил қилади, улар сифатида револьвер ёки индуктосигналларни ишлатиш мумкин. Бу сигналлар боғланиш линиялари орқали СДБ тизимининг солиштирувчи қурилмасига узатилади, бу ерда улар дастурнинг команда сигналлари билан солиштирилади. Топшириқ билан унинг ижроси солиштирилиши натижасида электр юритмани бошқарувчи керакли сигнал ҳосил бўлади.



9.13-расм. Рақам дастурли бошқариладиган фрезалаш станогининг электр жиҳозлари.

Станокларни бошқариш дастурси хотирага бир қанча усуллар билан ёзилиши мумкин. Иш дастури қўл билан терилиши ва хотирага станокни бошқариш пульти БП дан клавиатура К ёрдамида киритилиши мумкин. Бу усул кам унумли бўлиб, амалда қўлланилмайди. Бошқариш пултидан дастурга тузатиш киритилади, шу туфайли операцияларнинг бажарилишини ва станок агрегатларининг ишлашини текшириш мумкин бўлади. Сигнал лампочкаси СЛ ва дисплей Д операторга станокнинг ижрочи қисмлари (электромагнитли реле, охириги включателлар, двигателлар) иши, бошқарувчи дастурнинг бажарилиш босқичлари тўғрисида маълумот беради.

Дастурни киритишнинг иккинчи усули тайёрлаб қўйилган дастурни магнитли лента ёки перфолентадан киритиш қурилмаси МЛ (ПЛ) КК ёрдамида ўқишдан иборат.

СДБ станокларда деталлар ишлаш дастурсини юқори малакали дастурчи тайёрлайди. Ҳозирги вақтда автоматлаштирилган лойиҳалаш тизимлари (АЛТ) деб аталувчи махсус ҳисоблаш тизимларидан кенг фойдаланилмоқда; улар ёрдамида дастурларни тайёрлаш жараёни

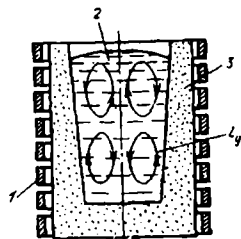
автоматлаштирилади. Бунда деталь ишлаш дастурси боғланиш линиялари бўйлаб тўғридан-тўғри ЭХМ дан станокни бошқариш тизимига узатилиши мумкин. 9.13-расмда дастурни ёзишнинг учинчи усули кўрсатилган.

Кўриб чиқилган мисол СДБ станоклар электр жиҳозларининг хусусиятларини очиб беради. Шу билан бирга, СДБ станокларнинг электр жиҳозларига одатдаги аппаратлар (автоматик включателлар, контакторлар, релелар ва ҳоказо) ҳам киради.

9.9. Юқори частотали ток билан қиздирувчи электр қурилмалар

Юқори частотали ток билан индукцион қиздирувчи қурилмалар машинасозлик корхоналарида деталларга термик ишлов беришда, металлларни суюқлантиришда, уларни пластик деформациялаш (болғалаш, штамплаш, пресслаш) учун қиздиришда кенг ишлатилади.

Металл суюқлантириладиган индукцион электр печнинг тузилиши 9.14-расмда кўрсатилган. У ўтга чидамли тигель 3 дан иборат бўлиб, унга суюқлантириладиган металл 2 солинади. Тигель атрофига ғалтак шаклидаги индуктор 1 жойлаштирилади ва у юқори частотали манбага уланади. Металлнинг қизиши ва суюқланиши унда вужудга келган уярма тоқлар I_y ҳисобига содир бўлади. Печнинг индуктори мис симдан (ҳаво билан совитишда) ёки думалоқ овалсимон ёки тўртбурчак кесимли мис найчадан (сув билан совитишда) ясалади. Металл индукцион ток билан қиздирилганда индуктордаги ва қиздирилаётган металлдаги тоқларнинг ўзаро таъсири натижасида электродинamik кучлар вужудга келади. Бу тоқларнинг йўналишлари қарама-қарши эканлиги эътиборга олинса, электродинamik кучлар таъсирида металл четдан марказга томон кўтарилади, бунинг натижасида суюқланган металл шишади ва унинг циркуляцияланиши содир бўлади.

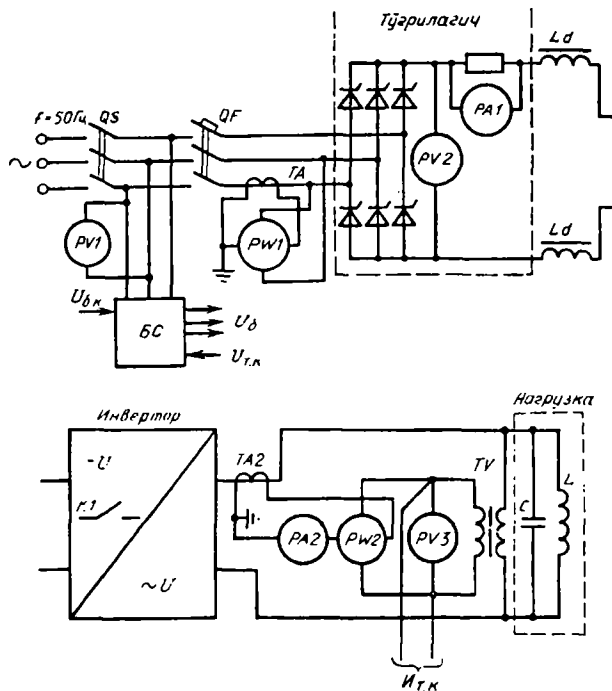


9.14-расм. Индукцион электр печ: 1-индуктор, 2-металл, 3-тигель.

Индукторга ток ажраладиган қилиб бириктирилган ёки эгилувчан кабелли шина ўтказгичдан келади; кабелда илмоқ бўлиб, у суюқланган металлни тўкиш учун печни оғдиришга имкон беради.

