

Н. Ш. ТУРДИЕВ

Радиоэлектроника асослари

Ўзбекистон Республикаси Халқ таълими вазирлиги педагогика институтларининг талабалари учун ўқув қўланмаси сифатида тавсия этган

ТОШКЕНТ — 1992

Ўқув қўлланма педагогика институтларининг талабаларига мўлжалланган. Унда радиоэлектрон занжирлар назарияси, занжирлар элементлари, яримўтказгич ва электровакуум асбобларнинг тузилиши ҳамда ишлаш принциплари, аналогли ва рақамли микросхема асослари, радиотўлқинларни қабул қилиш ва узатиш принциплари, телевидение асослари баён қилинган. Қўлланмадан мактаб физика ва меҳнат таълими ўқитувчилари ва радиоҳаваскорлар ҳам фойдаланишлари мумкин.

Т $\frac{2302010000-219}{353 (04) - 92}$ 122—92

© «Ўқитувчи» 1992

ISBN 5—645—01585—1.

Радиоэлектроника фан ва техниканинг ривожланиши тарихида радиотехника ва электроника фанларининг ўзаро қўшилшидан зўжудга келди.

Р а д и о т е х н и к а — ўзгармас ёки саноат частотаси (50 Гц)га тенг бўлган частотадаги ўзгарувчан ток энергиясини юқори частотали (юз минг, миллион ва бир неча ўн миллион герц) ўзгарувчан ток энергиясига айлантириб бериш, электромагнит тебранишлари ва тўлқинларини ҳосил қилиш, уларни тарқатиш ва қабул қилиш, шунингдек бирор ахборотни радиотўлқинлар орқали узатиш ва қабул қилиш масалаларини ўрганади.

Э л е к т р о н и к а — электровакуум ва ярим ўтказгичли асбобларни ишлаб чиқариш ва ҳозирги замон радиоаппаратларида ишлатиш масалаларини ўрганади.

Радиотехника фанининг ривожланишида XIX асрда физика соҳасида қилинган кўпгина кашфиётлар катта аҳамиятга эга бўлди. Масалан, уларга М. Фарадей томонидан кашф этилган электр ва магнит майдонларининг ўзаро таъсир ҳодисалари, Ж. Максвеллнинг электромагнит майдон хусусиятларини очиб берувчи тенгламаларини кўрсатиш мумкин. Бу тенгламаларда электромагнит тўлқинларнинг мавжудлиги ва улар ёруғлик тезлигига тенг бўлган тезлик билан тарқалиши назарий ҳолда келтириб чиқарилган эди. Максвелл назариясининг тўғрилигини биринчи марта немис олими Г. Герц 1886—1888 йилларда амалда исботлади. Лекин Герц электромагнит тўлқинларини амалда ҳосил қилса-да, улардан техникада фойдаланиш мумкин эмас деб ҳисоблаган эди. Чунки электромагнит тўлқинларини қайд этадиган вибраторда ҳосил бўладиган учқунни қоронғи хонада фақат лупа ёрдамидагина кузатиш мумкин эди, холос.

Мана шу кучсиз учқунда келажак алоқа воситасини кўра олиш учун тадқиқотчи буюк олим бўлиши зарур эди. Бу ихтирога рус олими А. С. Попов эришди. Кронштадда миналар бўйича офицерлар тайёрлайдиган синфнинг ўқитувчиси А. С. Попов 1895 йил 7 май кuni Петербург рус физик ва химиклари жамиятида ўзининг ихтироси ҳақида доклад қилди. Шу боисдан 7 майни радио кuni сифатида нишонланиб келинмоқда. А. С. Поповнинг ихтиросидан бир йил ўтгач, итальян инженери Маркони радио алоқа ишларини амалга ошириб кўрсатди.

Радиотехниканинг ривожланиши бевосита унинг асосий базаси бўлган электрониканинг ривожланиши билан боғлиқдир. Энг оддий

электрон асбобларидан бири — вакуумли диодни 1883 йилда америкалик Т. А. Эдисон ихтиро қилган. У оддий чўланма толали электр лампочкаси ичига яна битта электрод жойлаштирганда улар орасида ҳосил бўлган ток фақат бир томонга йўналганлигини кўрсатган. Диоддан ўтаётган токнинг электронлар оқимидан иборат эканлигини эса инглиз олими Ж. Томсон исботлаб берган. Ундан детектор сифатида фойдаланиш мумкинлигини 1904 йилда инглиз Ж. Флеминг кўрсатиб ўтган бўлса, биринчи вакуумли триодни 1906 йилда америкалик Луи де Форест ихтиро қилган.

Умуман, радиотехниканинг ривожланишини шартли равишда уч даврга бўлиш мумкин. Биринчи даврда (1895—1920) асосан узун тўлқинлардан фойдаланган ҳолда телеграф алоқаси йўлга қўйилди. Радиоузатувчи қурилмаларда учқунли, электромашинали ва электр ёйли генераторлар қўлланилган. Приёмник сифатида сезгирлиги кам бўлган детекторлар ишлатилган.

Иккинчи даврда (1920—1955) электрон лампалардан кенг фойдаланилди. Радиоқурилмаларда электровакуумли лампа кенг миқёсда ишлатилиб, улар асосида паст ва юқори частотали кучайтиргичлар, генераторлар, модуляторлар ясалган.

1918 йилда супергетеродинли приёмник лойиҳаси ихтиро қилинганidan сўнг, уни амалга ошириш натижасида қабул қилувчи қурилмаларнинг сезгирлиги кескин ортиб кетди. Натижада қисқа ва ультрақисқа тўлқинлар диапазони ўзлаштирилди.

Учинчи даврда (1955 йилдан бошлаб) ярим ўтказгичли асбоблар кенг қўлдамда қўлланила бошлади. Ярим ўтказгичларнинг ўзгарувчан токни тўғрилаш хусусиятини 1875 йилда немис олими К. Ф. Браун сезган эди. 1922 йилда совет олими О. В. Лосев айрим кристаллардан тебранишларни ҳосил қилиш ва кучайтиришда фойдаланиш мумкинлигини кўрсатиб берди. Биринчи ярим ўтказгичли триод, яъни транзисторни АҚШда Д. Бардин ва В. Браттен яратдилар. Дастлабки интеграл микросхемалар эса 60- йилнинг охирида пайдо бўлди.

Микросхемаларнинг яратилиши радиотехника соҳасида катта ўзгариш бўлишига олиб келди. Шундан сўнг электроника аниқ икки қисмга, яъни катта қувватли радиоэлектроника ва микроэлектроникага ажралди. Микроэлектрониканинг вазифаси кўпгина ярим ўтказгичли асбобларни ҳамда бўлинмайдиган, маълум даражада тўлиқ радиосхемаларни ўз ичига олган, кам қувватли қурилмаларни яратишдан иборат.

Қейинги пайтларда радиоэлектрониканинг ривожланиши билан янги соҳалар вужудга келди. Буларга мисол қилиб оптоэлектроника ва акустоэлектроника соҳаларини келтириш мумкин. Оптоэлектроника электромагнит тўлқинлар шкаласидан жой олган оптик диапазондан ахборотни узатиш ва қабул қилишда фойдаланиш имконияти борлиги билан боғлиқдир.

Акустоэлектроника соҳасида ишлайдиган қурилмаларда электромагнит тўлқинлар билан биргаликда эластик, яъни товуш тўлқинларидан кенг фойдаланилмоқда.

Кенг омма учун мўлжалланган биринчи радиостанция Москвада 1992 йилда М. А. Бонч-Бруевич раҳбарлигидаги лабораториянинг ходимлари томонидан ишга туширилди, унинг қуввати 10 кВтга тенг эди. Тошкент шаҳрида биринчи радиоэшиттириш станцияси 1927 йилдан бошлаб ишлай бошлади. Телевизион кўрсатувлар 1956 йилдан йўлга қўйилди.

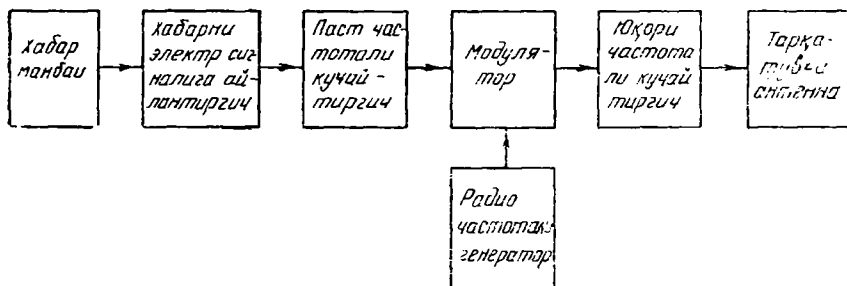
Ҳозирги кунда беш программали рангли телевидение қурилмаси комплекси ишлаб турибди. Ҳар бир вилоят радио уйига эга бўлиб, у ердан маҳаллий радиоэшиттиришлар олиб борилмоқда.

Маълумки, кўп йиллардан буён умумтаълим мактабларида ёшларга билим асосларини ўргатиш уларга умумий политехник меҳнат таълими бериш билан биргаликда олиб борилмоқда. Эндиликда ишлаб чиқаришда қўл меҳнати камайиб, механизациянинг ва автоматлаштиришнинг роли ортиб кетди. Бу эса баъзи касбларнинг йўқолиб боришига, айрим янги касбларнинг пайдо бўлишига олиб келмоқда. Ҳозирги замон саноатини, халқ хўжалигини, маиший хизматни радиоэлектрон аппаратларсиз, ҳисоблаш техникасисиз тасаввур қилиб бўлмайди. Шу нуқтан назардан қараганда бўлажак меҳнат ва физика ўқитувчиларини тайёрлашда радиоэлектроника фани муҳим аҳамият касб этади. Ўқувчиларни касбга йўналтиришда, синфдан ташқари ишларни бажаришда (масалан, тўгараклар), фанларни ўқитишда техник воситалардан фойдаланиш ва уларни самарали техник қаровдан ўтказишда, мактаб устахоналарида электр машина ва механизмлар билан ишлашда, уй-рўзғордаги электр асбобларини ишлатишда ва шунга ўхшаш кўпгина соҳаларда меҳнат қилишда радиоэлектроника фанидан олинган билимларнинг роли катта.

1-Б О Б. РАДИОЭЛЕКТРОН ЗАНЖИРЛАРНИНГ АСОСИЙ ЭЛЕМЕНТЛАРИ

1.1. РАДИОЭЛЕКТРОН СИСТЕМАЛАР

Энг кўп тарқалган радиоэлектрон системаларга хабар (сигнал) тарқатувчи ва қабул қилувчи қурилмаларни киритиш мумкин.



1.1- расм. Ахборот узатувчи қурилманинг структура схемаси.

Ахборот узатувчи қурилманинг тузилиши 1.1.- расмда келтирилган. Хабар одатда, электр табиатига эга бўлмаганлиги сабабли (товуш, тасвир ва шунга ўхшаш) манбадан хабар электр сигнаliga айланттирувчи қурилмага берилади. Радиоалоқа ишларида бу вазифани микрофон, телевидениеда — узатувчи телевизион камера, дискрет хабарни узатиш системасида — телеграф аппарати, дисплей ва ҳ. лар бажаради. Ҳосил бўлган электр сигнали кучайтиргичда кучайтирилгандан сўнг модуляторга берилади. Модуляторга генератордан юқори частотали электр тебранишлари берилади. Модуляторда юқори частотали тебранишларнинг бирор-бир параметри (амплитудаси, частотаси ёки фазаси) хабар сигнаliga айлантирилади. Бу жараён *модуляциялаш* деб юритилади. Модуляцияланган сигнал юқори частотали кучайтиргичда кучайтирилгандан сўнг тарқатиш учун антеннага узатилади.

Антеннадан чиққан радиосигналлар приёмник киришига алоқа линияси орқали узатилади. Алоқа линиясига узатувчи ва қабул қилувчи антенна ва улар орасидаги фазо, шунингдек тўлқин ўтказувчи кабел ёки ёруғлик ўтказувчи алоқа линияси киради. Приёмникнинг вазифаси — сигнални қабул қилиш, кераксиз сигналлардан тозалаш, уни кучайтириш ва детекторлашдан иборат (1. 2-расм). Детекторлаш модуляциялашга нисбатан тескари жараёндир. Унда модуляцияланган юқори частотали сигналлар дастлабки хабар сигналларига айлантирилади. Шундан сўнг хабар сигнали қайд қилувчи асбобга берилади.



1.2- расм. Қабул қилувчи приёмникнинг блок схемаси.

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

Занжир элементларини шартли равишда 2 турга — актив ва пасив элементларга ажратиш мумкин. Актив элементнинг асосий белгиси унинг электр энергия бера олишидир. Бунга мисол қилиб электр энергияси манбаларини келтириш мумкин. Пассив элементларга электр энергиясини истеъмол қилувчи ва тўпловчи элементлар киради. Занжирларни ҳисоблашда бу элементлар идеал ҳолда кўрилади. Бунда элементда бирор бир хусусият бошқа хусусиятларга нисбатан анча юқори бўлиши кўзда тутилади. Масалан, индуктив ғалтак ўзининг қаршилигига ва ўрамлараро сиғимига эга. Лекин радио электрон занжирда ғалтакнинг индуктивлик хусусияти бошқа хусусиятларига нисбатан юқори бўлганлигидан айнан шу хусусияти ҳисобга олиниб ишлатилади.

1.2. ЭЛЕКТР ҚАРШИЛИК. РЕЗИСТОРЛАР

Бу элемент радиоэлектрон занжирга уланганда электр энергиясини иссиқлик, механик ёки ёруғлик энергиясига айлантиради. Қўпгина адабиётларда актив қаршиликлар *резистор* деб аталади. Резисторлар ишланган материалга қараб симли ва симсиз бўлади. Қаршилиги ташқи факторларга қараб кескин ўзгарадиган резисторлар алоҳида гурппага ажратилади. Буларга температура ўзгаришларига сезгир бўлганлари — термисторлар, ёруғликка сезгирлари — фоторезисторлар, потенциаллар фарқига сезгирлари — варисторлар киради.

Радиоэлектрон аппаратларда қаршилиги 10 Омдан то 10 Мом гача, сочиш қуввати 0,125 Вт дан бир неча ўн ваттгача бўлган резисторлар қўлланилади. Интеграл микросхемалар қўлланилиши билан 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 сақлаган ҳолда сарфланадиган қувват тушунилади. Электрон қурилмага танланадиган резисторларнинг сочиш

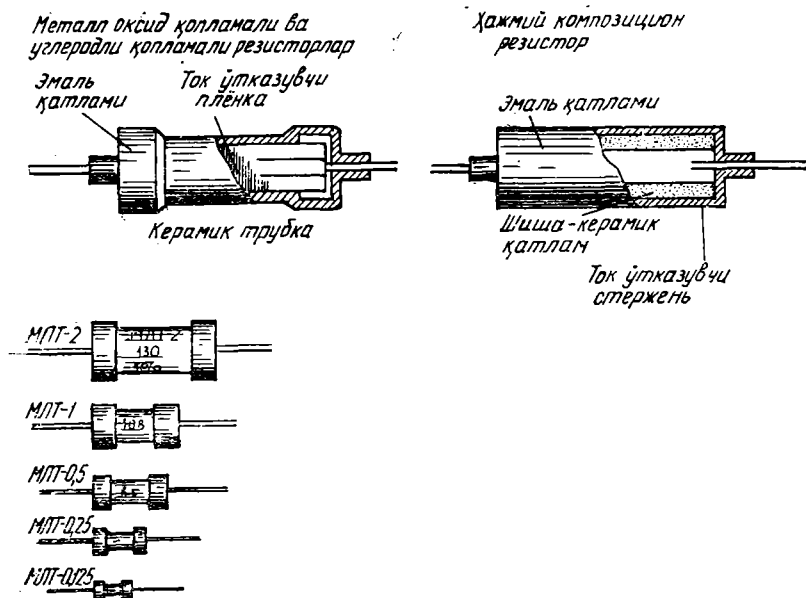
қуввати ўзгармас ток занжирларида, одатда, 30—40% юқори, импульс режимида эса, бир неча баробар юқори қилиб олинади.

Қаршилиқнинг температура коэффициенти — ҚТҚ дейилганда температура 1 °С га ўзгарганда унинг қаршилиғи қанчага ўзгаришини кўрсатадиган катталик тушунилади. ҚТҚ 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 қаршилиғи катта бўлган қотишмадан ясалган ўтказгичдан тайёрланади. Симсиз резисторда ток ўтказувчи элемент сифатида таркибида углерод ёки металл заррачалари бўлган композицион қотишма ишлатилади. Қотишма плёнка ёки стержень шаклида ясалади (1.3- расм).

Резисторлар ҳажми кичиклашганлиги сабабли ҳозирги кунда чиқарилаётганлари қуйидагича маркаланади. Қаршилиқ 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. Қаршилиғи 100 дан 910 Ом гача бўлган резисторларни килоом бўлакларида ифода-

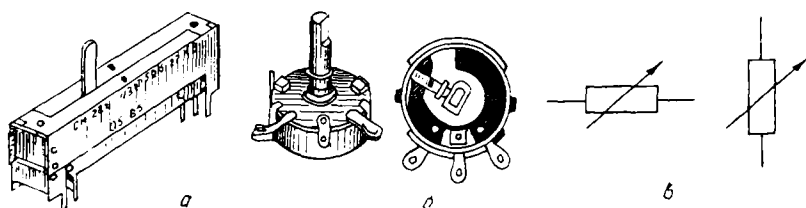


1.3- расм. Ўзгармас қаршилиқлар.

лаш қабул қилинган. Масалан, 150 Ом — 0,15 кОм деб ёзилади. Агар қаршилиқ миқдори ўндан бир бўлакларида кўрсатилган бўлса, вергул ўрнига ҳарф қўйиб ёзилади. Масалан: 4,7 кОм — 4К7, 3,3 МОм — 3М3 ва ҳ. Резисторларнинг номинал қиймати унда ёзиб кўрсатилган қийматидан бироз четга чиқиши мумкин. Бу четга чиқиш фойзаларда 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.

Баъзи бир доимий резисторларнинг белгиланишини келтириб ўтамиз: УЛМ — кичик ўлчамли, углеродли, лакланган; МЛТ — металлштирилган ёки металл плёнкали, лакланган, иссиқликка чидамли С2-11 — металл плёнкали; С5-22 — иссиқликка чидамли, микросимли доимий қаршилиқ деган маъноларни англатади.

Ўзгарувчан резисторларнинг ташқи кўриниши 1.4-расмда келтирилган.