Замонавий машинасозлик корхоналарида оширилган частотали (0,5—10 кГц) индукцион печлар тиристорли частота ўзгарткичлар (ТЧУ) дан (электр машина ўзгарткичлари ўрнига) таъминланади.

Индукцион қурилманинг тиристорли частота ўзгарткичдан таъминланиш схемаси 9.15-расмда кўрсатилган. Қурилма тармоққа рубильник QS ва автомат QF ёрдамида уланади. Частота ўзгарткич уч фазали тармоқ кучланишини ўзгармас ток кучланишига айлантирувчи бошқариладиган тўғрилагичдан, тўғрилланган кучланишнинг пульсланишини текисловчи дросселлар L_d даги филтрдан, ўзгармас ток кучланиши индукторни таъминлаш учун берилган частотали ўзгарувчан кучланишга айлантирувчи инвертордан иборат. Контакт K_1 реле K_1 ишлаб кетганда инверторни ишга тушириш учун хизмат қилади. Коңденсатор батареяси C реактив қувватни компенсациялайди.



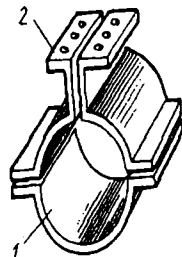
9.15-рasm. Индукцион қурилмани тиристорли частота ўзгартиргичдан таъминлаш схемаси.

Электрон бошқариш тизими BC тўғрилагич ва инвертор тиристорларини бошқаради ҳамда қурилманинг керакли режимда ишлашини таъминлайди. Тўғрилагичга келаётган бошқариш кучланиши U_{δ} берилган $U_{\delta,к}$ ва тескари боғланиш $U_{т,к}$ кучланишларининг айирмасидан иборат.

Электр қурилма ишининг асосий параметрларини унинг ўзидаги асбоблар билан, масалан, тўғриланган кучланишни ва юклама қабул қилаётган токни ампер-метрлар $PA1$ ва $PA2$ билан, тармоқ кучланишини, тўғриланган кучланишни ва юкламадаги кучланишни мос ҳолда вольтметрлар $PV1$, $PV2$ ва $PV3$ билан, қурилма ва юклама ишлатадиган қувватни вольтметрлар $PW1$ ва $PW2$ билан текшириш мумкин. Ваттметр ва амперметрлар одатда трансформаторлар орқали улана-ди. Бундан ташқари, бошқариш тизимига қурилманинг бузилмасдан ишлашини таъминловчи ҳимоя ва сигнализация элементлари ҳам киради. Индукцион усулда қиздирилаётган металл устки қатламларининг қизиш тезлиги бир неча секундни ташкил этади, бунда пастки қатламлари яхши қизимайди. Бу ҳодисадан машинасозликда металлларни тоблаш учун кенг фойдаланилади. Бундан ташқари, индукцион қиздириш металл

заготовкарни бўшаштириш, нормаллаш, цементитлаш, азотлаш каби технологик жараёнларда қўлланилади.

Деталлар сиртини тоблаш учун индукцион қиздиришда турли конструкциялардаги индукторлар ишлатилади. 9.16-расмда ҳалқасимон ажраладиган индуктор кўрса-тилган, у тоблаш трансформаторининг иккиламчи чўлғамига конструктив элементлар орқали уланади. Тобланадиган деталь индукторга жойлаштирилгандан кейин унинг пастки қисмини юқориги қисмлари билан зич қилиб бириктириб ёпиқ контур ҳосил қилинади.

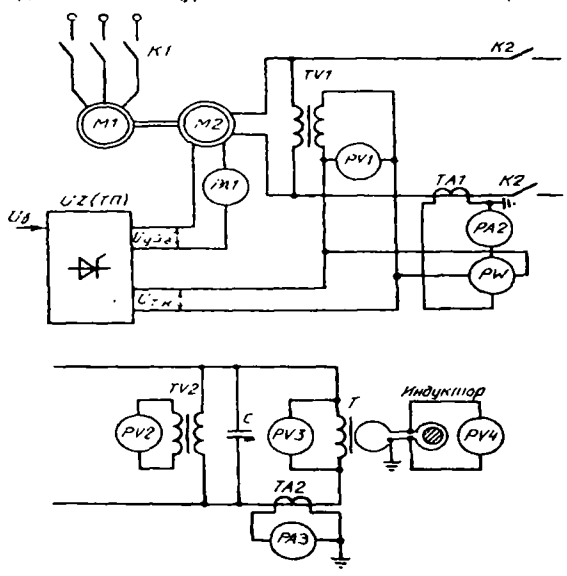


9.16-расм. Ажралма тоблаш индуктори: 1-индуктор, 2-конструктив элементлар.

Деталлар сиртини тоблаш учун махсус ва универсал тоблаш станоклари ишлаб чиқарилади. Тоблаш станокларида махсус электр жиҳозлар: тоблаш (пасайтирувчи) трансформатори, индуктор, индукцион қиздир-гичларнинг паст компенсацияловчи конденсатор батареяси, станокни бошқариш тизими бор. Таъминловчи манбалар сифатида тиристордан уйғотиладиган электр машина ўзгарткичлари ва лампали генераторлар кенг ишлатилади. Механик ишлов бериш автоматик линияларига ўрнатиладиган тоблаш станоклари деталларни тайёрлаш технологик занжирининг таркибий элементи ҳисобланади.

Юқори частотали тоқда тоблаш қурилмасининг схемаси 9.17-расмда кўрсатилган.