1.4- расм. Ўзгарувчан қаршилиқлар:

а — ташқи кўриниши; б — ички кўриниши; в — шартли белгиси

1.3. ЭЛЕКТР СИҒИМ. КОНДЕНСАТОРЛАР

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

$$I = C \frac{dU}{dt} \quad (1-1)$$

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 ораллигида оқаётган бўлса t_2 моментдаги кучланиш

$$U(t_2) = U(t_1) + \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} I \cdot dt \quad (1-2)$$

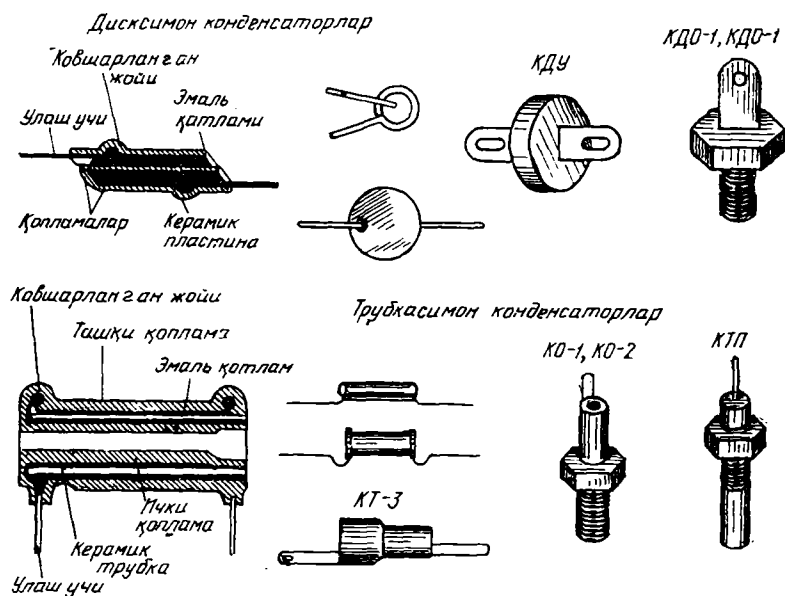
бўлади.

Оний қувват эса,

$$P = U \cdot I = U \cdot C \frac{dU}{dt} \quad (1-3)$$

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 системага айтилади. Конденсаторнинг сиғими қопламалар юзасига тўғри, оралиғидаги масофага тескари пропорционал бўлади. Сиғим катталиги қопламаларни ажратувчи изоляцион қатламнинг диэлектрик сингдирувчанлигига ҳам боғлиқдир. Тузилишига кўра конденсаторлар икки турга ажратилади: ўзгармас ва ўзгарувчан сиғимли. Сиғими кичик оралиқда ўзгарувчи конденсатор *созловчи конденсатор* деб аталади. Қўлланилган диэлектрик материалга қараб конденсаторлар слюдали, қоғозли, электролитли, ҳаволи, керамикали, плёнкали, шиша эмалли, металл-қоғозли бўлади. Улардан баъзиларининг тузилиши 1.5-расмда кўрсатилган.



1.5- расм. Ўзгармас сиғимли конденсаторлар.

Конденсаторларни характерловчи асосий катталикларга номинал сиғими, аниқлик синфи ва иш кучланиши киради. Номинал сиғим дейилганда конденсаторга ёзиб қўйилган сиғим қиймати тушунилади. Амалда конденсаторнинг ҳақиқий сиғими номинал сиғимга айнан тенг бўлмаслиги мумкин. Шу сабабдан ҳақиқий сиғим номинал сиғимдан қанчага фарқ қилишини кўрсатувчи аниқлик синфи киритилади. Бу фарқ фойдаланиб, конденсатор қобиғига ёзилади. *Номинал кучланиши* дейил-

ганда шундай бир ўзгармас ток кучланиши тушуниладики, бу кучланиш конденсаторга узоқ вақт давомида қўйилганда унинг характеристикалари ўзгармасдан сақланади. Номинал кучланишнинг ортиши ишлаш муддатининг камайишига, ҳатто диэлектрик қатламининг изоляциялаш хусусияти йўқолишига олиб келиши мумкин.

Конденсаторлар тўртта ҳарф-рақамли индекс ёрдамида маркалаанади;

1-индекс К — ўзгармас сифимли 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 сифимли ва созовчи конденсаторларнинг ҳарф-рақамли индекси қуйидагича маънога эга: 1— индекс; КТ — созовчи конденсатор; КП — ўзгарувчан сифимли конденсатор; 2— индекс; 1— вакуумли; 2— ҳаволи; 3— газсимон диэлектрикли; 4— қаттиқ диэлектрикли; 5— суюқ диэлектрикли; 3— индекс конструкция номерини билдиради.

Агар конденсатор сифими бутун сон бўлса, ўлчов бирлигини ифодаловчи ҳарф сондан сўнг ёзилади. Номинал сифим қиймати бирдан кичик бўлган ўнли касрларда бўлса, ноль, бутун ва вергуль маркировкада кўрсатилмайди ва ўлчов бирлигини ифодаловчи ҳарф сондан олдин ёзилади. Сифим 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 сифим 10П2, 33 пФ — 33 П, 200 пФ — Н20, 2300 пФ — 2Н3, 0,05 мкФ — 50Н, 0,15 мкф — М15, 100 мкф — 100 М.

Бу системага кўра номинал сифимдан 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—0; $\pm 5\%$ — 4—1; $\pm \%$ — С—11; $\pm 20\%$ — В—Ш; $\pm 30\%$ — Ф синфдан ташқари бўлади.

1.4. ИНДУКТИВЛИК. ҒАЛТАҚЛАР

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

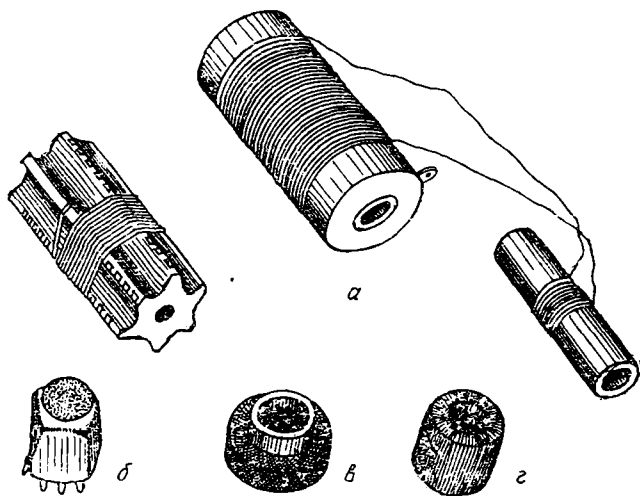
$$U_L = L \frac{dI}{dt} \quad (1-4)$$

бунда L *индуктивлик* деб ғалтакдан бирлик миқдорда ток ўтганда ҳосил бўлган магнит оқимиغا сон жиҳатидан тенг бўлган катталиқка айтилади. Ўлчов бирлиги генри (Гн). Индуктивликдаги оний қувват

$$P = U \cdot I = L \frac{dI}{dt} \cdot I \quad (1-5)$$

формула ёрдамида ифодаланади. Бу катталиқ ҳам мусбат қийматга, ҳам манфий қийматга эга бўлади.

Радиоэлектрон занжирларда индуктивлик сифатида ғалтак, дроссель ва трансформаторлар ишлатилиши мумкин (1.6- раем). Қўлланилиш соҳасига кўра паст частотали (20 кГц дан кичик) ва юқори частотали (частотаси 20 кГцдан юқори бўлган ўзгарувчан ток занжирлари) бўлиши мумкин. Ғалтаклар индуктивлиги ўзгарадиган ва ўзгармайдиган қилиб ясалади.



1.6- расм. Индуктив ғалтаклар:

a — бир қаватли; *b* — экранланган; *c* — кўп қаватли; *d* — торондаль.

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 ўрамнинг актив қаршилигига ва каркас сифатига боғлиқ.

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

Паст частотали ғалтаклар ва дросселлар кам ўрамли бўлиб, ўзақлари юмшоқ магнитли материаллардан ясалади (масалан, пермаллой ва бошқа ш. ў). Ўзақлар бир-биридан лак, оксид ёки қоғоз билан ажратилган алоҳида пластинкалардан йиғилади. Ғалтак каркаслари эса картон, гетинакс, прессланган эластик қоғоз (фибра)дан ясалади. Бундай ғалтаклар ўзгарувчан ток тўғрилагичларида фильтр вазифасини, паст частотали кучайтиргичларда истеъмолчи вазифасини ўтайди.

Цилиндр шаклидаги бир қават қилиб ўралган ғалтаклар ўзгарувчан ток частотаси 1 мГц дан юқори бўлган занжирларда ишлатилади.

Бундай ғалтакнинг индуктивлиги қуйидаги формула орқали аниқланади:

$$L = \frac{0,01 D_k \cdot n^2}{\frac{l}{D_k} + 0,44} \quad (1-6)$$

бунда L — индуктивлик (мкГн); D_k — ғалтак диаметри (см); l — ўрам узунлиги (см); n — ўрам сони.

Агар индуктивлик қиймати 30—50 мкГн атрофида бўлиши керак бўлса, ғалтак кўп ўрамли қилиб ясалади. Ферромагнит ўзакка эга бўлмаган кўп қаватли ғалтак индуктивлиги

$$L = \frac{0,08 D_k^2 \cdot n^2}{3D_k + 9l + 10h} \quad (1-7)$$

тенглама орқали ифодаланади. Бунда L — индуктивлик (мкГн); D_k — чулғамнинг ўртача диаметри (см); l — ўрам узунлиги (см); h — ўрам қалинлиги (см); n — ўрам сони.

Индуктивликни янада ошириш учун ғалтакларга ферромагнит материалдан ясалган ўзақлар киритилади. Бунда ғалтакнинг ўлчаamlари кичрайиши билан биргаликда, унинг асллиги ҳам ортади. Лекин, радиоэлектрон занжирларда оқаётган токнинг частотаси ўзгариши билан ғалтакнинг параметрлари ҳам қисман ўзгаради. Ферромагнит ўзакли ғалтакнинг индуктивлиги

$$L_{\text{ф}} = \mu_{\text{ф}} \cdot L \quad (1-8)$$

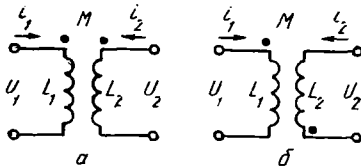
ифода билан аниқланади. Бунда $\mu_{\text{ф}}$ — ўзакнинг эффектив магнит сингдирувчанлиги; L — ўзаксиз ғалтакнинг индуктивлиги.

Индуктив боғланган элементларнинг схематик белгиланиши 1.7- расмда келтирилган. Улардаги ток ва кучланиш орасидаги боғланиш қуйидагича ифодаланади:

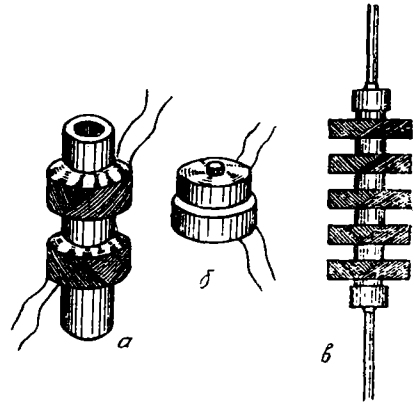
$$U_1 = L_1 \frac{dI_1}{dt} \pm M \frac{dI_2}{dt} \quad (1-9)$$

$$U_2 = L_2 \frac{dI_2}{dt} \pm M \frac{dI_1}{dt} \quad (1-10)$$

бу ерда M — ўзаро индуктивлик коэффициенти (Гн). Ғалтаклардаги кучланиш икки қисмдан иборат. Биринчи қисми шу ғалтакнинг ўзидан ўтувчи ток билан белгиланса, иккинчи қисми иккинчи ғалтакдан ўтувчи ток билан белгиланади. Иккинчи ҳади олдидаги ишора индуктивликлардаги тоқлар йўналишига ва ғалтакларнинг ўзаро жойлашишига боғлиқ. Бир хил номланган учларини бирор-бир нуқта билан белгилаб олайлик. Агар мана шу нуқталар орқали ўтувчи тоқлар йўналиши бир хил бўлса, (1.7- расм, а) улаиш ўзаро *мосланган* дейилади ва тенг-



1.7- расм. Ғалтаклари бир йўналишда (а) ва қарама-қарши йўналишда (б) ўралган индуктив боғланган элементлар.



1.8- расм. Алоқа индуктив ғалтаклари: а — ўзаксиз; б — ўзакли ва в — кўп секцияли.

ламадаги $M \frac{dI}{dt}$ ҳад олдиға (+) ишораси қўйилади. Агар тоқлар йўналиши қарама-қарши бўлса (1.7- расм, б), улаиш *учрашадиган* деб аталиб, тенгламадаги $M \frac{dI}{dt}$ ҳад олдиға (—) ишораси қўйилади.

Алоқа индуктив ғалтаклар, трансформаторлар индуктив боғланган элементлар ҳисобланади.

Алоқа индуктив ғалтакларнинг ташқи кўриниши 1.8- расмда келтирилган. Бундай ғалтакларнинг асосий параметри сифатида индуктив боғланиш коэффициенти олинади ва у қуйидаги формуладан ҳисобланади:

$$K = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (1-11)$$

Трансформаторлар паст ва юқори частотали, ҳамда импульс режимида ишлайдиган турларга бўлинади. Паст частотали трансформаторлар алоқа ғалтагидан ферромагнит ўзаги билан фарқланади. Юқори частотали трансформаторларда ўзак сифатида магнитодиэлектрик моддалар ишлатилади. Импульсли трансформаторларнинг ўзаги марганец-рухли ёки никель-рухли ферритдан ясалади.

Юқорида кўриб ўтилган элементлар радиоэлектрон занжирларга уланганда уларнинг параметрлари идеал ҳолатдан бошқа-

ча бўлади. Шу сабабли улардан ўтувчи ток ва кучланиш орасидаги боғланиш реал шароитларда тажриба йўли билан аниқланади. Элементлардан ўзгармас ток ўтказилганда унинг учлари орасидаги кучланишнинг (U_0) ўтаётган ток кучига (I_0) нисбати билан аниқланадиган катталик *статик қаршилик* деб юритилади:

$$R_s = \frac{U_0}{I_0}. \quad (1-12)$$

Кучланиш орттирмасининг ток орттирмасига нисбати билан ўлчанадиган катталик *динамик қаршилик* деб аталади:

$$R_{dyn} = \frac{dU}{dt}. \quad (1-13)$$

Ўта секинлик билан ўзгарадиган ток ва кучланиш орқали аниқланадиган қаршилик *дифференциал қаршилик* ($R_{диф}$) деб аталади. Агар ўзгарувчан ток ва кучланишнинг амплитудаси I_m ва U_m лар кичик бўлса,

$$R_{dyn} = \frac{U_m}{I_m}$$

формула орқали топиладиган қиймат ўзгарувчан токка кўрсатиладиган қаршилик деб олинishi мумкин.

Агар бирор элементдан ўтувчи ток кучи ва кучланиш орасидаги боғланишни ифодаловчи характеристика тўғри чизиқдан иборат бўлса, бу элемент чизиқли элемент деб аталади. Бундай элементларнинг статик ва динамик қаршиликлари бир хил бўлади. Агар характеристика ночизиқли бўлса, элемент ночизиқли деб ҳисобланади.

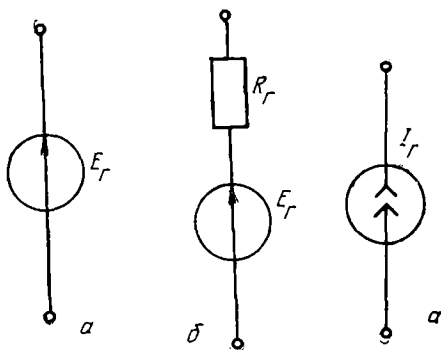
1.5. ТОК ВА ЭЛЕКТР ЮРИТУВЧИ КУЧ МАНБАЛАРИ

Ток ва ЭЮК манбалари радиоэлектрон занжирларнинг актив элементлари ҳисобланади. Улар одатда генераторлар деб аталади.

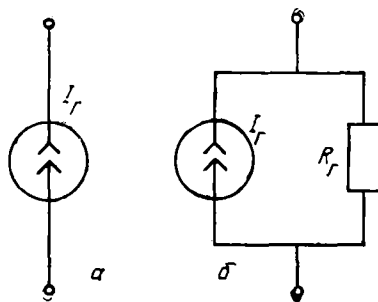
Идеал ЭЮК генератори деб ички қаршилиги $R_r = 0$ бўлган ўзгармас ёки ўзгарувчан кучланиш манбаига айтилади. Манба қисқичларига исталган қаршиликка эга бўлган истеъмолчи элемент уланганда ҳам, ундаги кучланиш қиймати ўзгармаслиги керак. Агар истеъмолчи элемент қаршилиги $R_u = 0$ бўлиб қолса, ундан чексиз катта ток оқади. ЭЮК генераторини *кучланиш генератори* деб ҳам юритилади. Генераторнинг схематик белгиланиши 1.9- расмда келтирилган. Айлана ичидаги стрелка манба ЭЮК нининг шартли мусбат йўналишини кўрсатади. Бунда манба томонидан ҳосил қилинган ташқи ток йўналиши, шартли ЭЮК йўналишини кўрсатади. Мазкур ҳолда бу икки йўналиш ўзаро мос келади. Кучланиш эса ЭЮК га қарама-қарши бўлади.

Реал ЭЮК генераторларининг ички қаршилиги нолдан фарқли бўлганлигидан уларни схемада манбага кетма-кет уланган *қаршилик кўринишида тасвирланади*.

Реал ЭЮК генераторига R_u қаршиликка эга бўлган истеъмолчи элемент уланса, ундан



1.9- расм. Кучланиш генераторининг шартли белгиси:
а — идеал; б — реал.



1.10- расм. Ток генераторининг шартли белгиси:
а — идеал; б — реал.

$$I = \frac{\xi}{R_i + R_u} \quad (1-14)$$

қийматли ток оқиб ўтади. Истеъмолчи элементдаги потенциал тушуви

$$U = I \cdot R_u = \xi \frac{R_u}{R_i + R_u}$$

бўлади.

Идеал ток генератори деб чексиз катта ички қаршиликка эга бўлган ўзгармас ёки ўзгарувчан ток манбаига айтилади. Идеал генераторнинг ички қаршилиги схемада кўрсатилмайди (1.10-расм). Бу генераторга исталган қаршиликли истеъмолчи элемент уланса, ундан ўтувчи ток ўзгармайди. Генератордан ўтувчи ток йўналиши схемада айлана ичидаги стрелка йўналишига мос келади. Реал генераторнинг ички қаршилиги чексиз эмас. Унинг схематик белгиланиши 1.10-расм, б да келтирилган. Генераторга R_u қаршиликли истеъмолчи элемент уланганда, ундаги кучланиш:

$$U = I \cdot R$$

бўлади, бунда R тўла занжир [қаршилиги:

$$R = \frac{R_u R_i}{R_u + R_i}$$

га тенг.

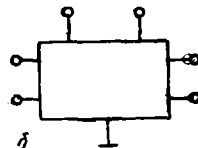
2-Б О Б. РАДИОЭЛЕКТРОН ЗАНЖИРЛАР

Ҳар бир элемент занжирга иккита учи билан уланади. Шу сабабли бу элемент икки қутбли деб аталади. Баъзи мураккаб тузилишга эга бўлган системаларда ҳам иккита уч чиқарилган бўлса, уларни ҳам икки қутбли элемент деб юритилади. Масалан: микрофон, телефон, динамик антенна ва ҳ.