Таъминловчи манба сифатида электр машина ўзгарткичдан фойдаланилади, у электр машиналар $M1$ ва $M2$ асосида, тиристорли ўзгарткич UZ дан уйғотиладиган қилиб тайёрланган. Машина ўзгарткичида машина $M1$ айлантирувчи асинхрон двигателъ бўлиб, $M2$ эса юқори частотали генератор бўлиб ҳисобланади. Генераторни уйғотиш $U_{y\phi}$ тиристорли ўзгарткич орқали амалга оширилади, унинг киришига бериш кучланиши U_6 ҳамда генераторнинг



9.17-расм. Деталларни юқори частотали тоқлар билан тоблаш қурилмасининг схемаси

кучланиш бўйича тескари боғланиши Ут.н берилади. Генератор кучланишини ростлашнинг ёпиқ тизими шу тарзда амалга оширилади. Тоблаш трансформатори T нинг иккиламчи чўлғамида одатда битта ўрам бўлиб, у индуктор билан биргаликда ёпиқ контурни ҳосил қилади.

Коммутацияловчи аппаратлар контакторлар $K1$ ва $K2$ дан иборат бўлиб, улар мос холда машина агрегатини улайди ҳамда ўз навбатида индукторни таъминловчи манбага улайди.

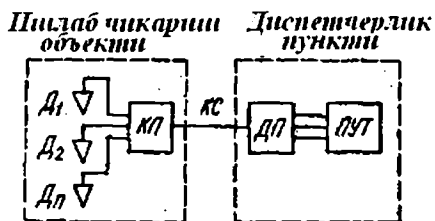
Электр қурилма ишининг асосий параметрларини унинг ўзидаги асбоблар билан, масалан, уйғотиш токини, генератор юкламаси токини ва тоблаш трансформаторининг бирламчи чўлғами токини амперметрлар $PA1$, $PA2$ ва $PA3$ билан, генератордаги, юкламадаги, тоблаш трансформаторининг бирламчи чўлғамидаги ҳамда индуктордаги кучланишни вольтметрлар $PY1$, $PY2$, $PY3$ ва $PY4$ билан, юклама ишлатадиган қувватни ваттметр PW билан текшириш мумкин.

Юқори частотали токда қиздириш қурилмаларининг электр таъминоти якка тартибда (аввал кўрилганга ўхшаш) ёки марказлаштирилган таъминлаш схемалари бўйича амалга оширилади. Якка тартибда таъминлашда ҳар бир қурилма ўз манбаига уланади. Марказлаштирилган таъминот кўплаб қиздириш қурилмалари ўрнатилган цехларда, масалан, темирчилик цехида қўлланилади. Марказлаштирилган таъминотда умумий шинада бир ёки бир неча манбалар (генераторлар) ишлайди, уларга эса ўз навбатида бир қанча қиздириш қурилмалари уланади.

9.10. Ишлаб чиқаришда ишлатиладиган телемеханика воситалари

Телемеханика тизимлари ҳақида умумий маълумотлар.
Телемеханика—фан ва техниканинг ахборотни сигналларга ўзгартирадиган ва уларни линия бўйича узоқ масофаларга узатиш, сигнализация ва бошқариш учун одамнинг иштирокисиз ёки унинг чегараланган иштироки билан (узатишнинг битта томонидан кўп эмас) узатадиган қурилмаларни ўрганувчи ҳамда яратувчи соҳасидир. Халқ хўжалигининг бир қатор соҳаларида телемеханика диспетчерлик бошқариш техникавий таъминотининг ажралмас қисми бўлиб қолди. Масалан, энерготизимларда, темир йўл транспортда, узлуксиз ишлаб чиқариш жараёни йирик ишлаб чиқариш корхоналарида телемеханика тизимлар ҳисоблаш марказлари билан биргаликда бошқаришни тўлиқ автоматлаштиришга имкон берди.

Телемеханика тизимининг умумий кўриниши 9.18-расмда ифодаланган. Унда датчиклар D , узатувчи (назорат қилувчи) ярим комплект $KП$, алоқа канали $КС$, қабул қилувчи (диспетчерлик) ярим комплекти $ДП$ ва ижро этувчи ёки регистрация қилувчи органлар $ПУТ$ (телемеханика пульти) дан иборат деб



9.18-расм. Телемеханика блок схемаси

қараш мумкин. Узатувчи ярим комплекта ахборот датчиклар ва ўзгартирувчи қурилмалар ёрдамида алоқа линияларидан узатишга қулай бўлган сигналларга айланади, қабул қилувчи ярим комплекта эса бу сигналлар дешифрацияланади ва қайта ахборотга айланиб, ижро этувчи ёки регстрация қилувчи элементлар томонидан фойдаланилади.

Телемеханика воситалари: телесигнализация (ТС), телеўлчаш (ТЎ) ва телебошқариш (ТБ) қурилмаларидан иборат.

Телесигнализация қурилмаси асосан «ҳа—йўқ» типдаги маълумотларни ёки текшириладиган объектнинг ҳолати ҳақида (масалан, авария вазияти тўғрисида хабар бериш) диспетчерга сигнализация ва хабар бериш учун ишлатилади.

Телеўлчаш қурилмаси узлуксиз ўлчанадиган миқдорларни (масалан, гидроэлектростанция энерготизимга бераётган қувватни) узатиш учун мўлжалланган.

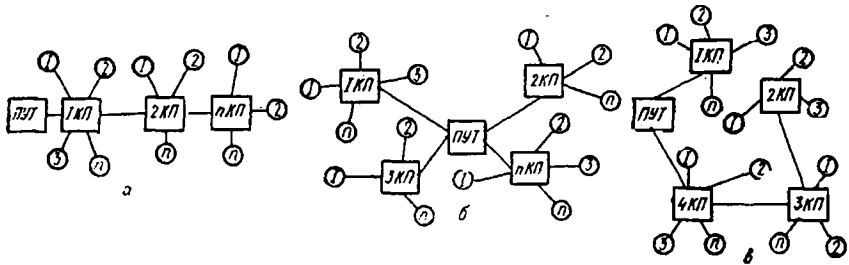
Телебошқариш қурилмаси турли буйруқлар кўринишидаги ахборотларни узатиш билан боғлиқ бўлган, кўпинча агрегатларни ёки механизмларни улаш ёки ажратиш функцияларни бажаради (масалан, ГЭС даги гидрогенераторни дистанцион улаш, темир йўл стрелкасини ўтказиш ва хоказо).