Агар бирор бир занжирда алоҳида кириш ва чиқиш қутблари бўлса, бу занжир тўрт қутбли деб аталади (2.1-расм), Масалан, кучайтиргич, трансформатор, линия ва ҳ. Агар қўрилаётган занжирда қутблар сони тўрттадан ортиқ бўлса, улар кўп қутбли деб аталади (2.1-расм, а). Масалан, частота ўзгартиргичлар, модуляторлар ва ҳ.



а



б

2.1- расм. Тўрт қутбли (а) ва кўп қутбли (б) элемент.

Радиоэлектрон занжирларнинг кириш қисмида кучланишнинг ўзгариши унинг бошқа қисмларида ҳам ток ва кучланишнинг ўзгаришига олиб келади. Бу ўзгариш бошқа қисмларга электромагнит тўлқинлари орқали тарқалади. Радиоэлектрон занжирларнинг конструкции ўлчамлари ва тарқалаётган тўлқин узунлигига қараб параметрлари тўпланган ёки тақсимланган занжирларга бўлинади. Занжир ўлчамлари тўлқин узунлигига нисбатан кичик бўлса, бундай занжир параметрлари тўпланган дейилади. Унда қаршилиқ, сиғим ва индуктивликлар занжирнинг маълум бир соҳасига тўпланган бўлади.

Занжир ўлчамлари тўлқин узунлигига тенг ёки ундан катта бўлса, бундай занжир параметрлари тақсимланган дейилади. Уларда қаршилиқ, сиғим ва индуктивликлар бутун занжир бўйлаб тақсимланган бўлади.

Радиоэлектрон занжирлардаги элементларнинг параметрлари ундан ўтаётган ток ва кучланишга боғлиқ бўлмаса бундай занжир *чизиқли* деб аталади. Масалан, радиоэлектрон занжир идеал қаршилиқ, сиғим ва индуктивликдан иборат бўлиб, кучланиши йўл қўйилган катталикдан юқори бўлмаган ўзгармас ток манбаига уланган ҳол.

Агар радиоэлектрон занжирлардаги элементлар параметрлари улардан ўтаётган ток ва кучланишга боғлиқ бўлиб қолса, занжир *ночизиқли* деб аталади (масалан, занжирда характеристикаси ноचизиқли бўлган ярим ўтказгичли диод, транзистор, ярим ўтказгичли р—п ўтишига асосланиб ишлайдиган қаршилиқ, сиғим ва ҳ. бўлса).

Агар радиоэлектрон занжирларда электр энергиясининг манбаи бўлса, бундай занжирлар актив, бўлмаса пассив занжир деб аталади. Юқорида айтиб ўтилган ажратишлар шартли ҳисобланади. Чунки айнан бир хил элементлардан ташкил топган занжир айрим ҳолларда чизиқли ҳисобланса, ташқи шароитлар ўзгариши билан ночизиқли ҳолатга ўтиши мумкин ва аксинча. Масалан, транзисторнинг иш режимида характеристиканинг айнан тўғри чизиқли қисми фойдаланилаётган бўлиб, унга амплитудаси кичик бўлган сигнал берилса, у чизиқли элемент сифатида ишлайди.

2.1. РАДИОТЕХНИК СИГНАЛЛАР КЛАССИФИКАЦИЯСИ ВА ЗАНЖИР ХАРАКТЕРИСТИКАЛАРИ

Ўзгарувчан ток ва кучланиш *электр тебранишлари* деб аталади. Узатилаётган хабар ёки ўрганилаётган объект ҳолатини англатувчи ахборотни акс эттирувчи тебранишлар *сигнал* деб, сигнални қабул қилишга халақит берувчи тебранишлар *эса шовқин* деб аталади.

Радиотехник сигналларни назарий равишда ўрганиш ва ҳисоблашлар олиб бориш учун уларни математик усулда ёзиш ёки илмий тил билан айтганда математик моделини яратиш зарур бўлади. Сигналнинг математик модели дейилганда, аргумент сифатида вақт олинган функционал боғланиш тушунилади. Модель $U(t)$, $f(t)$ ва шунга ўхшаш кўринишда ёзилади. Радиотехникада айнан бир хил математик моделдан токни, кучланишни, электромагнит майдон кучланганлигини ифодалашда фойдаланиш мумкин.

Моделнинг яна бир афзаллиги шундаки, сигналнинг энг муҳим хусусиятларини алоҳида ифодалаш мумкин. Бунда унчалик аҳамиятга эга бўлмаган, иккинчи даражали хусусиятлар ҳисобга олинмайди. Сигналларни ифодаловчи функциялар ҳақиқий, ҳам комплекс қийматларга эга бўлиши мумкин. Шу сабабли сигналнинг модели ҳам ҳақиқий ва комплекс бўлади.

Радиотехник сигналларга типик мисол сифатида бирор қурilmанинг қисқичларидаги кучланишни ёки занжирдаги токни олиш мумкин. Бундай сигнални фақат вақтга боғлиқ функция

$$U(t) = U_0 \cdot \cos \omega t \quad (2-1)$$

билан ифодалаш мумкин бўлганлигидан, у бир ўлчовли дейилади. Системада бир қанча бир ўлчовли сигналлар мавжуд бўлса, умумий ҳолда система кўп ўлчовли ҳисобланади.

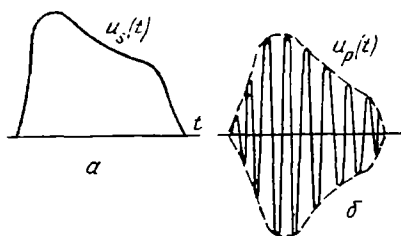
$$\vec{V}(t) = \{v_1(t), v_2(t), \dots, v_N(t)\} \quad (2-2)$$

Бу ерда N — бутун сон бўлиб, сигналнинг ўлчамлиги дейилади.

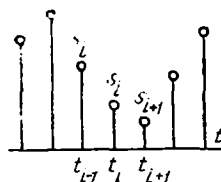
Радиотехник сигналларни исталган вақтда уларнинг оний қийматларини олдиндан айтиб бериш мумкин ёки мумкин эмаслигига қараб ҳам ажратиш мумкин.

Математик модел ёрдамида оний қийматлари аниқланган сигналлар *детерминалланган сигналлар* дейилади. Умуман олганда табиатда тоза детерминалланган сигнални учратиш қийин. Негаки сигналларни ҳосил қилувчи, узатувчи ва қабул қилувчи қурilmаларда мавжуд бўлган тартибсиз иссиқлик ҳаракати тўғрисида реал сигналларни вақтнинг тасодикий функцияси сифатида қарашга тўғри келади ва бундай сигналлар *тасодикий* деб аталади.

Радиотехникада тасодикий сигналлар халақитлар сифатида намоён бўлади ва халақитлар ичидан фойдали сигнални ажратиш олиш радиотехниканинг асосий муаммоларидан бири ҳисоблана-



2.2- расм. Импульсни сигналлар:
а — видеоимпульс; б — радиоимпульс.



2.3- расм. Дискрет сигналлар.

ди. Радиотехникада шундай сигналлар учрайдики, уларда тебраниш кичик бир чегараланган вақт давомида мавжуд бўлади (2.2- расм). Бундай сигналлар *импульс* деб аталади. Сигналлар ҳосил қилиниши мобайнида физик жараёнлар шундай бориши мумкинки, унинг қийматларини исталган вақтда ўлчаш мумкин бўлади. Бундай хил сигналларни аналогли деб аташ қабул қилинган. Радиотехника фанининг дастлабки ривожланиш давларида асосан аналогли сигналлар ишлатилган. Кейинчалик улар ёрдамида радиоалоқа, телевидение йўлга қўйилди. Чунки ўша йилларда бундай сигналларни генерациялаш, қабул қилиш, кучайтириш ва қайта ишлаш имкониятлари яратилган эди. Кейинчалик улар ёрдамида радиоалоқа, телевидение йўлга қўйилди.

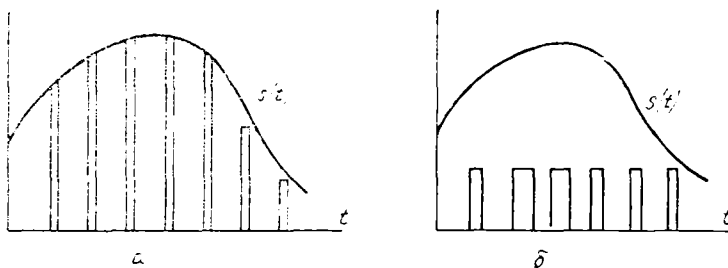
Радиотехник системаларга қўйилган талабнинг ортиб бориши янги типдаги сигналларнинг бўлишини тақозо этди. Натижада баъзида аналогли сигналлар ўрнида дискрет сигналлар ишлатила бошланди. Дискрет сигналларнинг оддий математик модели деганда $S_\theta(t)$ — вақт ўқида жойлашган ва ҳар бирида S_i сигналнинг ($i = 1, 2, 3, 4, \dots$) аниқ қиймати бўлган санок нуқталари тушунилади (2.3- расм).

Одатда $\Delta = t_{i+1} - t_i$ катталиқ дискретлик қадами деб аталиб, ҳар бир сигнал учун доимий бўлади.

Дискрет сигналнинг аналог сигналдан афзаллиги шундаки, уни бетўхтов ҳосил қилиб туришга зарурият бўлмайди. Натижада битта радиoliniya орқали турли манбаларнинг сигналларини турли истеъмолчиларга узатиш имконияти туғилади.

Дискрет сигналларнинг параметрларини рақамлар кўринишида ҳам бериш мумкин. Бундай сигналлар рақамли сигналлар деб аталади. Рақамли сигналларни техникада қўлланишини қулай ҳолга келтириш учун иккилик системадан фойдаланилади. Кейинги йилларда бундай системадан фойдаланган ҳолда рақамли сигналлар электрон ҳисоблаш машиналарида, автоматик бошқарилувчи қурилмаларда кенг қўлланилмоқда.

Умуман олганда ҳар қандай дискрет ёки рақамли сигнал аналог **сигнали ҳисобланади. Шундай қаралганда секин ўзгараётган** $S(t)$ аналог сигнаoliniya бир хил давомийликка эга бўлган тўғри бурчакли импульслар кетма-кетлигидан иборат деб қараш мум-



2.4- расм. Аналогли сигнални импульслар кўринишида ифодалаш:
 а) — баландлиги ўзгарадиган; б) — давомийлиги ўзгарадиган импульслар.

кин. Бу импульсларнинг баландлиги $S(t)$ сигналнинг sanoq нуқталаридаги қийматларига мос келади (2.4- расм, а).

Бундан ташқари импульс баландлигини доимий сақлаган ҳолда давомийлигининг ўзгариши унинг sanoq нуқталаридаги қийматларига мос келадиган импульслар кетма-кетлиги ҳолида ҳам олиш мумкин (2.4- расм, б). Бу ерда ҳар икки тасвирда sanoq нуқталаридаги қийматлар импульслар юзасига пропорционал деб қаралса, а ва б тасвир ўзаро эквивалент дейиш мумкин.

Радиоэлектрон занжирларга аналог, дискрет ва шунга ўхшаш сигналлар берилиши мумкин. Берилган сигналлар сонига қараб занжир кириш қисмини бир ўлчовли ёки кўп ўлчовли дейилади. Занжирнинг сигналлар бериладиган қисми «кириш» деб, олинadиган қисми «чиқиш» деб аталади.

Кириш сигналларини

$$\vec{U}_{\text{кир}}(t) = \{U_{\text{кир},1}(t), U_{\text{кир},2}(t), \dots, U_{\text{кир},m}(t)\} \quad (2.3)$$

ва чиқиш сигналларини

$$\vec{U}_{\text{чик}}(t) = \{U_{\text{чик},1}(t), U_{\text{чик},2}(t), \dots, U_{\text{чик},n}(t)\} \quad (2.4)$$

m ва n ўлчовли вектор сифатида ифодаласак, улар орасидаги боғланиш

$$\vec{U}_{\text{чик}}(t) = T \cdot \vec{U}_{\text{кир}}(t) \quad (2.5)$$

орқали ифодаланади. Бу ерда T — система оператори деб аталади. Оператор сигналнинг амплитудаси, частотаси ва фазасига боғлиқ бўлиб, тўлиқ ҳолда

$$T = A(\omega) \cdot e^{j\varphi(\omega)} = P(\omega) + jQ(\omega) \quad \text{!} \quad (2.6)$$

кўринишда ёзилади. Бу ерда, $A(\omega)$ — сигнал амплитудасининг частотага боғлиқлик характеристикаси (АЧХ); $\varphi(\omega)$ — сигнал фазасининг частотага боғлиқлик характеристикаси (ФЧХ); $P(\omega)$ — характеристиканинг ҳақиқий қисми; $Q(\omega)$ — характеристиканинг маъхум қисми:

$$A(\omega) = \sqrt{P^2(\omega) + Q^2(\omega)} \quad (2.7)$$

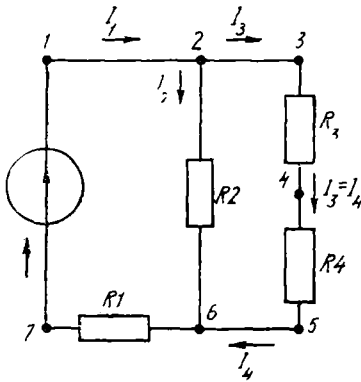
$$\varphi(\omega) = \arctg \frac{Q(\omega)}{P(\omega)} \quad (2.8)$$

Радиоэлектрон қурилмаларнинг АЧХ ва ФЧХ ларини тажрибада бево-сита аниқлайдиган ўлчов асбоблари мавжуд.

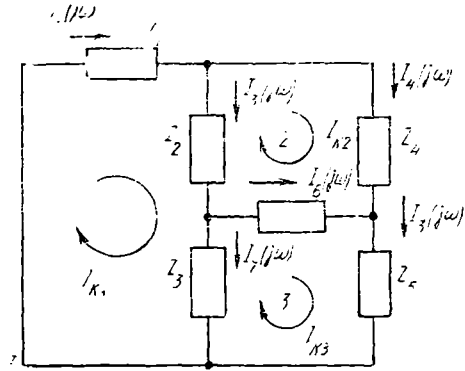
2.2. ЧИЗИҚЛИ ЗАНЖИРЛАРДА ГАРМОНИК ЎЗГАРУВЧИ СИГНАЛЛАР

Чизиқли занжирлар назарияси радиоэлектроникада алоҳида ўрин олган. Негаки, бундай занжирлар кучайтиргичлар, филътрлар, генераторлар ва бошқа қурилмаларнинг таркибий қисми ҳисобланади. Тебранишлар амплитудаси кичик бўлганда кўпгина ночизиқли занжирларни ҳам чизиқли занжир сифатида қараш мумкин.

Чизиқли занжирларда (2.5- расм) ўзгармас ва ўзгарувчан ток манбаи бўлиши мумкин. Шу сабабли занжирда олдин ўзгармас, сўнггра эса ўзгарувчан ток манбаи бўлган ҳолни кўриб чиқамиз.



2.5- расм. Чизиқли занжир.



2.6- расм. Контур тоқлари методи.

2.5- расмда элементлар, уларнинг уланиш тартиби ва элементлардан ўтувчи ток йўналишлари кўрсатилган. Элементлар уланган нуқталар *туғун* деб аталади. Расмда тугунлар рақамлар орқали кўрсатилган. Занжирда кетма-кет уланган элементларни битта мураккаб элемент деб қараш мумкин. Бундай ҳолда 1, 3, 4, 5 тугунлар йўқолади. Уч ва ундан кўп элемент уланган тугун алоҳида қаралади. Бундай занжирдаги ток ва кучланишлар орасидаги боғланиш Кирхгоф қонунларига асосланиб топилади.

Кирхгофнинг биринчи қонуни қуйидагича ёзилади:

$$\sum_n I_n = 0, \quad (2-9)$$

яъни тугундаги тоқларнинг алгебраик йиғиндиси нолга тенг.

Бунда тармоқланиш нуқтасига қараб йўналган тоқлар мусбат, чиқаётган тоқлар эса манфий деб ҳисобланади. Кирхгофнинг иккинчи қонунини ифодаловчи тенглама

$$\sum_n U_n = 0 \quad (2-10)$$

кўринишда ёзилади ва контур элементларидаги кучланишларнинг алгебраик йиғиндиси нолга тенг деб таърифланади. Кирхгофнинг иккинчи қонунига биноан тенгламалар тузилаётганда кучланишнинг йўналиши контурни айланиб чиқиш учун ихтиёрий танлаб олинган йўналиш билан устма-уст тушса, кучланиш «+» ишора билан, устма-уст тушмаса, «—» ишора билан олинади.

Агар занжир ўзгарувчан ток манбаига уланган бўлса, Кирхгоф қонунлари комплекс ҳолда ёзилади.

Кирхгофнинг тоқлар учун ёзиладиган қонуни

$$\sum_n I_n(j\omega) = 0, \quad (2-11)$$

яъни тугундаги тоқлар амплитудасининг комплекс қийматлари йиғиндиси нолга тенг. Комплекс амплитуда қиймат деганда гармоник тебранишларнинг частотаси ўзгармас бўлганда уни харақтерлайдиган параметрлар амплитудаси ва бошқалангич фазаси тушунилади. Шунга ўхшаш кучланишлар учун ёзилган формула

$$\sum_n U_n(j\omega) = 0 \quad (2-12)$$

кўринишида бўлади, яъни элемент контурларидаги кучланишлар амплитудасининг комплекс қийматлари йиғиндиси нолга тенг.

Кўп элементдан иборат мураккаб занжирларни Кирхгоф қонунлари асосида ҳисоблашда кўп номаълумли тенгламалар системаси ҳосил қилинади. Бундай тенгламалар системасини ечиш жуда кўп вақт ва меҳнатни талаб қилади. Шу сабабли мураккаб занжирларни ҳисоблашда осонроқ тенгламалар системасидан фойдаланиш мумкин бўладиган усуллардан фойдаланилади. Контур тоқлари ва тугун кучланишлари усуллари шундай усуллар жумласидандир. Шу усулларни занжирда комплекс қаршиликлар мавжуд бўлган ҳол учун кўриб чиқайлик. Комплекс қаршилик деганда

$$Z(j\omega) = \frac{U_m(j\omega)}{I_m(j\omega)} = R + jX$$

катталиқ тушунилади. Бу ерда R — элементнинг актив қаршилиги, X — элементнинг реактив қаршилиги. R , L , C лар кетма-кет уланган ҳусусий ҳолда

$$X = \omega L - \frac{1}{\omega C} \quad (2-14)$$

бўлади. Реактив қаршилик олдидаги j кўпайтувчи X қаршиликдаги кучланиш тоқдан фаза жиҳатдан $\pi/2$ бурчакка фарқ қилишини кўрсатади.

Комплекс қаршиликка тескари бўлган катталиқ

$$Y = \frac{1}{Z} = G + jB \quad (2-15)$$

комплекс ўтказувчанлик деб аталади. Бу ерда G — комплекс ўтказувчанликнинг актив ташкил этувчиси, B — реактив ташкил этувчиси.

Контур токлари усули. Занжирда иккита элемент кетма-кет уланган ҳолда улардан ўтувчи ток бир хил бўлиб, битта контурни ташкил этади. Шундай ҳолатни мураккаб занжирларга ҳам татбиқ қилса бўлади. Бунда ҳар бир мустақил контурда ўз контур токи мавжуд деб қаралади.

Мисол сифатида қуйидаги занжирни кўриб чиқайлик (2.6-расм). Бу занжирда учта мустақил контур токлари мавжуд. Улар I_{k1}, I_{k2}, I_{k3} расмдаги 1-, 2- ва 3-контурларда стрелка билан кўрсатилган. Занжир элементларидан оқиб ўтувчи тоklar контур токлари билан қуйидагича боғланган:

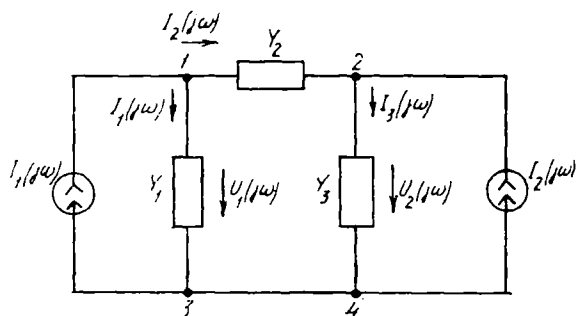
$$\begin{aligned} I_1(j\omega) &= I_{k1}(j\omega); \quad I_3(j\omega) = I_{k1}(j\omega) - I_{k2}(j\omega) \\ I_7(j\omega) &= I_{k1}(j\omega) - I_{k3}(j\omega); \quad I_4(j\omega) = I_{k2}(j\omega) \\ I_8(j\omega) &= I_{k3}(j\omega); \quad I_6(j\omega) = I_{k3}(j\omega) - I_{k2}(j\omega) \end{aligned} \quad (2-16)$$

Кирхгофнинг иккинчи қонунига кўра тенгламаларни ёзиб группаласак,

$$\begin{aligned} (Z_1 + Z_2 + Z_3) \cdot I_{k1}(j\omega) - Z_2 \cdot I_{k2}(j\omega) - Z_3 \cdot I_{k3}(j\omega) &= E_1(j\omega) \\ -Z_2 \cdot I_{k1}(j\omega) + (Z_2 + Z_4 + Z_6) \cdot I_{k2}(j\omega) - Z_6 \cdot I_{k3}(j\omega) &= 0 \quad (2-17) \\ -Z_3 \cdot I_{k1}(j\omega) - Z_6 \cdot I_{k2}(j\omega) + (Z_5 + Z_3 + Z_6) \cdot I_{k3}(j\omega) &= 0 \end{aligned}$$

система ҳосил бўлади. Бу системада учта номаълум I_{k1}, I_{k2}, I_{k3} бўлганлигидан тенглама ечимга эга. Контур токлари топилганидан сўнг (2—16) элементлардан ўтаётган тоklar ҳисобланади.

Тугун кучланиши усули. Ихтиёрий иккита тугун орасидаги потенциаллар фарқи тугунлардаги кучланишлар мажмуасини ташкил этади. Бунда айрим тугунлардаги кучланишлар бир-бири билан боғланган бўлади. Мустақил система ҳосил қилиш учун бирорта тугун асос сифатида олиниб, унинг потенциали ноль деб қаралади ва қолган тугунлардаги кучланиш шу тугунга нисбатан олинади. Бунда N та тугун бўлса, системада $N - 1$ та тугун куч-



2.7- расм. Тугун кучланиш усули.

ланишлари мавжуд деб қаралади. 2.7-расмда учта тугунга эга бўлган занжир келтирилган. Бу ерда 3 — тугун асосий ҳисобланади. Шу сабабли занжирда $U_1(j\omega)$ ва $U_2(j\omega)$ мустақил тугун кучланишлари мавжуд. Агар $U_1(j\omega)$ ва $U_2(j\omega)$ кучланишлар аниқ бўлса, элементлардан ўтувчи тоқлар учун қуйидагини ёзиш мумкин:

$$\begin{aligned} I_1(j\omega) &= U_1(j\omega) \cdot Y_1; & I_2(j\omega) &= [U_1(j\omega) - U_2(j\omega)] \cdot Y_2; \\ I_3(j\omega) &= U_2(j\omega) \cdot Y_3. \end{aligned} \quad (2-18)$$

Тоқлар учун Кирхгоф қонуни

$$\begin{aligned} -I_1 + I_1(j\omega) + I_2(j\omega) &= 0 \\ -I_2 - I_2(j\omega) + I_3(j\omega) &= 0 \end{aligned} \quad (2-19)$$

кўринишда бўлади. (2—10) ни (2—19) га қўйсак, фақат тугун кучланишлари номаълум бўлган тенгламалар системасига эга бўламиз:

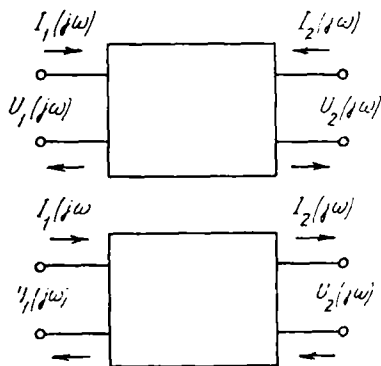
$$\begin{aligned} (Y_1 + Y_2) \cdot U_1(j\omega) - Y_2 \cdot U_2(j\omega) &= I_1(j\omega) \\ -Y_2 \cdot U_1 + (Y_2 + Y_3) \cdot U_2(j\omega) &= I_2(j\omega) \end{aligned} \quad (2-20)$$

(2—20) дан $U_1(j\omega)$ ва $U_2(j\omega)$ ларни топиш мумкин.

3- Б О Б. ТҲРТ ҚҲТБЛИ ВА ҚҲП ҚҲТБЛИ ЗАНЖИРЛАР

3.1. АСОСИЙ ТУШУНЧАЛАР

Қўпгина радиоэлектрон қурилмалар (масалан, кучайтиргичлар, электр занжирлари ва ҳ.) электр сигналларини бирорта қурилмадан иккинчисига узатиш учун хизмат қилади. Бундай қурилмаларнинг ўзига хос хусусияти шундаки, унда ташқи занжирга боғланиш учун икки жуфт қисқич мавжуд бўлиб, ҳар бири орқали маълум йўналишдаги тоқлар оқади (3.1- раем). Бундай занжирлар *тўрт қутбли* деб аталади.



3.1- расм. Тўрт қутбли занжирлар.

Агар занжирда бир қанча манбалар мавжуд бўлиб, кириш ёки чиқишлар сони иккита ёки ундан ортиқ бўлса, бундай занжир *қўп қутбли* деб аталади. Исталган тўрт қутбли занжир камида тўртта катталиқ билан характерланади: кириш кучланиши (U_1) ва токи (I_1), чиқиш кучланиши (U_2) ва токи (I_2). Шулардан исталган иккитаси мустақил ўзгарувчи сифатида олиниб, қолган иккитасини бу ўзгарувчиларнинг функцияси сифатида қараш

мумкин. Агар мустақил ўзгарувчилар сифатида кириш ва чиқиш кучланишлари олинса, уларни кириш ва чиқиш токлари билан боғловчи тенгламалар қуйидагича бўлади:

$$U_1 = Z_{11} \cdot I_1 + Z_{12} \cdot I_2; \quad U_2 = Z_{21} \cdot I_1 + Z_{22} \cdot I_2 \quad (3-1)$$

Z_{ij} — коэффициентлар тўрт қутбли занжирнинг Z - параметрлари деб аталиб, қаршилик ўлчамлигига эга. Мустақил ҳадлар сифатида кучланишлар олинса

$$I_1 = Y_{11} \cdot U_1 + Y_{12} \cdot U_2; \quad I_2 = Y_{21} \cdot U_1 + Y_{22} \cdot U_2 \quad (3-2)$$

Y_{ij} — коэффициентлар тўрт қутбли занжирнинг Y - параметрлари деб аталиб, ўтказувчанлик ўлчамлигига эга. 3—2 тенгламадаги Y_{11} , Y_{12} , Y_{21} ва Y_{22} лар қуйидагича аниқланади:

$$\begin{aligned} Y_{11} &= \left. \frac{I_1}{U_1} \right|_{U_2=0}; & Y_{12} &= \left. \frac{I_1}{U_2} \right|_{U_1=0}; \\ Y_{21} &= \left. \frac{I_2}{U_1} \right|_{U_2=0}; & Y_{22} &= \left. \frac{I_2}{U_2} \right|_{U_1=0} \end{aligned} \quad (3-3)$$

Шундай қилиб, Y_{11} тўрт қутбли занжирнинг чиқиши қисқа туташтирилгандаги кириш ўтказувчанлиги; Y_{22} — кириш қисқа туташтирилгандаги чиқиш ўтказувчанлиги; Y_{12} — тўрт қутбли занжирнинг кириши қисқа туташтирилгандаги тескари ўтказиш ўтказувчанлиги; Y_{21} — чиқиш қисқа туташтирилгандаги тўғри ўтказиш ўтказувчанлиги.

Агар мустақил ўзгарувчилар сифатида кириш токи I_1 ва чиқиш кучланиши U_2 олинса, тўрт қутбли занжир учун қуйидаги тенглама олинади:

$$U_1 = h_{11} \cdot I_1 + h_{12} \cdot U_2; \quad I_2 = h_{21} \cdot I_1 + h_{22} \cdot U_2 \quad (3-4)$$

h_{ij} — параметрлар турлича ўлчамликка эга бўлиб, унинг физик маъноси қуйидагича аниқланади:

$h_{11} = \left. \frac{U_1}{I_1} \right|_{U_2=0}$ тўрт қутбли занжирнинг чиқиши қисқа туташтирилгандаги кириш қаршилиги; $h_{22} = \left. \frac{I_2}{U_2} \right|_{I_1=0}$ кириш очиқ бўлгандаги, тўрт қутбли занжирнинг чиқиш ўтказувчанлиги;

$h_{12} = \left. \frac{U_1}{U_2} \right|_{I_1=0}$ кириш очиқ бўлгандаги кучланиш бўйича тескари боғланиш коэффициенти;

$h_{21} = \left. \frac{I_2}{I_1} \right|_{U_2=0}$ чиқиш қисқа туташтирилгандаги ток ўтказиш коэффициенти.

h параметрларни тажрибада аниқлаш қийин эмас. Шу сабабли транзисторли схемаларда бу параметрлар кўпроқ ишлатилади. Лекин баъзи электрон схемаларда Y параметрни қўллаш қулайроқ бўлиши мумкин. Шу сабабли h параметрни Y параметр орқали ифодаласа ҳам бўлади:

$$h_{11} = \frac{1}{Y_{11}}; \quad h_{12} = -\frac{Y_{12}}{Y_{11}} \quad (3-5)$$

$$h_{21} = \frac{Y_{21}}{Y_{11}}; \quad h_{22} = Y_{22} - \frac{Y_{12} \cdot Y_{21}}{Y_{11}}.$$

Агар радиоэлектрон занжирда сизим ва индуктивлик элементлари бўлса, занжирнинг қаршилиги ток частотасига боғлиқ бўлади. Шу сабабли умумий ҳолда занжир параметрлари комплекс характерга эга бўлади.

Бу параметрларга комплекс кириш қаршилиги $Z_{\text{кир}}(j\omega)$ ва ўтказувчанлиги $Y_{\text{кир}}(j\omega)$ комплекс чиқиш қаршилиги $Z_{\text{чик}}(j\omega)$ ва ўтказувчанлиги $Y_{\text{чик}}(j\omega)$, комплекс кучланиш узатиш K_U ва ток узатиш K_I коэффициентлари киради.

Комплекс кириш қаршилиги деганда, комплекс кириш кучланиши $U_1 = U_{m1} \cdot e^{j\varphi_{U1}}$ ни комплекс кириш токи $I_1 = I_{m1} \cdot e^{j\varphi_{I1}}$ га нисбати билан аниқланадиган катталики тушунилади:

$$Z_{\text{кир}}(j\omega) = \frac{U_1}{I_1} = \frac{U_{m1}}{I_{m1}} e^{j(\varphi_{U1} - \varphi_{I1})}. \quad (3-6)$$

Шунга мос равишда комплекс кириш ўтказувчанлики:

$$Y_{\text{кир}}(j\omega) = \frac{I_1}{U_1} = \frac{I_{m1}}{U_{m1}} e^{j(\varphi_{I1} - \varphi_{U1})} \quad (3-7)$$

бўлади. Комплекс модуль

$$Z_{\text{кир}}(\omega) = \frac{U_{m1}}{I_{m1}} \quad (3-8)$$

тўла кириш қаршилигининг частота характеристикаси деб аталади. Унинг аргументи

$$\varphi_{\text{кир}}(\omega) = \varphi_{U1} - \varphi_{I1} \quad (3-9)$$

кириш қаршилиги фазасининг частота характеристикаси дейилади.

Ҳудди шунга ўхшаш тўла кириш ўтказувчанлигининг частота характеристикаси тушунчалари киритилади.

Комплекс чиқиш қаршилиги ва ўтказувчанлиги

$$Z_{\text{чик}}(j\omega) = \frac{U_{2\text{cu}}}{I_{2\text{кт}}}, \quad Y_{\text{чик}}(j\omega) = \frac{I_{2\text{кт}}}{U_{2\text{cu}}},$$

бунда $U_{2\text{cu}}$ тўрт қутбли занжирнинг салт ишлаш режимидаги комплекс чиқиш кучланиши ($I_2 = 0$), $I_{2\text{кт}}$ — қисқа туташуш режимидаги комплекс чиқиш токи.

Чиқиш параметрларини исталган вақтда ўлчаш имконияти бўлавермайди. Чунки занжирда салт ишлаш ёки қисқа туташув режимидаги амалга ошириш занжирнинг ишдан чиқишига олиб келиши мумкин. Радиоэлектрон занжирларни электр тебранишла-

рийин узатувчи восита сифатида характерлаш учун комплекс кучланиш, ток ўтказувчанлик ва қаршилиқ узатиш функциялари тушунчаси киритилади.

Комплекс кучланиш узатиш функцияси деб тўрт қутбли занжирнинг чиқишидаги комплекс гармоник кучланишини киришдаги комплекс кучланишга нисбати билан ўлчанадиган катталиқнинг частотага боғлиқлиги тушунилади:

$$K_u(j\omega) = \frac{U_2(j\omega)}{U_1(j\omega)} = \frac{U_2}{U_1} e^{j(\varphi_{u_2} - \varphi_{u_1})}$$

Бу функциянинг модули

$$|K_u(j\omega)| = K_u(\omega) = \frac{U_2}{U_1} \quad (3-12)$$

амплитуданинг частотага боғлиқлиги характеристикаси деб юритилади.

Комплекс узатиш функциясининг аргументи

$$\varphi(\omega) = \varphi_{u_2} - \varphi_{u_1}$$

фазанинг частотага боғлиқлиги характеристикаси дейилади.

Токнинг, қаршилиқнинг ва ўтказувчанликнинг комплекс узатиш функциялари

$$\begin{aligned} K_I(j\omega) &= \frac{I_2(j\omega)}{I_1(j\omega)} = \frac{I_2}{I_1} e^{j(\varphi_{I_2} - \varphi_{I_1})} \\ Z_I(j\omega) &= \frac{U_2(j\omega)}{I_1(j\omega)} = \frac{U_2(j\omega) \cdot U_1(j\omega)}{U_1(j\omega) \cdot I_1(j\omega)} = K_u(j\omega) \cdot Z_{\text{кпр}}(j\omega) \quad (3-13) \\ Y_I(j\omega) &= \frac{I_2(j\omega)}{U_1(j\omega)} = \frac{I_2(j\omega) \cdot I_1(j\omega)}{I_1(j\omega) \cdot U_1(j\omega)} = K_I(j\omega) \cdot Y_{\text{кпр}}(j\omega) \end{aligned}$$

кучланиш узатиш функцияси каби ток, қаршилиқ ва ўтказувчанликнинг частотага боғлиқлигини характерлайди.

Частотавий характеристикалар, одатда график кўринишида ифодаланиб, турли параметрлар учун алоҳида, амплитуданинг частотага ва фазанинг частотага боғлиқлиги характеристикалари сифатида тузилади. Агар характеристика олишда ўрганилаётган частота диапозони кенг бўлса, характеристика логарифмик масштабда чизилади. У ҳолда характеристика децибелларда ҳисобланади:

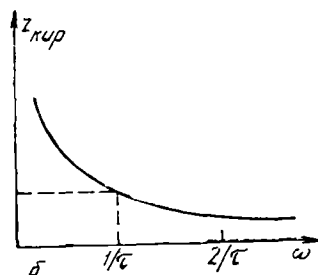
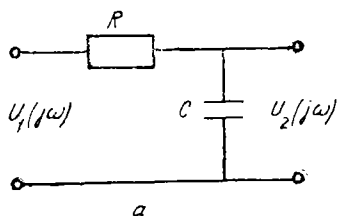
$$K_{\text{дБ}}(\omega) = 20 \lg K(\omega) \quad (3-14)$$

3. 2. ОДДИЙ ЗАНЖИРЛАРНИНГ ЧАСТОТАВИЙ ХАРАКТЕРИСТИКАЛАРИ

3.2.1. Қаршилиқ ва сизимдан иборат занжир (RC)

Бу занжир схемаси 3.2- расм, а да келтирилган. Кўриш қаршилиқнинг комплекс функцияси

$$Z_{\text{кпр}}(j\omega) = R_{\text{кпр}} + jX_{\text{кпр}} = R + \frac{1}{j\omega C} = R \left(1 - \frac{j}{\omega RC} \right). \quad (3-15)$$



3.2- расм. RC — занжир (а) ва унинг кириш қаршилигининг частота характеристикаси (б)

Бунда $RC = \tau$ вақт ўлчамида бўлиб, RC занжир доимийси дейилади. Тўла қаршиликнинг частотавий характеристикаси

$$Z_{\text{кнр}}(\omega) = R \sqrt{1 + \frac{1}{\omega^2 \tau^2}}. \quad (3-16)$$

Характеристикани ифодаловчи график 3.2-расм, б да келтирилган.

Комплекс кучланиш узатиш функцияси $K_u(j\omega)$ амплитуданинг частотага $K_u(\omega)$ ва фазанинг частотага $\varphi(\omega)$ боғлиқлик характеристикалари

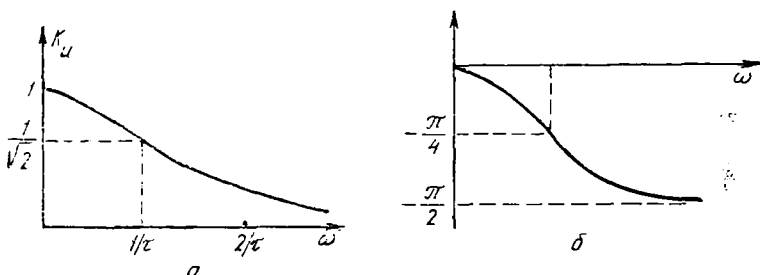
$$K_u(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega\tau}$$

$$K_u(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau^2}} \quad (3-17)$$

$$\varphi(\omega) = -\arctan \omega\tau$$

тенгликлар орқали ифодаланади.