Шуни таъкидлаб ўтиш керакки, телемеханиканинг ҳақиқий тизимлари ишлаб чиқаришнинг талабларига мос ҳолда сигнализация, ўлчаш, бошқариш (айтайлик, улашга буйруқ бериш билан бир қаторда шу буйруқнинг ижро этилганлиги тўғрисида ҳам ахборот, баъзан эса бошқариладиган жараёнларнинг параметрларини ўлчаш даражаси олиниши керак) ҳар хил уйғунликка эга бўлган қурилмаларга эга. Шундай қилиб, амалда бошқариш ва сигнализация (ТУ—ТС) ёки бошқариш, сигнализация ва ўлчаш (ТУ—ТС—ТИ) функцияларини бирлаштирувчи, телемеханиканинг комбинацион тизимлари қўлланилади.

Телемеханикали тизимнинг схемаси ва конструкцияси кўп жиҳатдан назорат қилинадиган ва бошқариладиган объектларнинг жойланишига боғлиқ: улар бир-бирига яқинми ёки катта масофа бўйлаб тарқалганми. Шунга мос ҳолда йиғилган объектлар учун тизимлар (масалан, электрик подстанциядаги ёғли ажраткичларнинг ишини бошқариш) ва принципиал фарқ қилувчи тарқоқ объектлар учун тизимлар ишлаб чиқилади. Тарқоқ объектлар, халқ хўжалигида кўпроқ учрайдиган, ўнлаб ва ундан кўпроқ квадрат километр жойни эгаллайдилар. Масалан, тарқоқ объектлар учун амалда телемеханиканинг тизимларини ташкил этишнинг учта схемаси қўлланилмоқда, улар назорат қилинадиган телемеханика пунктлари (КП) ва объектларини уларнинг ўзаро жойланишини ҳисобга олади: чизиқли (занжирли) радиал ва дарахтсимон (9.19. а, б, в—расм).

Телемеханиканинг тизимлари, ахборотни узатиш усулига ва фойдаланиладиган алоқа каналининг турига қараб фарқ қилинади. Алоқа каналига боғлиқ ҳолда, яъни сигналлар узатиладиган физикавий муҳитга қараб, телемеханика тизимларининг симли алоқа линияларидан, электр энергиясини узатадиган линиялардан, радиоалоқадан фойдаланиладиган тизимларга бўлинади.

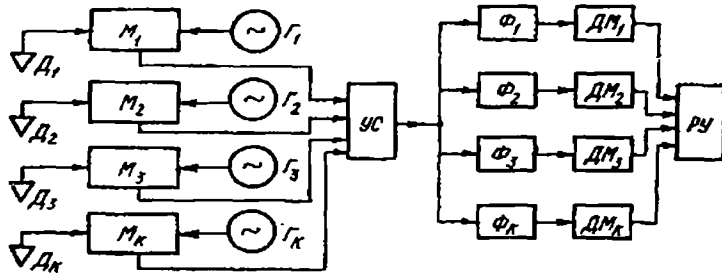
Каналларни тақсимлаш усулига кўра телеметрик тизимлар частотали, вақтли, кодли ва **комбинацияланган** тизимларга бўлинади.



9.19- расм. Телемеханика тизимларини ташкил этиш схемалари. а — чизикли; б — радиал; в — дарактсимон

Каналларнинг частотали бўлиниши ҳар бир алоқа каналига ўзининг бир неча юз герцдан то бир неча килогерцгача диапазондаги частоталар оралиғи (элтувчи частоталар) ажратилади. Бу оралиқнинг эни телеметрланаётган миқдорнинг характери бўйича аниқланади. Ўзаро таъсирдан қутилиш учун қўшни каналларнинг частота кенглигига бир-бирларининг частоталарини эгалламасликлари шарт.

Қабул қилувчи томонда элтувчи частоталар алоҳида каналлар бўйича оралиқ филтрлар ёрдамида тақсимланади. 9.20-расмда каналлар частота бўйича ажратилган кўп каналли телеметрик тизимларнинг соддалаштирилган функционал схемаси кўрсатилган.



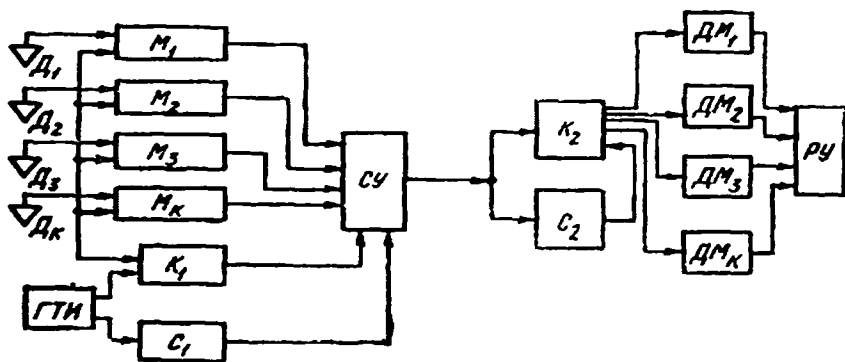
9.20- расм. Қаналлари частотали ажратилган телеметрик тизимининг функционал схемаси.