Амплитуда ва фазанинг частотага боғлиқлик графиклари 3.3-расмда келтирилган. 3.3-расм, а дан кўриниб турибдики RC занжир паст частотали тебранишларни яхши ўтказиб, юқори частотали тебранишларни ёмон ўтказди. Шу сабабли бундай занжирдан паст частотали филътр сифатида фойдаланиш мумкин.



3.3- расм. RC — занжир учун амплитуда (а) ва фазанинг (б) частота характеристикалари

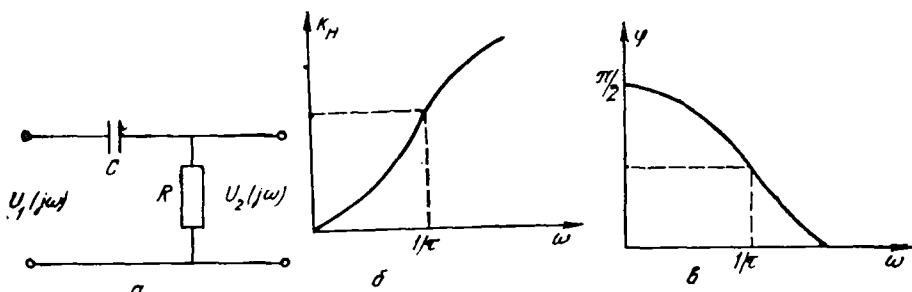
3. 2. 2. Сигим ва қаршиликдан иборат занжир (CR)

Занжир схемаси 3.4-расмда келтирилган. Кириш қаршилиги RC занжирники каби бўлади. Бу занжирда комплекс кучланиш узатиш функцияси]

$$K_u(j\omega) = \frac{U_2(j\omega)}{U_1(j\omega)} = \frac{R}{Z_{\text{кпр}}(j\omega)} = \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega\tau}} \quad (3-18)$$

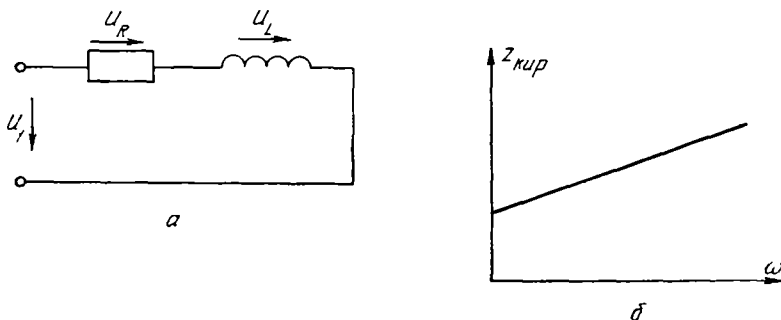
Шу занжир учун амплитуда ва фазанинг частотага боғлиқлик характеристикалари

$$K_u(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{\omega^2\tau^2}}}; \quad \varphi(\omega) = \arctg \frac{1}{\omega\tau}$$

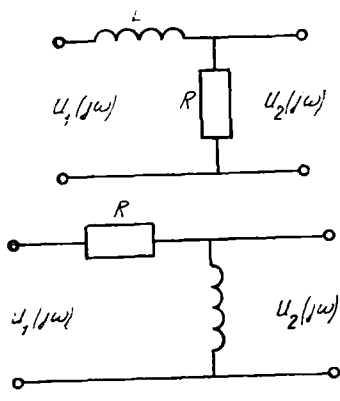


3.4- расм CR —занжири (а) ва занжирнинг характеристикалари (б) амплитуда ва (в) — фазанинг частотага боғлиқлик характеристик алари.

3.4- расм б, в да келтирилган. Расмдан кўриниб турибдики, CR занжир юқори частотали тебранишларни яхши ўтказади. Маълум чегаравий $\omega_n = \frac{1}{\tau}$ частотадан паст частоталарни эса ёмон ўтказади. ω_n занжирнинг чегаравий қирқиш частотаси деб аталади. CR занжирлардан юқори частотали филтрлар сифатида фойдаланилади.



3.5- расм. Кетма-кёт уланган R ва L дан иборат занжир (а) ва $Z_{\text{кпр}}$ нинг ω га боғлиқлик графиги.



3.6- расм. LR (а) ва RL (б) дан иборат занжир.

3. 2. 3. Қаршилик ва индуктивликдан иборат занжир (RL (3.5- расм. а)

Занжирнинг комплекс кириш функцияси

$$Z_{\text{кир}}(j\omega) = R + j\omega L = R(1 + j\omega\tau) \quad (3-20)$$

бунда $\tau = L/R$ вақт ўлчамлигига эга бўлиб, RL занжир доимийи деб аталади. Кириш қаршилигининг актив ташкил этувчиси R га тенг бўлиб, реактив ташкил этувчиси $X_{\text{кир}} = \omega L = \omega\tau R$, тўла қаршилик

$$Z_{\text{кир}}(\omega) = R\sqrt{1 + \omega^2\tau^2} \quad (3-21)$$

бўлади. $Z_{\text{кир}}(\omega)$ нинг частотага боғлиқлик графиги 3.5- расм, б да келтирилган. L ва R дан иборат тўрт қутбли занжир 3. 6- расм, а да тасвирланган. Унинг учун комплекс кучланиш узатиш функцияси

$$K_u(j\omega) = \frac{U_2(j\omega)}{U_1(j\omega)} = \frac{U_R(j\omega)}{U_1(j\omega)} = \frac{R}{Z_{\text{кир}}(j\omega)} = \frac{1}{1 + j\omega\tau} \quad (3-22)$$

Формуладан кўриниб турибдики, LR занжирнинг узатиш функцияси, RC занжирникига ўхшаш.

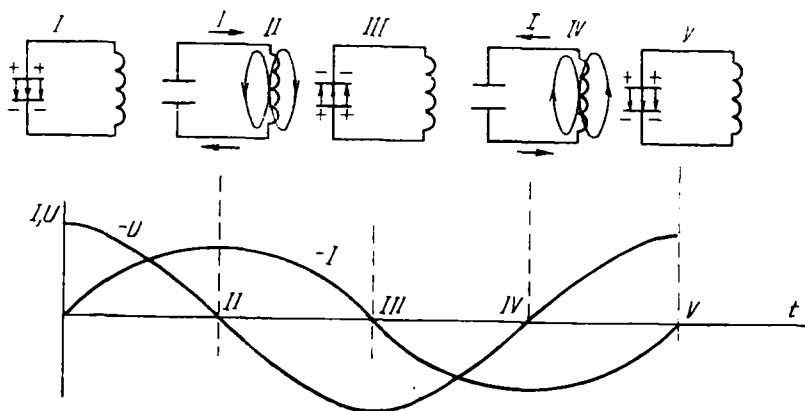
3.6- расм, б да R ва L дан иборат тўрт қутбли занжир схемаси берилган. Бу ҳолда

$$K_u(j\omega) = \frac{U_2(j\omega)}{U_1(j\omega)} = \frac{U_L(j\omega)}{U_1(j\omega)} = \frac{j\omega L}{R + j\omega L} = \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega\tau}} \quad (3-23)$$

(3—23) дан кўриниб турибдики, у CR занжир учун ёзилган (3—18) билан бир хил.

3.2.4. Индуктивлик ва сифимдан иборат занжир. Тебраниш контури (3.7- расм)

Бошланғич ($t=0$) пайтида конденсатордаги заряд миқдори $q_0 = CU_0$ бўлади (1-ҳолат). Конденсатор ғалтакка уланганлиги учун вақт ўтиши билан ундаги заряд миқдори камайиб, занжирда ток орта боради. Лекин ғалтакда ҳосил бўладиган ўзиндукция ЭЮК токнинг тез ортишига йўл қўймайди. Ток орта бориши билан конденсатордаги кучланиш камая бориб, маълум бир пайтда конденсатор тўла зарядсизланади (II ҳолат). Бу пайтда ток максимал қийматга эга бўлиб, конденсатордаги кучланиш нолга тенг. Шундан сўнг ток камая бошлайди. Ғалтакнинг индуктивлиги туфайли токнинг камайиши кескин бўлмасдан, бир текисда боради. Ток ўзгариши туфайли ғалтакда ҳосил бўлаётган ўзин-



3.7- расм. LC дан иборат занжирда тебранишлар ҳосил бўлиши.

дукция ЭЮК бу сафар токнинг кескин камайишига қаршилик қилади. Натижада конденсатор яна зарядлана бошлайди. Ленц қондасига кўра энди конденсатордаги заряд ишораси олдингисига нисбатан қарама-қарши ишорада бўлади. Шу сабабли конденсаторга ортиб боровчи кучланиш графикда пастки томонга қараб ортиб боровчи чизиқ кўринишида берилади.

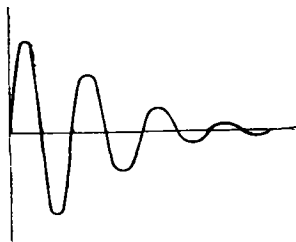
Конденсатор зарядланиши тугаганда, занжирдаги ток нолга тенг бўлиб, кучланиш максимал қийматга эга бўлади, лекин олдинги ҳолатга нисбатан қарама-қарши ишорада бўлади (3.7-расм, 3-ҳол). Шундан сўнг конденсатор яна ғалтак орқали зарядсизлана бошлайди. Лекин бу сафар ҳосил бўлган ток йўналиши олдинги ток йўналишига қарама-қарши бўлади. Бу ток конденсаторни қайтадан зарядлайди. Шундай қилиб система дастлабки ҳолатига қайтиб келади. Сўнгра шу жараён яна такрорланади. Ҳар қандай такрорланувчи жараёнга тебраниш деб қаралиши мумкинлигидан контурда ҳосил бўладиган тебраниш электромагнит тебранишлар дейилади. Бундай деб аталишига сабаб контурда электр майдон энергияси магнит майдон энергиясига, магнит майдон энергияси эса электр майдон энергиясига даврий равишда айланиб туришидир.

Контурдаги тоқлар учун Кирхгофнинг иккинчи қонунини ёзайлик:

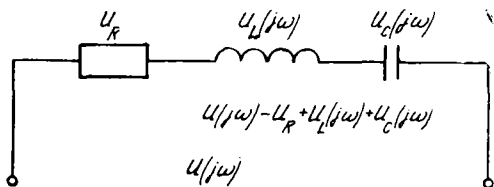
$$L \frac{dI}{dt} + RI + \frac{1}{C} \int I \cdot dt = 0 \quad (3-24)$$

$\frac{R}{L} = 2\alpha$ ва $\frac{1}{LC} = \omega_0^2$ белгилашларни киритиб, $I = \frac{dq}{dt}$ эканлигини ҳисобга олсак,

$$\frac{d^2q}{dt^2} + 2\alpha \frac{dq}{dt} + \omega_0^2 q = 0 \quad (3-25)$$



3.8- расм. Контурдаги сўнувчи тебранишлар.



3.9-расм. Кетма-кет уланган RCL — занжир.

бўлади, бу ерда α сўниш коэффициенти, ω_0 контурнинг хусусий донавий частотаси. Агар $\omega_0^2 \gg \alpha^2$ эканлигини ҳисобга олсак,

$$q = q_m \cdot e^{-\alpha \cdot t} \cdot \cos(\omega t + \varphi), \quad (3-26)$$

бунда $\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}$. Демак, контурда ҳосил бўлаётган эркин тебранишлар сўнувчан характерда бўлиб, эркин тебранишлар частотаси ω контур хусусий тебранишлари частотаси ω_0 дан кичик бўлади (3.8-расм).

Кўрилатган ҳолда $t = 0$, $q = q_0$, $I = \frac{dq}{dt} = 0$ бўлганлигидан

$$q_m = \frac{q_0}{\cos \varphi}, \quad \operatorname{tg} \varphi = -\frac{\alpha}{\omega}.$$

Агар $\omega_0^2 \gg \alpha^2$ бўлса, $\omega \approx \omega_0$ ва $\varphi \approx 0$ бўлади. У ҳолда $q = q_0 \cdot e^{-\alpha \cdot t} \cdot \cos \omega t$. Бу контурнинг хусусий частотаси

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \quad (3-27)$$

3. 2. 5. Қаршилик, сиғим ва индуктивликдан иборат занжир (R, C, L)

Занжир таркибига кирувчи элементларни ўзаро кетма-кет, параллел ва аралаш улаш мумкин. Уланиш усулига кўра, занжирнинг умумий қаршилиги, частота характеристикалари ва бошқа параметрлари турлича бўлиши мумкин.

1. Кетма-кет уланган занжир (3.9- расм). Занжирга берилган кучланиш $U(j\omega)$ занжирда $I(j\omega)$ токни ҳосил қилади:

$$U(j\omega) = U_R + U_L(j\omega) + U_C(j\omega)$$

$$I(j\omega) = \frac{U(j\omega)}{Z(j\omega)}$$

Элементлар кетма-кет уланганлиги учун умумий комплекс қаршилик

$$Z(j\omega) = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)$$

бўлади. Бу ерда R комплекс қаршиликнинг актив ташкил этувчиси $\omega L - \frac{1}{\omega C}$ эса реактив ташкил этувчисиدير. У ҳолда тўла қаршилик

$$Z(\omega) = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}. \quad (3-31)$$

Электр тебранишлари частотаси 0 дан ∞ гача ўзгарса, занжирнинг қаршилиги $-\infty$ дан $+\infty$ гача ўзгаради. Частота ўзгариши давомида шундай бир ω_0 мавжуд бўладики, унда $\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}$ бўлиб қолади.

Натижада

$$X = \omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C} = 0,$$

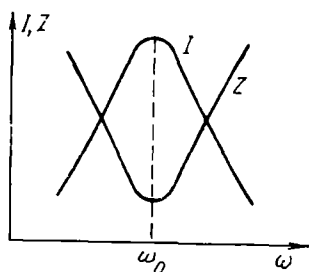
яъни занжирнинг тўла қаршилиги фақат актив характерга эга бўлади. Бу пайтда занжирдаги ток ўзининг максимал қийматига эришади:

$$I_{\max} = \frac{U(j\omega_0)}{Z(j\omega_0)} = \frac{U(j\omega_0)}{R} \quad (3-32)$$

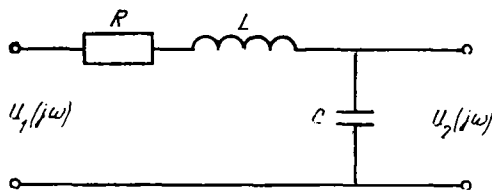
Бу ҳодисага резонанс дейилади. ω_0 эса резонанс частотаси деб юритилади. Шу занжирдаги ток ва тўла қаршиликнинг частота характеристикаси 3.10- расмда келтирилган. Индуктивлик ёки сифимнинг резонанс даврида кўрсатган қаршилиги контурнинг характеристик қаршилиги деб аталади ва

$$\rho = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}$$

бўлади. Резонанс ҳодисада L ва C лардаги потенциаллар тушуви ўзаро тенг ва фаза жиҳатидан қарама-қарши бўлади. Шу сабабли U_L ва U_C лар ўзаро бир-бирини компенсациялайди. Занжир генератор, кучайтиргич ва шунга ўхшаш қурилмаларнинг тебраниш контурлари сифатида ишлатилганда R актив қаршилик ρ характеристик қаршиликдан бир неча баробар кичик қилиб олинади. У ҳолда U_L ва U_C ҳам резонанс даврида U га нисбатан катта қийматга эга бўлади. Шу сабабли кузатиладиган резонанс ҳодисаси *кучланишлар резонанси* ҳам дейилади. Характеристик қаршилик актив қаршиликдан неча барсбар катта эканлигини кўрсатувчи катталик *контурнинг асллиги* деб аталади:



3.10- расм. Кетма-кет улланган R , C , L — занжирнинг частота характеристикаси.



3.11- расм. Сифим чиқишга эга бўлган занжир (а) ва унинг частота характеристикаси (б).

$$Q = \frac{\rho}{R} = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 RC} \quad (3-34)$$

R , L , C дан иборат контурдан филътр сифатида фойдаланиш мумкин. Контурга турли хил частотали тебранишлар берилганда, частотаси резонанс частотага тенг бўлган тебранишлар ҳосил қилган ток энг катта бўлади. Резонанс частотадан узоқлашган сари ток миқдори камая боради. Умуман олганда, контур резонанс частотасига яқин бўлган маълум бир полосадаги тебранишларни яхши ўтказиши. Бу оралиқ контурнинг частота ўтказиш полосаси деб аталади ва қуйидагича ифодаланади:

$$P_{\text{гр}} = \frac{\omega_0}{Q} \quad (3.35)$$

Демак, контурнинг частота ўтказиш полосаси контур аслигига тескари пропорционал. Шу сабабли контурнинг частота ўтказиш полосасини кенгайтириш зарур бўлса, контурга қўшимча актив қаршилиқ уланади. Контурнинг актив ёки реактив қаршилигидаги потенциал тушувларини чиқиш кучланиши сифатида олиш мумкин. Мисол тариқасида сиғимдаги потенциал тушуви олинган ҳолни қарайлик (3.11- расм). Бунда комплекс кучланиш узатиш функцияси

$$K_u(j\omega) = \frac{U_C(j\omega)}{U_1(j\omega)} = \frac{1}{Z_{\text{кпр}}(j\omega) \cdot j\omega C} \quad (3-36)$$

ва мос равишда унинг амплитуда ва фазаларининг частота характеристикалари

$$K_U(\omega) = \frac{Q}{\sqrt{1+\xi^2}} \frac{\omega_0}{\omega} \quad (3-37)$$

$$\varphi(\omega) = -\frac{\pi}{2} - \arctg \xi \quad (3-38)$$

бўлади, бу ерда

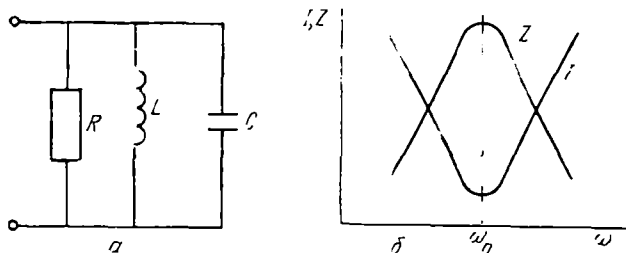
$$\xi = \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R} \quad (3-39)$$

контурнинг резонанс ҳолати бузилишининг нисбий катталиги деб аталади.

Кетма-кет уланган занжирда ток бир хил бўлганлигидан комплекс ток узатиш функцияси

$$K_I(j\omega) = \frac{I_C(j\omega)}{I_1(j\omega)} = 1$$

бўлади.



3.13- расм. Параллел уланган R, C, L — занжир (а) ва унинг частота характеристикаси (б).