Бунда D_1, D_2, D_3 датчикларнинг ва назорат датчик D_n нинг технологик жараённинг ўлчанаётган параметларига пропорционал бўлган чиқиш сигналлари, элтувчи частоталарнинг генераторлари $\Gamma_1, \Gamma_2, \Gamma_3$ ва Γ_k билан боғлиқ бўлган M_1, M_2, M_3 ва M_k модуляторларига келади. Генераторлар f_1, f_2, f_3 ва f_k частотали U_1, U_2, U_3 ва U_k синусоидал тебранишларни ишлаб чиқаради. Модуляторлардан чиқаётган сигналлар жамловчи қурилма СУ га берилади, бу ерда улар аралашади, сўнгра эса алоқа каналига тушади. Генераторлар, модуляторлар ва жамловчи қурилма шифраторни ҳосил

қилади. Қабул қилувчи томоннинг киришида f_1 , f_2 , f_3 ва f_k частоталарга созланган Φ_1 , Φ_2 , Φ_3 ва Φ_k оралиқ, филтърлар жамланган сигнални қабул қилади ва элтувчи частоталарни ажратади. Олинган сигналлардан демодуляторлар ёрдамида датчикларнинг сигналларига пропорционал кучланишлар шакллантирилади. Бу сигналлар регистрация қилувчи қурилма РУ томонидан қабул қилинади.

Каналларни вақт бўйича ажратиш усули ҳар бир телеметрланаётган катталиқлар ҳақидаги ахборот аниқ вақт оралиғи давомида даврий равишда узатилиб туришига асосланган. Каналлар вақт бўйича ажратилган кўп каналли тизимларни қуриш имконияти, ҳар бир датчикнинг сигналини характерловчи импульслар орасидаги вақт оралиқлари борлиғи билан аниқланади. Аввалдан маълум бўлган бу вақт оралиқларига бошқа каналларнинг импульсларни жойлаштириш мумкин.

Вақт бўйича ажратилган каналлар телеметрик тизимнинг функционал схемаси 9.21-расмда кўрсатилган. Каналларни вақт бўйича ажратишнинг моҳияти шундаки, махсус коммутациялайдиган қурилма K_1 ёрдамида модуляторлар навбатма-навбат ишга туширилади ва шу билан бирга телеметрик канал маълум вақт мобайнида датчикка уланади. Коммутаторнинг ишини, даврий равишда импульсли сигналлар ишлаб чиқарувчи тактли импульслар генератори ГТИ бошқаради. Тактли сигналларнинг частотаси датчикларнинг сўроқланиш тезлигига боғлиқ, Тактли импульслар, тизимнинг қабул қилувчи ва узатувчи қисмлардаги каналларнинг ишини бошқарувчи синхронизатор C_A га ҳам берилади. Шундай қилиб, биринчи датчик сўроқланганда биринчи модулятор, иккинчи датчик сўроқланганда эса иккинчи модулятор ишлайди ва ҳоказо.

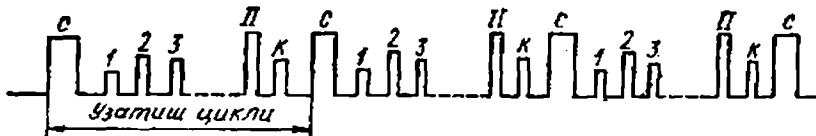


9.21-расм. Каналлари вақтли ажратилган телеметрик тизимнинг функционал схемаси

Худди каналларни частота бўйича ажратиш тизимидагига ўхшаш, модуляторлардан келаётган чиқиш сигналлари жамловчи қурилма СУ да аралашади ва линияга узатилади. Каналларни вақтли ажратишдаги узатиш циклининг сигналларини характери 9.22-расмда кўрсатилган.

Қабул қилиш томонида сигналлар коммутатор K_2 ва синхронизатор C_2 га тушади. Коммутатор K_2 ўлчов импульсларини тегишли демодуляторга узатишни таъминлайди, бу ерда модуляцияланган импульслар ўзгартирилади ва регистрация қилувчи қурилмага йўналтирилади.

Каналлари вақтли ажратиладиган телеметрик тизим каналлари чистотали ажратиладиган тизимга қараганда қатор афзалликларга эга, чунки бу ҳолда ҳаммаса бўлиб битта канал керак бўлади (физикавий ёки юқори частотали).

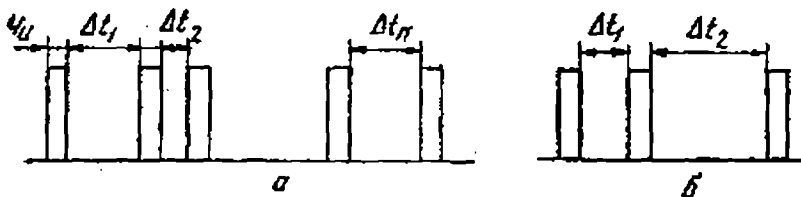


9.22- расм. Каналлари вақтли ажратилган тизимда узатиш цикл сигналларининг характери.

1.2...., K -датчикларнинг кучланиши; c -синхронизациялайдиган импульс.

Каналлари кодли ажратиладиган телеметрик тизимда ҳар бир код, бир-бирларига нисбатан берилган $\Delta t_1, \Delta t_2, \dots, \Delta t_n$ вақт интервалларида жойлашган бир неча импульслардан иборат. Импульслар орасидаги вақт интервалларининг комбинацияси кодли гуруҳнинг характеристикаси бўлиб хизмат қилади ва у турли гуруҳлар учун бир хил бўла олмайди. 9.23-расмда иккита канал импульсларининг кодли гуруҳлари кўрсатилган. Кодлар, одатда, тактли генераторлар ишлаб чиқарадиган ва кечиктириш линиялари келадиган бир неча видеоимпульслардан ҳосил бўлади. Видеоимпульслар ўрнига синусоидал кучланиш импульсларидан ҳам фойдаланиш мумкин.

Бу ҳолда кодли гуруҳ синусоидал тебранишларнинг частотаси, импульслар орасидаги интервалларнинг давомлилиги, шунингдек, импульсларнинг сони ва давом этишлиги билан характерланади.