2. Параллел уланган R, C, L занжир (3.12- расм). Бундай занжирда элементлардаги потенциал тушувлари билан умумий кучланиш бир хил бўлади. Параллел уланган занжирларда қаршилиқни ҳисоблашга қараганда ўтказувчанликни ҳисоблаш анча қулай. Унда

$$Y(j\omega) = Y_R + \frac{1}{j\omega L} + j\omega C = Y_R + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right) \quad (3-40)$$

ва умумий ток кучи

$$I(j\omega) = U(j\omega) \cdot Y(j\omega)$$

бўлади. Бундай занжирларда тебранишлар частотаси орта бориши билан занжирдаги ток камай боради ва $\omega = \omega_0$ да ўзининг энг кичик қийматига эришади:

$$\begin{aligned} Y(\omega) &= Y_R + \left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)^2 \\ Y(\omega_0) &= Y_R \\ I(j\omega_0) &= U(j\omega_0) \cdot Y_R \end{aligned} \quad (3-41)$$

Бу пайтда занжир тармоқларидаги тоқлар (I_C, I_L) умумий тоқдан катта қийматга эга бўлади. Бу ҳодиса *тоқлар резонанси* деб аталади. Занжирдаги умумий ток ва тўла қаршилиқнинг частота характеристикаси 3.12- расм, б да келтирилган.

Комплекс ток узатиш функцияси

$$K_I(j\omega) = \frac{I_C(j\omega)}{I_1(j\omega)} = \frac{U_1(j\omega C)}{U_1 Y_{\text{кпр}}(j\omega)} = j\omega C \cdot Z_{\text{кпр}}(j\omega) \quad (3-42)$$

кучланиш бўйича узатиш коэффициентни

$$K_U(j\omega) = \frac{U_C(j\omega)}{U_1(j\omega)} = 1$$

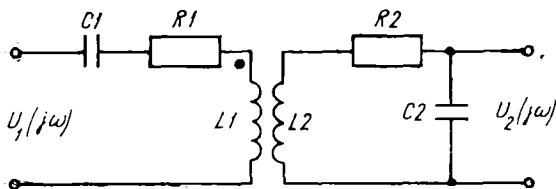
бўлади. Радиоэлектроникада тоқлар резонанси ҳодисасидан генератор, кучайтиргич, филтр ва шунга ўхшаш қурилмаларда маълум бир частотали тоқларга катта қаршилиқ кўрсатиш учун фойдаланилади.

3.3. БОҒЛАНГАН КОНТУРЛАР

Юқорида кўриб ўтилган кетма-кет ва параллел уланган, R , C , L элементлардан ташкил топган системаларнинг асосий камчилиги частота бўйича танловчанлигининг кичиклигидадир. Уларнинг амплитуда — частота характеристикасидан шу нарса кўринадики, частота ўтказиш полосасидан четдаги частотали сигналларнинг амплитудаси нолга тенг эмас. Шу сабабли системанинг чиқиш қисмида фойдали сигнал билан биргаликда халақит бевучи сигналлар ҳам учрайди.

Фильтрларнинг частота бўйича танловчанлигини яхшилаш мақсадида кўп контурли системалар ишлатилади. Бунга мисол сифатида иккита боғланган контурни олиш мумкин.

Агар бир контурдаги ток ёки кучланиш, иккинчи бир контурда ток ёки электр юритувчи куч ҳосил бўлишига олиб келса, бундай контурлар боғланган дейилади. Бунда биринчи контурда тўпланган энергия ҳисобига иккинчи контурда токни йўқотмасдан сақлаш, яъни бир контурдан иккинчи контурга энергия ўтказиш ҳам тушунилади. Контурдан контурга ўтаётган энергия миқдори қанчалик катта бўлса, боғланиш шунчалик кучли бўлади. Контурларнинг ўзаро таъсир характериға кўра боғланиш индуктив, сиғим ёки автотрансформаторли бўлиши мумкин.



3.13- расм. Индуктив боғланган контур.

Индуктив боғланган контурлар (3.13- расм). Бундай боғланиш контур ғалтаклари орасидаги ўзаро индукция туфайли вужудга келади. Контурлардаги $R1$ ва $R2$ қаршиликлар алоҳида элемент сифатида уланмаган бўлиши ҳам мумкин. Бундай ҳолда $R1$ ва $R2$ лар ғалтакларнинг ва уловчи ўтказгичларнинг актив қаршиликларини ифодалайди. $L1$, $C1$ дан иборат контурни биринчи, $L2$, $C2$ дан иборат контурни иккинчи деб белгилайлик. Биринчи контур ғалтаги $L1$ дан ўтаётган I_1 ток, унинг атрофида магнит майдонини ҳосил қилади. Бу майдоннинг куч чизиқлари $L2$ ғалтакни кесиб ўтиб, унда индукция ЭЮК ҳосил қилади. Бу ЭЮК туфайли иккинчи контурда I_2 ток ҳосил бўлади. Шундай қилиб бир контурдаги энергия иккинчи контурга магнит майдони орқали узатилади. Индуктив боғланган контурларда алоқанинг кучли ёки кучсизлиги боғланиш коэффициентига боғлиқ. Айтайлик, $L1$ ва $L2$ лар бир хил ва контурда бошқа ғалтаклар йўқ. $L1$ ғалтак ҳосил қилган магнит майдон оқими Φ_1 ҳар иккала ғалтакни кесиб ўтадиган оқим $\Phi_{\text{боғ}}$ бўлсин. У ҳолда

$$K_{\text{боф}} = \frac{\Phi_{\text{боф}}}{\Phi_1} = \frac{M}{L} \quad (3-43)$$

катталиқ боғланиш коэффициентини деб юритилади. M — ўзаро индукция коэффициентини. $A = K_{\text{боф}} \cdot Q$ катталиқ боғланиш фактори дейилади.

Биринчи ва иккинчи контур учун контур тоқлари тенгламасини ёзайлик:

$$\begin{aligned} Z_{11} \cdot I_1(j\omega) + Z_{12} \cdot I_2(j\omega) &= U_1(j\omega) \\ Z_{21} \cdot I_1(j\omega) + Z_{22} \cdot I_2(j\omega) &= 0, \end{aligned} \quad (3-44)$$

бунда

$$\begin{aligned} Z_{11} &= R_1 + j\omega L_1 - \frac{1}{j\omega C_1} \\ Z_{22} &= R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \\ Z_{12} &= Z_{21} = -j\omega M. \end{aligned} \quad (3-45)$$

Бу тенгламалардан фойдаланиб, комплекс ток ва кучланиш узатиш функцияларини ҳамда комплекс кириш қаршилигини топиш мумкин:

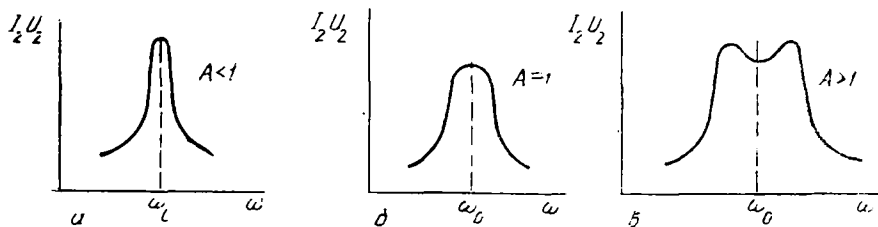
$$\begin{aligned} K_I(j\omega) &= \frac{I_2(j\omega)}{I_1(j\omega)} = -\frac{Z_{21}}{Z_{22}}, \\ K_U(j\omega) &= \frac{U_{C2}(j\omega)}{U_1(j\omega)} = \frac{I_2(j\omega) \frac{1}{j\omega C_2}}{Z_{\text{кнр}}(j\omega)} = \frac{K_I(j\omega)}{j\omega C_2 \cdot Z_{\text{кнр}}(j\omega)}, \\ Z_{\text{кнр}}(j\omega) &= Z_{11} - \frac{Z_{12} \cdot Z_{21}}{Z_{22}}. \end{aligned} \quad (3-46)$$

Контурлардан максимал ток ва кучланиш олиш учун уларни резонансга созланади. Биринчи контурда манбага уланиш усулига кўра кучланишлар ёки тоқлар резонанси бўлиши мумкин. Иккинчи контурда эса, кучланишлар резонанси кузатилади. Негаки, иккинчи контурда тебранишлар манбаи ролини L_2 ғалтакнинг ўзи ўйнайди.

Резонансга созлаш учун контурлар индуктивлиги ўзгарадиган ғалтаклардан ёки ўзгарувчан сиғимли конденсаторлардан йиғилади. Айрим ҳолларда контурга сиғими кичик оралиқда ўзгарадиган созловчи конденсаторлар ҳам уланади. Боғланган контурларда иккинчи контурнинг биринчи контурга таъсирини ҳам ҳисобга олиш зарур. Негаки, I_2 ток ҳам ўз навбатида магнит майдон ҳосил қилиб, L_1 ғалтакни кесиб ўтади ва унда ЭЮК индукциялайди. Бу ЭЮК ҳосил қилган ток I_1 га таъсир этиб уни камайтиради. Бошқача қилиб айтганда, иккинчи контур биринчи контурга уланган қўшимча қаршилиқ вазифасини ўтайди ва *киритилган қаршилиқ* деб аталади. Кирилган қаршилиқнинг характери ва катталиги контурлар резонанс частоталарининг фарқига боғлиқ бўлади. Агар фарқ нолга тенг бўлса, қаршилиқ актив характерга, нолдан фарқли бўлса, реактив, яъни сиғим

ёки индуктив характерга эга бўлади. Қиритилган қаршилиқнинг сифим ёки индуктив характерда бўлиши, иккинчи контурнинг резонанс частотаси биринчи контурникига нисбатан катта ёки кичик бўлишига боғлиқ. Шундай қилиб иккинчи контурнинг носозлиги ўз навбатида биринчи контурнинг носоз бўлишига олиб келади.

Иккинчи контурда ҳосил бўлаётган ток ёки кучланишнинг частота характеристикаси иккита боғланган контурларнинг резонанс чизигини беради (3.14- расм). Унинг шакли боғланиш коэффи-



3.14- расм. Иккита боғланган контурларнинг турли хил боғланиш факторларида частота характеристикаси:

a — кучсиз боғланишда; *b* — критик боғланишда; *г* — кучли боғланишда.

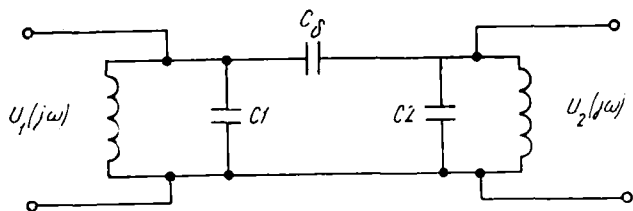
циентага боғлиқ бўлади. Боғланиш қанчалик кучсиз бўлса, резонанс чизиги шунчалик кучли бўлади. Боғланиш коэффиценти ёки боғланиш фактори ортган сайин чизиқ ўтмаслаша боради ва маълум бир қийматдан бошлаб икки ўрқачли ҳолатга ўта бошлайди. Бир ўрқачли кўринишдан икки ўрқачли шаклга ўтадиган боғланиш миқдори *критик боғланиш* дейилади. Критик боғланишда $A=1$ (3.14- расм, б).

$A>1$ бўлган ҳоллардаги (3.14 - расм, г) боғланиш кучли дейилади. Шундай қилиб боғланиш факторининг ўзгариши частота ўтказиш полосасининг ўзгаришига олиб келади:

$$\Pi = \frac{\omega_0}{Q} \sqrt{A^2 - 1 + 1 + 2(1 + A^2)} \quad (3-47)$$

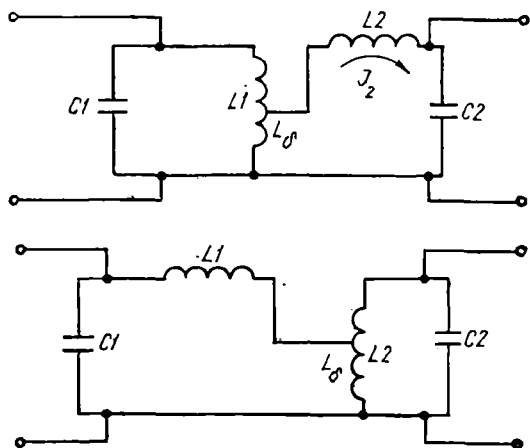
Агар $A=0$ бўлса, полосанинг минимал қиймати $\Pi \approx 0,64 \omega_0/Q$ га тенг бўлади, яъни битта контурнинг полосасидан ҳам кичик бўлади. Критик боғланиш ($A=1$) да $\Pi = \sqrt{2} \omega_0/Q$ бўлиб, унинг қиймати битта контурникига нисбатан $\sqrt{2}$ марта катта бўлади. $A>1$ бўлган ҳолда полоса кенгайиши билан биргаликда характеристика икки ўрқачли кўринишга эга бўлади. Бу эса частота бузилишларини юзага келтиради. Шу сабабли бундай бузилишларнинг йўл қўйиладиган чегараси сифатида частота ўтказиш полосасида сигнал амплитудасининг ўзгаришлари $1/\sqrt{2}$ (3 дБ) дан ортмаслиги талаб қилинади. Бунга мос келадиган боғланиш фактори $A=2,41$ бўлиб, максимал частота ўтказиш полосаси

$$\Pi_{\max} = \frac{\omega_0}{Q} \sqrt{2A^2 - 1} \approx 3,1 \frac{\omega_0}{Q} \quad (3-48)$$



3.15- расм. Сигим орқали боғланган контурлар.

Сигим орқали боғланган контурлар (3.15- расм). Бундай боғланиш-ли контурларда энергия бир контурдан иккинчисига боғланиш конденсатори C_δ , яъни электр майдони воситасида ўтказилади. C_δ конденсаторнинг сигими қанчалик катта бўлса, боғланиш шунчалик кучли бўлади. Кучсизроқ боғланиш бўлиши талаб қилинганда, одатда, C_δ ни $C1$ ва $C2$ га қараганда анча кам қилиб танланади. Боғланиш коэффициенти ўзгарадиган ҳолларда C_δ сифатида ўзгарувчан сигимли конденсатор ишлатилади. Сигим орқали боғланган контурларда бўладиган жараёнлар индуктив боғланган контурлардаги каби бўлади. Шу сабабли индуктив боғланган контурлар учун ёзилган муносабатлар сигим орқали боғланган контурлар учун ўринли бўлади.



3.16- расм. Автотрансформатор орқали боғланган контурлар:

a — боғланиш ғалтаги биринчи контурда; *b* — боғланиш ғалтаги иккинчи контурда

Автотрансформатор орқали боғланган контурлар (3.16- расм). Бундай ҳолда контурлар умумий ғалтакка эга бўлади. Энергия бир контурдан иккинчисига қисман магнит майдон орқали ўтса, қисман бевосита уланган жойлардан ўтади. 3.16- расмдаги (а) схемада $L1$ ғалтак биринчи контурга тўла, иккинчи контурга эса унинг бир қисми (L_δ) киради. Бу ерда $L1$ ғалтак худди пасайтирувчи автотрансформатор каби ишлайди. L_δ ғалтаги $L2$ ғалтак билан биргаликда иккинчи контур индуктивлигини ҳосил қилади. Бу контурларда боғланиш коэффициенти L_δ ортиши билан ортиб боради. 3.16- расм, *b* даги $L2$ ғалтак

тўла ҳолича иккинчи контурги кириб, юксалтирувчи автотрансформатор каби ишлайди. Бу ғалтакнинг бир қисми (L_6) биринчи контур таркибига кириб $L1$ ғалтак билан биргаликда биринчи контур индуктивлигини ҳосил қилади. Бу схемада ҳам боғланиш коэффиценти L_6 ортиши билан ортади. Контурлараро боғланиш донмий бўлса, L_6 ғалтагидан чиқарилган уч унга қовшарлаб қўйилади. Алоқа ўзгариши лозим бўлган контурларда ғалтакнинг турлича ўрамлар сонига эга бўлган бўлакларидан уч чиқарилиб, сурилма контактлар системасига улаб қўйилади.

Қўриб ўтилган индуктив ва сиғим боғланишларига нисбатан автотрансформаторли боғланишда алоқа анча кучли бўлади. Шу сабабли бундай боғланиш кучли алоқа зарур бўладиган схемаларда қўлланилади (масалан, генераторларда). Энг кучсиз алоқа индуктив боғланишда бўлади. Бундай алоқа бир контур иккинчисига кам таъсир кўрсатадиган ҳолларда ишлатилади (масалан, радио ўлчов ишларида). Айрим радиоэлектрон қурилмаларда индуктив ва сиғим алоқа бир вақтнинг ўзида қўлланилиши мумкин.

3.4. ТўРТ ҚУТБЛИ ЗАНЖИРЛАРНИНГ ЭКВИВАЛЕНТ СХЕМАЛАРИ

Юқорида кўриб ўтилган тўрт қутбли занжирлар содда ҳисобланади. Бундай занжирлар радиоэлектрон қурилманинг айрим қисмларида мавжуд бўлади. Реал радиоэлектрон қурилмани тўрт қутбли деб қаралганда унинг занжири анча мураккаб бўлиши мумкин. Баъзи ҳолларда схеманинг реал занжирини чизиш анча мушкул вазифа ҳисобланади. Шу сабабли ихтиёрий тўрт қутбли системани қандайдир каноник (содда) эквивалент схема билан алмаштириш маъқул бўлади.

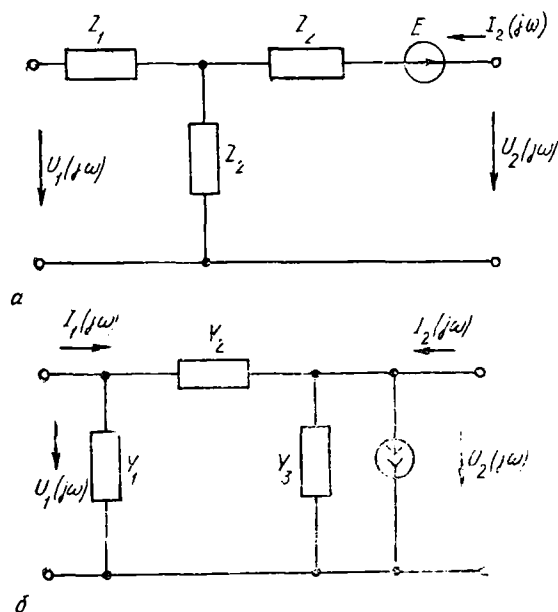
Тўрт қутбли системанинг эквивалент схемаси реал схема ўрнини боса олиши керак. Бундай алмаштиришдан сўнг кириш ва чиқиш қисқичларида ток ва кучланиш йўналиши ўзгармаслиги керак. Одатда эквивалент схема сифатида элементлар сони кам бўлган схема танланади.

Эквивалент схемалар ичида энг кўп тарқалганларининг шакли Т ва П кўринишида бўлади (3.17-расм). Т кўринишидаги схемани тўла қаршиликлар орқали ифодалаш қулай. 3.17-расм, а да келтирилган Т кўринишидаги схема учун контур токлари тенгламаси қуйидаги кўринишга эга бўлади:

$$\begin{aligned} U_1(j\omega) &= Z_1 \cdot I_1(j\omega) + Z_2 [I_1(j\omega) + I_2(j\omega)] \\ U_2(j\omega) &= Z_3 \cdot I_2(j\omega) + Z_2 [I_1(j\omega) + I_2(j\omega)] + E(j\omega) \end{aligned} \quad (3-49)$$

Биринчи тенгламага $Z_{12} \cdot I_1(j\omega)$ иккинчи тенгламага $Z_{12} [I_1(j\omega) + I_2(j\omega)]$ ни қўшиб, ҳам айирамиз. У ҳолда

$$\begin{aligned} U_1(j\omega) &= (Z_{11} - Z_{12}) \cdot I_1(j\omega) + Z_{12} [I_1(j\omega) + I_2(j\omega)], \quad (3-50) \\ U_2(j\omega) &= (Z_{22} - Z_{12}) \cdot I_2(j\omega) + Z_{12} [I_1(j\omega) + I_2(j\omega)] + \\ &\quad + (Z_{21} - Z_{12}) \cdot I_1(j\omega) \end{aligned}$$



3.17- расм. Тўрт қутбли системанинг эквивалент схемаси
а) Т — кўринишида; б) П — кўринишида.

бўлади. Ҳосил бўлган тенгламаларда

$$Z_1 = Z_{11} - Z_{12}; \quad Z_2 = Z_{12}; \quad Z_3 = Z_{22} - Z_{12};$$

$$E(j\omega) = (Z_{22} - Z_{12}) \cdot I_1(j\omega) \quad (3-51)$$

шартлар бажарилса (3-49) ва (3-50) лар ўзаро эквивалент бўлади.

Худди шундай усулни П кўринишдаги схема учун қўллаш мумкин. Бу схемада тўла қаршилиқ ўрнига тўла ўтказувчанлик асосида ҳисоблаш қулай. Бундай занжирнинг параметрлари

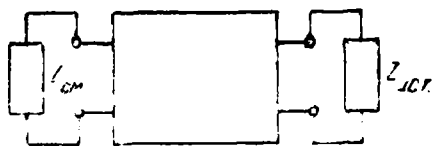
$$Y_1 = Y_{11} + Y_{12}; \quad Y_2 = -Y_{12}; \quad Y_3 = Y_{22} + Y_{12};$$

$$I(j\omega) = -(Y_{21} - Y_{12}) \cdot U_1(j\omega). \quad (3-52)$$

Агар тўрт қутбли системанинг кириш ва чиқиш қисқичларининг ўрни ўзгартирилганда унинг параметрлари ўзгармаса, система симметрик тўрт қутбли система деб аталади. Т ва П кўринишдаги эквивалент схемаларнинг симметрик бўлиши шarti $E = 0$ ва $Z_1 = Z_2$ ёки $I(j\omega) = 0$ ва $Y_1 = Y_2$ (3-53) лардан иборат.

3.5. ТўРТ ҚУТБЛИ ЗАНЖИРНИ МОСЛАШТИРИШ

Тўрт қутбли занжир кўпинча манбадан истеъмолчига ўтказувчи тармоқ бўлиб хизмат қилади (3.18-расм). Истеъмолчи кириш қаршилиги тўрт қутбли занжирнинг чиқиш қаршилигига,



3.18- расм. Сигналлар манбаидан истеъмолчига тўрт қутб орқали сигнал ўтказиш.

сигнал манбаининг ички қаршилиги тўрт қутбли занжирнинг кириш қаршилигига тенг бўлмаганда уларни мослаштириш зарур бўлади. Бу масалаларни симметрик тўрт қутбли занжир учун кўриб чиқайлик. Симметрик бўлиш шартларига кўра

$$Z_{\text{кир}} = Z_{11} - \frac{Z_{12}^2}{Z_{11} + Z_{\text{ист}}} \quad (3-54)$$

Бундан $Z_{\text{ист}}$ ни шундай танлаш мумкинки, натижада

$$Z_{\text{кир}} = Z_{\text{ист}} = Z_{\text{т}} \quad (3-55)$$

бўлади,

$$Z_{\text{т}} = Z_{11} - \frac{Z_{12}^2}{Z_{11} + Z_{\text{т}}} \quad (3-56)$$

Бундан

$$Z_{\text{т}} = \pm \sqrt{Z_{11}^2 - Z_{12}^2}$$

экани келиб чиқади. Чиқиш қисмида қисқа туташув рўй берганда

$$Z_{\text{ист}} = 0; \quad Z_{\text{кир қ.т}} = Z_0 = Z_{11} - \frac{Z_{12}^2}{Z_{11}}$$

салт ишлаш режимида

$$Z_{\text{н}} = \infty; \quad Z_{\text{кир с.н}} = Z_{\infty} = Z_{11}$$

бўлади, у ҳолда

$$Z_{\text{т}} = \pm \sqrt{Z_0 \cdot Z_{\infty}} \quad (3-57)$$

бўлиб, $Z_{\text{т}}$ тўлқин қаршилиқ деб аталади.

Агар $Z_{\text{ист}} = Z_{\text{см}} = Z_{\text{т}}$ бўлса, тўрт қутбли занжир ташқи занжирга мослаштирилган дейилади, бу ерда $Z_{\text{см}}$ — сигналлар манбаининг қаршилиги.

Т кўринишдаги (3.17- расм, б) эквивалент схеманинг симметриклик шarti $Z_3 = Z_1$ га кўра

$$Z_{11} = Z_1 + Z_2; \quad Z_{12} = Z_2; \quad Z_{\text{т}} = \sqrt{Z_1^2 + 2Z_1 \cdot Z_2}$$

Шунга ўхшаш II кўринишдаги эквивалент схеманинг тўлқин қаршилиги

$$Z_{\text{т}} = \sqrt{\frac{1}{Y_1^2 + 2Y_1 Y_2}}$$

экани келиб чиқади.

Шундай қилиб тўрт қутбли занжир мувофиқлашганда $Z_{\text{ист}}$, $Z_{\text{см}}$, $Z_{\text{т}}$ лар ўзаро тенг бўлиб, манбадан истеъмолчига энг кўп қувват узатилади. Шу сабабли тўрт қутбли занжирларни ташқи занжирларга мослаштириш катта аҳамиятга эга. Бу масалалар кучайтиргичларнинг охириги босқичларида, генератор ва узатувчи линиялар орасидаги муносабатларда, антеннани радиопередатчикларга улашда ва шунга ўхшаш системаларда муҳим аҳамиятга эга.

4-Б О Б. ФИЛЬТРЛАР

4.1. ФИЛЬТРЛАРНИНГ ТУРЛАРИ ВА ПАРАМЕТРЛАРИ

Электр филтрлари мураккаб сигналлар орасидан маълум частоталар оралиғига эга бўлган сигналларни ажратиб олиш, белгиланган частоталар оралиғидаги сигналларни бартараф қилиш ва шунга ўхшаш вазифаларни бажаради.

Филтрларнинг асосий параметрларидан бири $A = F(\omega)$, яъни сигнал амплитудасининг частотага боғлиқлик графигидир. Лекин кўпинча амплитуда ўрнига частота ўтказиш коэффициентининг частотага боғлиқлиги олиб кўрилади.

Филтрнинг частота ўтказиш полосаси дейилганда, ўтказиш коэффициенти маълум бир белгиланган $K_u(j\omega)$ қийматдан катта бўлган частоталарни ўз ичига олган оралиқ тушунилади.

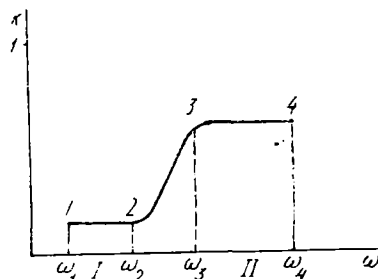
Филтрнинг частотани тўсиш полосаси дейилганда, филтрнинг ўтказиш коэффициенти маълум бир белгиланган қийматдан кичик бўлган частоталарни ўз ичига олган оралиқ тушунилади.

Идеал филтрларда ўтказувчи полосада $K_u(j\omega) = 1$, тўсувчи полосада эса, $K_u(j\omega) = 0$ бўлиши керак.

Ўтказувчи полоса ва тўсувчи полосаларни ўзаро ажратувчи частота қирқиш частотаси дейилади.

Реал филтрларда $0 < K_u(j\omega) < 1$ бўлганлигидан ўтказувчи ва тўсувчи полосалар орасидаги чегара кескин ўзгармасдан, балки бир қийматдан иккинчи қийматга бир текисда ўзгариб ўтади. Мисол тариқасида 4.1-расмда ўтказувчи ва тўсувчи полосалар келтирилган. Бунда ω_2 — тўсувчи полосани қирқиш частотаси, ω_3 — ўтказувчи полосанинг қирқиш частотаси деб юритилади.

Ҳозирги замон радиоэлектрон филтрлари *пассив* ёки *актив* элементдан иборат бўлади. Пассив филтрларда R , $-L$, $-C$ — пассив элементлар бўлади. Актив филтрлар таркибида R , $-L$, $-C$ — лардан ташқари актив элементлар — транзисторлар, интеграл микросхемалар, кучайтиргичлар ёки махсус асбоблар бўлади.



4.1- расм. Филтр частота характеристикаси:

$(\omega_2 - \omega_1)$ — тўсувчи; $(\omega_4 - \omega_3)$ — ўтказувчи полоса.

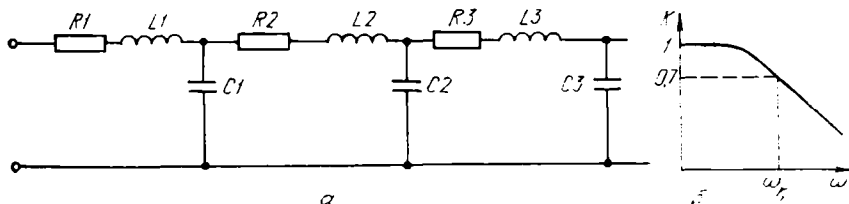
Фильтрлар бир тармоқли ёки кўп тармоқли бўлиши мумкин. Фильтрлар таркибига кирган элементларга кўра электрик, пьезоэлектрик ва электромеханик фильтрларга ажралади.

Электрик фильтрларда R, L, C пассив элементлар билан бирга электрон асбоблар ҳам ишлатилса, пьезоэлектрик фильтрларда пьезоэлектрик эффектга асосланиб ишлайдиган қурилмалар — кварц резонаторлар қўлланилади. Бу фильтрларда резонаторлар ўзаро электрик жиҳатдан L ёки C элементи орқали боғланади. Электромеханик фильтрларда ҳам резонаторлар ишлатилиб, улар орасидаги алоқа — электр ва механик усулда амалга оширилади.

Радиоэлектрон қурилмаларда асосан паст частотали ПЧФ, юқори частотали ЮЧФ, полосали ПФ ва тўсувчи фильтрлар ТФ қўлланилади.

42. ПАССИВ ЭЛЕМЕНТЛИ ФИЛЬТРЛАР

1. Паст частотали фильтрлар. (42.2- расм). Бундай фильтрнинг кириш қисмига паст частотали сигнал берилганда, $R1; L1; R2; L2$ ва ҳ. дан иборат кетма-кет уланган занжирнинг унга қаршилиги айтарли катта бўлмайди. Ҳар бир тармоққа уланган $C1, C2, C3$ ва ҳ. конденсаторларнинг қаршилиги эса катта бўлади,



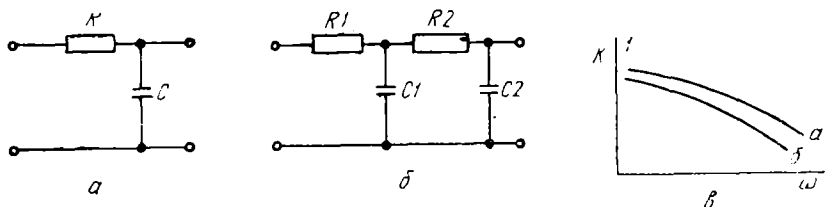
4.2- расм. Паст частотали фильтр (а) ва унинг частота характеристикаси (б).

Шу сабабли филтрдан ўтувчи паст частоталар унчалик катта қаршиликка учрамайди. Сигнал частотаси орта бориши билан $R1; L1, R2, L2$ ларнинг қаршилиги кўпая бошлайди. $C1, C2, C3$ конденсаторларнинг қаршилиги эса камая бошлаб, сигнални шунтлай бошлайди. Шу сабабли юқори частотали сигналлар учун занжирнинг қаршилиги катта бўлади ва бундай занжир мураккаб сигналлар орасидан маълум қирқиш частотасидан кичик частотали сигналларни ажратиб олади. Бир звеноли фильтрнинг қирқиш частотаси

$$\omega_k = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (4-1)$$

бўлади.

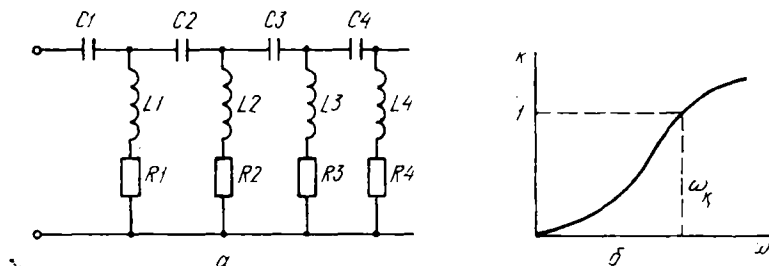
Кейинги пайтларда радиоэлектрон аппаратларнинг ихчамлаштирилиши туфайли R, C — фильтрлар ўрнида, R, L, C — фильтрлар кенг қўлланилмоқда (4.3- расм). Бир звеноли фильтрнинг қирқиш частотаси



4.3- расм. Паст частотали RC — филтрлар (а, б) ва уларнинг частота характеристикалари (в).

$$\omega_k = \frac{1}{RC} \quad (4-2)$$

бўлади. Звенолар сони орта бориши билан частота характеристикасининг тушиш қиялиги катталашади. Бундай занжирларда алоҳида звеноларга кирувчи R ва C лар ҳар хил бўлиши мумкин, лекин RC — кўпайтма ҳамма звено учун бир хил бўлиши керак. 4.3- расм, в да ўтказиш функциясининг частота характеристикасини звенолар сонига боғлиқ ҳолда кўрсатилган.

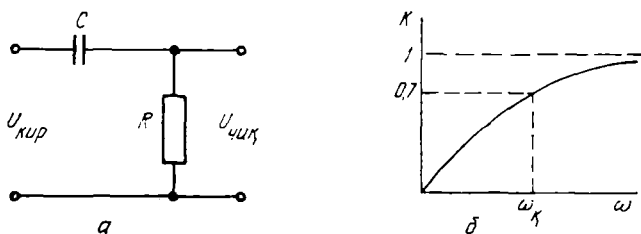


4.4- расм. Юқори частотали филтр (а) ва унинг частота характеристикаси (б)

2. Юқори частотали филтрлар (4.4.- расм). Филтрнинг кириш қисмига мураккаб сигнал берилганда, $C1, C2, C3$ элементлар унинг паст частотали ташкил этувчисига катта қаршилик кўрсатадилар. $L1, R1, L2, R2, L3, R3$ элементлар қаршилиги эса кам бўлиб, сигнални шунтлайдилар. Шу сабабли бир неча звенодан ўтган паст частотали сигналнинг амплитудаси жуда кичик бўлиб қолади.

Юқори частотали сигналлар $C1, C2, C3$ дан ўтишда унчалик катта қаршиликка учрамайди, $L1, R1, L2, R2, L3, R3$ лар уланган тармоқларнинг юқори частоталарга кўрсатган қаршилиги катта бўлганлигидан сигнал шунтланмайди. Шундай қилиб занжир маълум ω_k частотадан юқори частотали сигналлар учун филтр вазифасини ўтайди. Бундай занжирнинг қирқиш частотаси ҳам $\omega_k = \frac{1}{LC}$ бўлади.

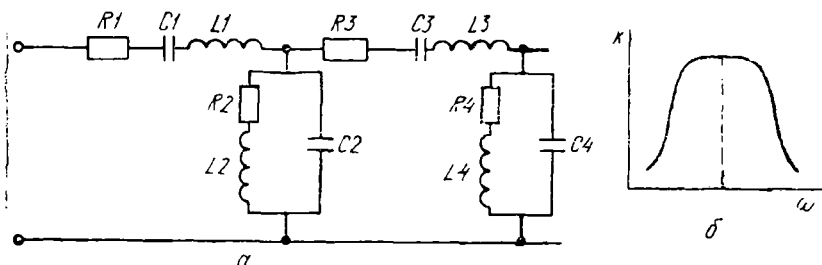
Қаршилик ва сифмдан иборат юқори частотали филтрлар ҳам кенг қўлланилади. RC дан иборат энг оддий юқори частота-



4.5- расм. Юқори частотали CR филътр (а) ва унинг частота характеристикаси (б).

ли филътр 4.5-расмда келтирилган. Унинг қирқиш частотаси паст частотали филътрники (4.2) каби бўлади.

3. Полосали филътрлар. Боғланган контурлардан иборат бўлиб, аниқ бир частотага созланган филътр *полосали филътр* деб юритилади. Бундай филътрнинг частота характеристикасида ўтказиш ва тўсиш полосаси ўзаро кескин ажралган бўлиши учун боғланган контурларнинг мураккаброқ схемасидан фойдаланилади (4.6-расм). 4.6-расм, а да келтирилган филътр иккита контур-



4.6- расм. Полосали филътр (а) ва унинг частота характеристикаси (б).

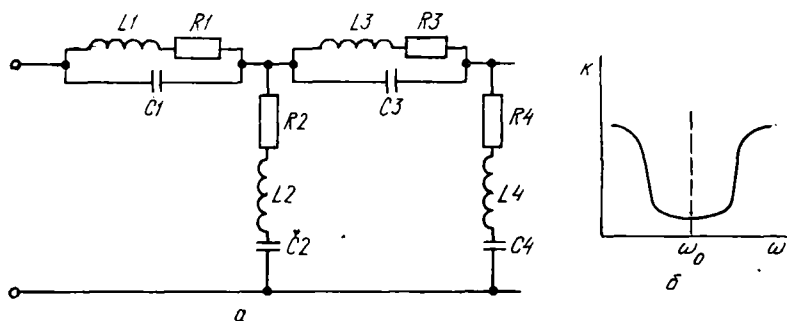
дан иборат звенолардан тузилган. Контурлардан бири занжирга кетма-кет уланса, иккинчиси параллел уланади. Филътрнинг ишлаш принципини кўриб чиқайлик. Филътр кириш қисмига паст частотали сигнал берилганда кетма-кет уланган $C1$, $R1$, $L1$, $C3$, $R3$, $L3$ лар қаршилиги катта бўлганлиги туфайли ва $R2$, $L2$, $R4$, $L4$ лар шунтловчи таъсир кўрсатганлигидан филътрнинг чиқиш қисмида паст частотали сигналнинг амплитудаси жуда кичик бўлади.