9.23- расм. Импульсларнинг кодли гуруҳлари: а — биринчи каналники; б — иккинчи каналники

9.11. Ишлаб чиқаришни диспетчерлик бошқаришда телемеханиканинг аҳамияти

Саноат ишлаб чиқаришининг кўламини ортиши, унинг интенсификацияси ва энергия билан таъминланишининг ўсиши, борган сари мураккаб автоматлашган агрегат ва қурилмаларнинг қўлланилиши, техникалардан унуматли фойдаланиш ва уларнинг ҳолатини тегишлича назорат қилиш масалалари муҳим аҳамият касб этмоқда. Бригадалар, цехлар, бўлимлар ва хўжаликларнинг ишлаб чиқариш кўрсаткичлари, асосан, машина ва аппаратларнинг қандай ишлаётганига боғлиқ. Айтайлик, йирик механизациялашган цехда ҳеч бўлмаганда битта электр двигателининг ишдан чиқиши бутун технологик жараённинг жиддий бузилишига олиб келади, шунга ўхшаш автоматлашган, ўз вақтида тузатилмаган бузилишлар ишлаб чиқариш маҳсулотларининг сифатига катта таъсир қилади.

Ишлаб чиқаришнинг телефон алоқаси, ишлаб чиқаришни бошқариш ва технологик жараёнларнинг боришини умумий назорат қилишни яхшилаши тўғрисида юқорида гапирилган эди. Аммо автоматлаштирилган ишлаб чиқаришнинг ҳозирги замон шароитида унинг учун характерли бўлган жараёнларнинг тез ўтиши керакли ҳажмдаги ахборотларни олиш, уни анализ қилиш ва тегишли қарорлар қабул қилишдаги тезкорликка эга бўлган талабларни телефон орқали кўпинча қондира олмайди. Технологик жараёнларнинг бориши ҳақида автоматик равишда ахборот олишнинг имкони йўқлиги, маълумотларни йиғиш учун ортиқча вақт сарфлашга олиб келади. Бу маълумотлардан оқибатда ўтиб кетган жараённи баён этиш учун, бўлиб ўтган ҳодисаларни қайд қилиш учун фойдаланиб, «Бир дақиқада», ахборотни олиш учун эмас, агар бу керак бўлса, технологик жараённинг боришига тезкор аралашини талаб этади. Шунинг учун машиналар, агрегатлар ва мосламаларни (биринчи навбатда стационарларини) нисбатан оддий назорат воситалари билан жиҳозлаш амалда қатъий зарур бўлиб қолди. Бу назорат воситалари ёрдамида диспетчерлик пунктига «ҳа-йўқ», «машина ишляпти», «туриб қолди», «электр энергия йўқ», «сув йўқ» ва бошқа турли сигналларни бериш мумкин бўлсин.

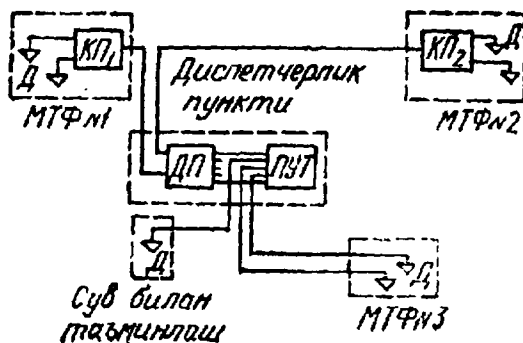
Шу сабабли, саноат ишлаб чиқаришида асосий технологик жараёнларнинг бориши бўйича ахборотни автоматик равишда узатадиган дистанцион назорат ташкил этилиши керак. Бу эса ишлаб чиқариш жараёнида бузилишлар юз бериши билан уларни тезкор тўғрилашга имкон беради. Бошқача қилиб айтганда, механизациялашган йирик ишлаб чиқаришни бошқариш учун хўжаликда асосий технологик жараёнларнинг боришини назорат қилиб туришга, уларнинг асосий техникавий параметрини белгилашга ва регистрация қилишга имкон берадиган телемеханика тизими яратилиши керак.

Саноат ишлаб чиқаришини бошқаришда телемеханизация ўзининг тараққиётида бошқариладиган электрон машиналардан фойдаланишга кенг йўл очиб беради, буларни режали равишда жорий этиш ва қўллашдан жуда катта натижалар кутилмоқда. Аммо ҳозирнинг ўзида, етарли даражада механизациялашган ва автоматлашган ишлаб чиқариш объектларида телемеханика воситалари ва тизимларидан фойдаланишнинг тажрибаси хўжаликларни телемеханизациялашнинг юқори эффе́ктив эканлигини

кўрсатмоқда. Телемеханизация ижтимоий катта аҳамиятга эга бўлиб, у билан бирга меҳнат маданияти ортди.

Ишлаб чиқаришда теленазоратни қўллаш айниқса йирик цехларда ва саноат типидаги комплексларда зарур ва эффектив ҳисобланади. Чунки улар техника воситалари билан юқори даражада жихозланган ишлаб чиқариш объектлари ҳисобланади. Ишлаб чиқариш корхоналарининг технологик жараёни фақат узлуксиз ва мураккаб бўлибгина қолмай, балки, у тирик организмлар билан боғлиқ, шу боисдан ҳам машина ва механизмларнинг, шунингдек, назорат воситаларининг ишлаш қобилиятига ва мустаҳкамлигига юқори талаб қўйилади, Бундан ташқари, телемеханика воситалари асосий технологик операциялар режимларига амал қилишни, маҳсулотларнинг сақланишини, микроиқлимни, сув, иссиқлик ва энергия билан таъминлаш шароитларини ва ҳоказоларни кузатади.

Ҳозирда саноатда қўлланилаётган телемеханика назорат тизимларида (9.24-расм), жуда катта хилма-хилликка қарамай, бирламчи қабул қилувчи элемент сифатида махсус қурилмалар — *датчиклардан* фойдаланилади. Датчикларнинг конструкциялари ҳаддан ташқари хилма-хил бўлса ҳам, нозлектрик катталикларнинг электр датчиклари энг кўп тарқалгандир. Бу датчиклар нозлектрик таъсирларга (масалан, температура, намлик, босим, куч, силжиш) учраб, уларни турли параметрдаги электр сигналларга ўзгартиради, уларга қараб машиналарнинг ҳолати, режимларнинг сақланиши ва ҳоказолар, яъни натижада технологик жараённинг бориши тўғрисида фикр юритиш мумкин.



9.24-расм. Ишлаб чиқариш цехларида телемеханикани ташкил этиш схемаси

Телемеханизацияда ўлчов қурилмаларини қўллаш аввало саноат ишлаб чиқаришида ахборотни тезроқ олиш ва ишлаб чиқарилаётган маҳсулотнинг сифатига таъсир этадиган объектлар учун ўзини оқлаган. Қуйидаги мисол тариқасида сўнгги йилларда ишлаб чиқилган ва амалда текширилган телемеханика ўлчов тизимлари баён этилган.

Маҳсулотнинг оғирлигини ўлчаш тизими йирик механизациялашган омборларда қўллаш тавсия этилади, унинг ёрдамида автомобиль тарозидан ўтган юкланган машиналар сонига қараб юк миқдорини эффе́ктив назорат қилиб туриш мумкин.

Оғирлик кучини элеќтрик параметрларга ўзгартирадиган датчик сифатида ўзгарувчан қаршилик хизмат қилиши мумкин. Бу юкнинг оғирлиги таъсирида силжийдиган тарозили қурилманинг тегишли узатиш тизими орқали бирлашган бўлади. Диспетчирлик пунктидаги ўлчов асбоби машиналарнинг сони ва юкнинг оғирлигини бир вақтда регистра́ция қилади. Ўлчов органи сифатида кўпинча шкаласининг бўлими 500 кг бўлган ўзи ёзар прибор Н-370 ишлатилади. Ўлчов схемасининг ишлаш принципи жуда оддий. Машина тарозидан турганда ўзи ёзарни юргизадиган элеќтрон схема уланади, сўнгра ўлчаш схемаси уланади. Лентада импульс қайд қилинади, унинг амплитудаси юк ортилган машинанинг оғирлигига мос келади. Бир неча секунддан сўнг схема ўчирилади, у фақат тарозига кейинги машина турганда уланади. Шунга ўхшаш ҳолда бу тизим бошқа ишлаб чиқаришдаги шароитларида ҳам ишлатилади.

Сув сатҳини телеўлчаш тизими аввало, сувни сатҳи мавсумга боғлиқ бўлган, катта бўлмаган ҳавзалардан оладиган хўжаликларга зарурдир: йилнинг курғоқчилик ва одатдагидан сув кам бўлган вақтларда ҳамда баҳорда сув кўпайиб тўфонларни бузиб юборадиган ёки сув тошқини бўлиши мумкин бўлган пайтларда зарур. Шунинг учун сувнинг сатҳини ўлчаш ва назорат қилиш учун телеўлчаш тизимини қўллаш мақсадга мувофиқдир. Бу тизим ҳавзадаги сувнинг дебити тўғрисидаги маълумотларга ва бошқа конкрет шароитлар асосида тузилиши ҳамда суткалик суғориш графигини ҳисобга олиб, сувни рухсат этилган чегараларда сарфланишини таъминлаши керак.

Бундай тизимларда турли диаметрдаги иккита полиэтилен трубадан ясалган сатҳ датчиги анча афзалликка эга. Бу трубалар бир-бирига кийгизилиб, икки учидан маҳкамланган. Кичик диаметрли трубанинг ичига занжирли узатманинг реостатли датчиги билан боғланган поплавок (пўкак) киритилган. Поплавокнинг юқорига ёки пастга ҳаракати (сув сатҳининг тебраниши билан бирга) датчикка узатилиб, унинг кўзгалувчан контактини суради ва шу билан унинг элеќтрик қаршилигини ўзгартиради. Ўлчов приборининг шкаласи сатҳ бирликларида даражаланган (ҳар бир бўлинмаси 5 см). Диспетчер махсус қайта ҳисоблаш жадвалидан фойдаланиб, сув сатҳининг тебранишига қараб сарф бўлаётган сувнинг миқдорини билиши ва суғориладиган майдонни ҳисобга олиб, унинг намлиги ҳақида фикр юритиши мумкин.

Датчик физикавий линия орқали регистра́ция қилувчи қурилма билан уланади. Аммо бир километрдан ортиқ масофага алоҳида линия қуриш мақсадга мувофиқ эмас, чунки ўлчашлар суткасига 2—3 марта бажарилиб, ҳар сафар 15—20 секунд вақтни олади. Шунинг учун бу ерда, диспетчерликининг АТС билан бирлаштирилган телефон линиясидан қисқа муддатли фойдаланишни тавсия этиш мумкин. Бу линияни маълум йўл билан сатҳ датчигига ва телемеханика пульта́сининг регистра́ция қурилмасига уланади.

Фойдаланилган адабиётлар рўйхати

1. Каримов И.А. Баркамол авлод-Ўзбекистон тараққийетининг пойдевори. - Тошкент: Шарқ НМК, 1997.
2. Каримов И.А. Озод ва обод Ватан, эркин ва фаровон ҳаёт-пировард мақсадимиз 12-томлик. -Тошкент: Ўзбекистон, 2000. Т.8.
3. Каримов И.А. Юсак малакали мутахассислар—тараққийет йўли. -Тошкент: Ўзбекистон, 1995.
4. Хонбобоев А.И., Халилов Н.А. Умумий электротехника ва электроника асослари. -Тошкент: Ўзбекистон, 2000.
5. Каримов А.С., Мирҳайдаров М.М. ва бошқалар. Электротехника ва электроника асослари. -Тошкент: Ўқитувчи, 1995.
6. Нигматов А. Радиоэлектроника асослари. -Тошкент: Ўқитувчи, 1994.
7. Турдиев Н.Ш. Радиоэлектроника асослари. -Тошкент: Ўқитувчи, 1992.
8. Федотов В.И. Основы электроники. -М.: Высшая школа, 1990.
9. Жеребцов И.П. Основы электроники -М.: Энергоатомиздат, 1989.
10. Быстров Ю.А. Электронные цепи и устройства. -М.: Высшая школа, 1989.
11. Колантаевский Ю.Ф. Радиоэлектроника. -М.: Высшая школа, 1988.
12. Прохорский А.А. Основы автоматики телемеханики. -М.: Высшая школа, 1988.
13. Герасимов В.Г. Основы промышленной электроники. -М.: Высшая школа, 1986.
14. Китаев В.Е. Электротехника с основами промышленное электроники -М.: Радио и связь, 1980.
15. Ахроров Н.А. Электротехникадан қисқача изоҳли луғат. -Тошкент: Ўқитувчи, 1990.
16. Политехника луғати. -Тошкент: Ўзбекистон Энциклопедияси, 1989.

МУНДАРИЖА

Кириш	3
1. БОБ. Электрон занжирларнинг асосий элементлари	5
1.1. Электр қаршилик. Резисторлар	5
1.2. Электр сиғим. Конденсатор	8
1.3. Индуктивлик. Ғалтаклар	10
2. БОБ. Ярим ўтказгичли асбоблар	12
2.1. Ярим ўтказгичларнинг ўтказувчанлиги	12
2.2. Тўғриловчи диодлар	17
2.3. Стабилитронлар ва стабилсторлар	19
2.4. Биполяр транзисторлар	20
2.5. Майдон транзисторлари	29
2.6. Тиристорлар	34
2.7. Махсус ярим ўтказгичли асбоблар	36
2.8. Ярим ўтказгичли фотоэлементлар	39
2.9. Интеграл микросхемалар	46
3. БОБ. Электрон тўғрилагичлар ва стабилизаторлар	55
3.1. Тўғрилаш схемалари	55
3.2. Силлиқловчи филтърлар	65
3.3. Бошқариладиган тўғрилагичлар	68
3.4. Кучланиш стабилизаторлари	69
3.5. Ток стабилизаторлари	71
3.6. Ўзгармас ток кучланишини ўзгартиргичлар	72
4. БОБ. Кучайтиргич каскадлари	74
4.1. Умумий маълумот	74
4.2. Умумий эмиттерли кучайтиргич каскади	77
4.3. Транзисторли кучайтиргичларнинг ҳароратга боғлиқлиги	82
4.4. Умумий коллекторли ва умумий базали кучайтиргичлар каскади	83
4.5. Майдон транзисторли кучайтиргич каскади	87
4.6. Кучайтиргич каскадларининг иш режимлари	91
5. БОБ. Кўп каскадли ва қувват кучайтиргичлар	94
5.1. Кўп каскадли кучайтиргич	94
5.2. Кучайтиргичларда тескари боғланиш	100
5.3. Ўзгармас ток кучайтиргичлари	104
5.4. Операцион кучайтиргичлар	110
5.5. Танлов кучайтиргичлар	114
5.6. Қувват кучайтиргичлари	120
6. БОБ. Гармоник тебранишли генераторлар	128
6.1. Автогенераторларнинг ўз-ўзини уйғотиш шартлари	128
6.2. LC-автогенераторлар	130
6.3. RC-автогенераторлар	135
7. БОБ. Импульсли қурилмалар ва ҳисоблаш техникаси	140
7.1. Аррасимон генераторлар	140
7.2. Электрон калитлар	143
7.3. Мультивибраторлар	144
7.4. Мантиқий алгебра асослари	149
7.5. Ҳисоблаш техникасининг мантиқий элементлари	151

7.6.Триггерлар	158
7.7.Жамлагичлар	162
7.8.Шифратор ва дешифраторлар	164
7.9.Регистрлар	165
7.10.Ҳисоблагичлар	167
7.11.Аналогли сигналларни рақамли сигналларга ва аксинча ўзгартиргичлар	169
7.12.Хотира қурилмалари	173
7.13. Микропроцессорлар ва ЭҲМ	176
8.БОБ. Электрон ўлчов асбоблари	179
8.1.Электр ўлчов асбобларининг умумий тавсифлари	179
8.2.Электрон осциллографлар	180
8.3.Электрон вольтметрлар	183
9.БОБ. Саноатда электрон қурилмалардан фойдаланиш соҳалари	188
9.1.Механик катталикларни назорат қилувчи электрон қурилмалар	188
9.2.Иссиқлик катталикларини ўлчовчи электрон қурилмалар	190
9.3.Акустик катталикларни ўлчовчи электрон қурилмалар	191
9.4.Оптик катталикларни ўлчовчи электрон қурилмалар	192
9.5.Моддалар таркиби ва хусусиятларини ўлчовчи электрон қурилмалар	193
9.6.Диффектоскопик ўлчаш учун электрон қурилмалар	195
9.7.Электрон қурилмаларни лойиҳалаштиришнинг асосий принциплари.....	197
9.8.Металл қирқувчи станокларнинг электр жиҳозлари	200
9.9.Юқори частотали ток билан қиздирувчи электр қурилмалар.....	203
9.10.Ишлаб чиқаришда ишлатиладиган телемеханика воситалари	206
9.11.Ишлаб чиқаришни диспетчерлик бошқаришда телемеханиканинг аҳамияти	211

Босишга 28.02.2008 да рухсат этилди
Бичими 84/108. Шартли босма табоғи – 13,5
Буюртма рақами - 14
Адади – 1000 нусха
Баҳоси келишилган нарҳда