Филътр кириш қисмига юқори частотали сигнал берилганда $C1$, $C3$ лар катта қаршилик кўрсатмай, унга кетма-кет уланган $R1$, $L1$, $R3$, $L3$ лар катта қаршилик кўрсатади, $C2$ ва $C4$ лар эса шунтловчи таъсир кўрсатади. Натижада юқори частотали сигнал амплитудаси филътрнинг чиқиш қисмида жуда кичик қийматга эга бўлади.

Энди филътр кириш қисмига контурларнинг резонанс частотасига тенг ва унга яқин бўлган частотали сигнал берилган ҳолни кўрайлик. Бу пайтда $R1$, $C1$, $L1$ ва $R3$, $C3$, $L3$ дан иборат контурларда кучланишлар резонанси, $R2$, $C2$, $L2$ ва $R4$, $C4$, $L4$ дан иборат контурларда эса, тоқлар резонанси вужудга келади. Шу сабабли кетма-кет уланган контурлар қаршилиги кескин камаяди, параллел уланганлариники эса ортади. Натижада филътрнинг чиқиш қисмида резонанс частотага яқин бўлган частотали сигналларнинг амплитудаси катта бўлади (4.6- расм, б).

Филътрдаги звенолар сони ортиши билан, ўтказувчи ва тўсувчи полосалар орасидаги чегара тобора аниқ бўла бошлайди.

4. Тўсувчи филътрлар. Баъзи ҳолларда радиоэлектрон қурилмаларга маълум бир частотага эга бўлган сигнални ўтказмаслик зарур бўлади. Бу вазифани бажарувчи филътр *тўсувчи филътр* деб аталади. 4.7- расм, а да шундай филътрлардан бирининг схемаси келтирилган.



4.7- расм. Тўсувчи филътрлар (а) ва унинг частота характеристикаси (б).

Филътр кириш қисмига паст частотали сигнал берилса, у $L1$, $R1$, $L3$, $R3$ орқали бемалол ўта олади, $C2$, $C4$ лар сигналнинг шунтланишига йўл қўймайди. Филътрга юқори частотали сигналлар берилган ҳолда сигнал $C1$, $C3$ лар орқали филътрнинг чиқиш қисмига ўтади, $R2$, $L2$, $R4$, $L4$ лар сигналнинг шунтланишига йўл қўймайди.

Энди филътрнинг кириш қисмига контур резонанс частотасига тенг ёки унга яқин бўлган частотали сигнал берилса, $L1$, $R1$, $C1$ ва $L3$, $R3$, $C3$ дан иборат контурларда тоқлар резонанси, $L2$, $R2$, $C2$ ва $L4$, $R4$, $C4$ дан иборат контурларда кучланишлар резонанси кузатилади. Натижада $L1$, $R1$, $C1$ ва $L3$, $R3$, $C3$ контурларнинг қаршилиги кескин ортиб, $L2$, $R2$, $C2$ ва $L4$, $R4$, $C4$ контурларнинг қаршилиги камаяди. Натижада шу полосага тўғри келган сигналларнинг амплитудаси филътрнинг чиқиш қисмига борган сари кичиклашиб боради. Филътрдаги звенолар сони ортган сари филътрнинг частота характеристикаси идеал ҳолатга яқинлашиб боради.

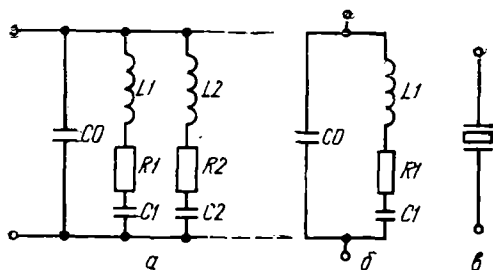
4.3. ПЬЕЗОЭЛЕКТРИК ВА ЭЛЕКТРОМЕХАНИК ФИЛЬТРЛАР

Пьезоэлектрик филтрлар. Умумий физика курсидан маълумки, баъзи бир кристаллар электр майдонига қўйилганда, улар механик деформацияга учрайди. Кристаллни пластина шаклида қирқиб, уни ўзгарувчан электр майдонига жойлаштирилса, у гоҳ сиқилиб, гоҳ кенгайиб тебранма ҳаракатга келади. Бу ҳодиса *пьезоэлектрик эффект* деб аталади. Пьезоэлектрик эффектга эга бўлган кристалларга кварц, сегнет тузи, титанат барий, ниобат литий ва шунга ўхшаш кристаллар кирилади. Кварц кристалидан ясалган пластина доира ва тўртбурчак шаклида X ёки Y кристаллографик ўқларига нисбатан перпендикуляр ҳолда қирқилиб, унинг икки томони ток ўтказадиган модда билан қопланади (масалан, кумуш). Сўнгра у бирор пластмасса қобиқ ичига жойлаштирилиб, ток ўтказадиган соҳаларидан металл ўтказгич чиқарилади. Бу система *кварц резонатори* деб юритилади. Пластинанинг хусусий тебраниш частотаси, пластина қалинлигига боғлиқ бўлади. Пластина қалинлиги ортиши билан резонанс частотаси камая боради. Кварц резонаторлари ташқи муҳит ҳарорати ўзгариши билан ўз резонанс частотасини деярли ўзгартирмайди. Шу сабабли кварц резонаторлари ёрдамида частота ўтказиш полосаси кичик бўлган филтрларни тузиш мумкин. Пластина X , Y ўқларига нисбатан қирқилишига қараб ундаги тебранишлар бўйлама ёки кўндаланг бўлиши мумкин. Шу билан бирга резонаторда асосий резонанс частотали тебранишлардан ташқари унинг 1, 3, 5 гармоникаларига тенг бўлган тебранишларни ҳам ҳосил қилиш мумкин. Шу сабабли филтрни резонаторнинг асосий частотасидан ташқари унинг гармоникаларига тўғри келадиган частоталарга ҳам мослаш мумкин.

Умумий ҳолда резонаторнинг эквивалент схемасини қуйидагича ифодалаш мумкин (4.8-расм). Бунда CO — резонатор электродлари орасидаги хусусий сўғим, $L1$, $C1$, $R1$, $L2$, $C2$, $R2$ лар частотаси асосий ва гармоникаларга мос келадиган контурлар.

Агар филтр сифатида фақат асосий частота ёки аниқ бир гармоникадан фойдаланилса, резонатор бир контурли ҳолда ифодаланади (4.8-расм, б). 4.8-расм, в да резонаторнинг принципиал схемаларда белгиланиш шакли келтирилган.

Резонаторларнинг аслиги жуда юқори бўлади. Масалан, кварц кристалли резонаторнинг аслиги 10^6 , пьезокерамикали резонаторларники бир неча минг атрофида бўлади. Шунинг эъти-



4.8- расм. Резонаторнинг эквивалент схемалари:

а — қўп контурли; б — бир контурли ва в — схематик белгиси.

борга олиб эквивалент схемадаги $R1, R2$ ларни ҳисобга олмаса ҳам бўлади. Лекин, қолган $L1, CO, C1$ лар орасидаги муносабабни аниқлаш осон эмас. Умумий ҳолларда $CO/C1$ нисбат аниқлашни мумкин, холос. Бу нисбатнинг минимал қиймати кварц резонаторлари асосий частотаси учун 125 га, керамикали резонаторларда эса, 20—30 атрофида бўлади.

Пьезоэлектрик резонаторлар иштирокида ясалган филтрлар «Нарвон» ва «Кўприк» схемаларида қурилади. Нарвон схемасида бўйлама ва кўндаланг шохобчаларда элементлар резонаторлар билан алмаштирилади ва қўшимча сиғимлар уланади. Бунда ҳосил бўлган филтрнинг частота ўтказиш полосаси жуда кичик бўлади. Унинг нисбий кенглиги

$$\Delta\Omega = \frac{\Delta\omega}{\omega_0} < 10^{-3}$$

атрофида бўлади.

Частота ўтказиш полосаси кенг бўлган $\Delta\Omega \sim 10^{-1}$ филтр ҳосил қилиш учун кўприк схемасидан фойдаланилади ва филтрга қўшимча индуктивликлар уланади.

Электромеханик филтрлар. Бундай филтрларнинг пьезоэлектрик филтрлардан фарқи шундаки, резонатор элементлари фақат механик кўринишда бўлмасдан, балки улар орасидаги алоқа ҳам механик равишда амалга оширилади. Электромеханик филтрнинг блок схемаси 4.9-расмда келтирилган. Киришдаги ўз-

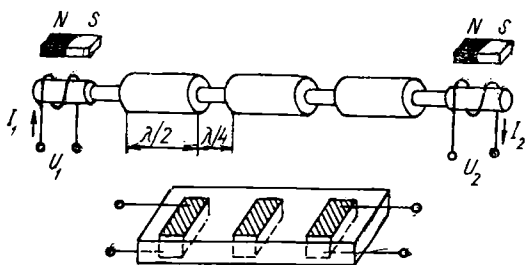


4.9- расм. Электромеханик филтрнинг блок схемаси.

гартгич электр тебранишларини механик тебранишларга, яъни ток ва кучланишни, тезлик — v_m ва куч — F_m га айлантириб беради. Механик тебранишлар ўзгартгичдан сўнг филтрнинг механик қисмига узатилади. У резонаторлар ва уларнинг боғловчи элементларидан ташкил топган. Филтрланган механик тебранишлар охириги блокда яна электр тебранишларга айлантирилади.

Резонаторлар одатда темир-никель қотишмасидан стержень ёки диск кўринишида тайёрланади. Улар бир-бири билан қисқа симлар орқали туташтирилади. Туташтирувчи сим материали резонатор материали билан бир хил бўлади. Ўзгартгичлар магнитострикция ёки пьезоэлектрик ҳодисасига асосланиб ишлайдиган бўлиши мумкин. Магнитострикция ҳодисасига асосланиб ишлайдиган ўзгартгичларнинг ўзаклари ферритдан, пьезоэлектрик ўзгартгичлар эса, пьезокерамикадан ясалади.

Электромеханик филтрлар занжирли тузилишга эга бўлиб, нарвон шаклидаги электр эквивалент схемасига эга бўлади. Маг-



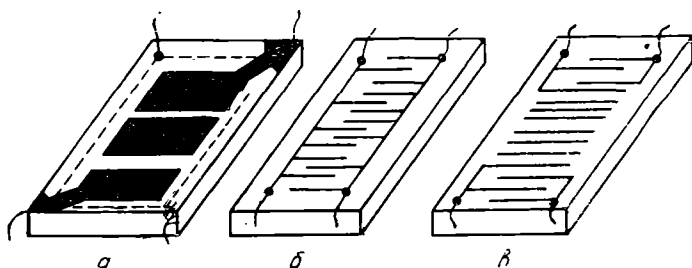
4.10- расм. Магнитоэлектрик ҳодисасига асосланиб ишлайдиган филтрлар.

нитострикция ҳодисасига асосланиб ишлайдиган ўзгарткичларда бўйлама тебранишлар ҳосил қилувчи, узунлиги ярим тўлқин узунлигига эга бўлган стержень кўринишидаги резонаторлар ишлатилади (4.10- расм). Резонаторларни бир-бирига боғловчи симлар узунлиги чорак тўлқин узунлигига тенг бўладиган қилиб танланади. Бундай кўринишга эга

бўлган резонаторлардан кўп звеноли филтр яшаш мақсадга мувофиқ эмас, чунки филтр ўлчамлари катталашиб кетади. Бундай ҳолларда резонатор буралма тебранишлар ҳосил қилувчи диск шаклида ясашиб, боғловчи симлар узунлиги ҳам қисқартирилади.

Пьезоэлектрик эффектга асосланиб ишлайдиган филтрлар яхлит ҳолда пьезоэлектрик материалдан пластина шаклида ясалади. Бундай филтрда резонатор вазифасини иккита электрод орасидаги соҳа бажарса, боғловчи вазифасини электродлар орасидаги соҳа ўтайди. Бундай филтрларнинг механик конструкцияси пишиқ бўлиб, тайёрлаш анча қулайдир. Кейинги вақтларда акустоэлектроника соҳаси ривожланиши билан материал сиртидагина ҳосил бўладиган механик (акустик) тебранишлардан фойдаланган ҳолда, анча юқори частотали филтрларни ишлаб чиқаришга муваффақ бўлинди (4.11- расм).

Қуйидаги жадвалда акустик тебранишлар ёрдамида ишлайдиган филтрларнинг турлари, частота ўтказиш полосаси ва сигнални сусайтириши келтирилган.



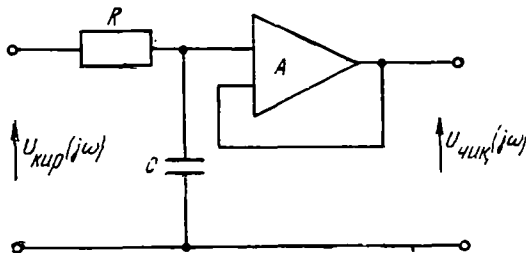
4.11- расм. Акустик филтрлар:

а, б — полосали; в — тўсувчи.

Филтр тури	Ўртача частота, МГц	Частота ўтказиш полосаси МГц	Ўтказиш полосасида сигналнинг сустайиши, дБ	Ўсувчи полосада халақит сигналларини сустайтириш, дБ
Полосали электромеханик филтрлар	0,005—0,5	$10^{-5} \div 5 \cdot 10^{-2}$	6—20	60—80
Полосали, яхлит шаклдаги пьезоэлектрик филтрлар	3—300	$3 \cdot 10^{-3} \div 0,3$	1—10	30—80
Сиртда ҳосил бўлувчи акустик тўлқинларда ишлайдиган полосали филтрлар	5—1000	0,05—100	6—60	20—60
Сиртда ҳосил бўлувчи акустик тўлқинларда ишлайган ўсувчи филтрлар	20—30	0,5—5	6—40	40—70

4.4. RC-ЗАНЖИРЛИ АКТИВ ФИЛЬТРЛАР

Микроэлектроника асосидаги радиоэлектрон қурилмаларда ишлатиладиган филтрларнинг ўлчамлари кичик бўлиши талаб қилинади. Шунинг учун бу ерда ўлчами катта бўлган ғалтакли пассив LC-занжирни ишлатиб бўлмайди. Электромеханик филтрларнинг ўлчами ҳам интеграл микросхемалар ўлчамига нисбатан катта бўлганлигидан уларни қўллаш ҳам қўйилган талабга жавоб бермайди. Шу сабабли микроэлектроника соҳасида пассив филтрларга нисбатан актив филтрлардан фойдаланиш мақсадга мувофиқ бўлади. Бу филтрларда операцион кучайтиргичлар ишлатиб, уларда тескари боғланиш вужудга келтирилади. Операцион кучайтиргичларнинг тузилиши, ишлаш принципи кейинги бобларда кўриб ўтилади.



4.12- расм. RC — занжирли актив филтр.

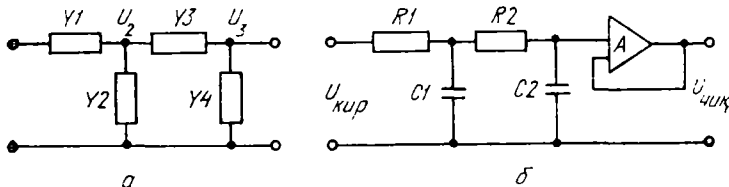
RC-занжирли актив филтр схемаси 4.12-расмда келтирилган. Бу филтрда битта қаршилиқ, битта сифим ва операцион кучайтиргич мавжуд. Бу филтр учун:

$$\frac{U_{\text{чик}}(j\omega)}{U_{\text{кир}}(j\omega)} = \frac{1}{1 + \frac{j\omega}{\omega_0}} \quad (4-1)$$

деб ёзиш мумкин. Бу ерда

$$\omega_0 = \frac{1}{CR}.$$

Бу филтрда қаршилиқ ва сифимнинг ўрни алмаштирилса, паст частотали филтр юқори частоталига айланади. Бу филтр пара-



4.13- расм. Иккинчи тартибли пасив (а) ва актив (б) филтр.

метрлари $j\omega$ нинг биринчи даражасига пропорционал бўлганлигидан *биринчи тартибли филтр* деб аталади.

Филтр таркибида элементлар кўпайган сари унинг параметрлари $(j\omega)^2$ га пропорционал бўлади. Масалан 4.13- расм, *а* да келтирилган филтрни кўриб чиқайлик. Тугунлардан чиқаётган тоқлар учун

$$\begin{aligned} -Y_1 U_1 + (Y_1 + Y_2 + Y_3) \cdot U_2 - Y_3 \cdot U_3 &= 0 \\ -Y_3 \cdot U_2 + (Y_3 + Y_4) \cdot U_3 &= 0 \end{aligned}$$

тенгламаларни ёзиш мумкин. $U_3 = U_{\text{чик}}$ белгилашни киритиб, тенгламалардан U_2 ни қисқартирилса,

$$\frac{U_{\text{чик}}}{U_1} = \frac{Y_1 \cdot Y_3}{Y_1 \cdot Y_3 + Y_1 \cdot Y_4 + Y_2 \cdot Y_3 + Y_2 \cdot Y_4 + Y_3 \cdot Y_4} \quad (4-3)$$

бўлади. Бу тенглама паст частотали филтрни ифодалаши учун каср сурати частотага боғлиқ бўлмаслиги, яъни Y_1 ва Y_3 лар актив қаршилик характериға эға бўлиши керак. Махражда Y_1 ва Y_3 қатнашмаган фақат битта ҳад $Y_2 \cdot Y_4$ кўпайтма бор. Демак, махражда $(j\omega)^2$ га пропорционал бўлган ҳад бўлиши учун Y_2 ва Y_4 лар сиғим характериға эға бўлиши лозим. (4 — 3) тенгламага $Y_1 = 1/R_1$, $Y_3 = 1/R_3$, $Y_2 = j\omega C_2$ ва $Y_4 = j\omega C_4$ белгилашлар киритсак,

$$\frac{U_{\text{чик}}}{U_1} = \frac{1}{(j\omega)^2 \cdot C_2 \cdot C_4 \cdot R_1 \cdot R_3 + j\omega (C_2 \cdot R_1 + C_4 \cdot R_1 + R_3) + 1} \quad (4-4)$$

ҳосил бўлади. Шу йўл билан 4.13- расм, *б* даги актив филтр учун

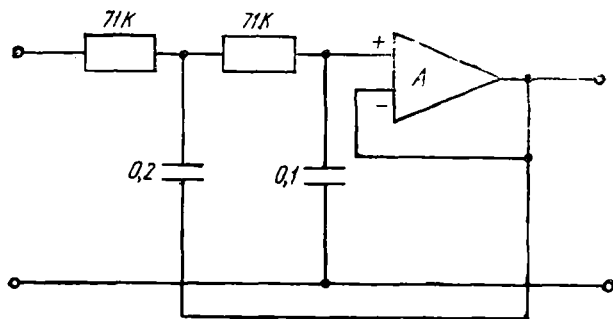
$$\frac{U_{\text{чик}}}{U_1} = \frac{Y_1 \cdot Y_3}{Y_1 \cdot Y_3 + Y_1 \cdot Y_4 + Y_2 \cdot Y_4 + Y_3 \cdot Y_4} \quad (4-5)$$

муносабатни олиш мумкин.

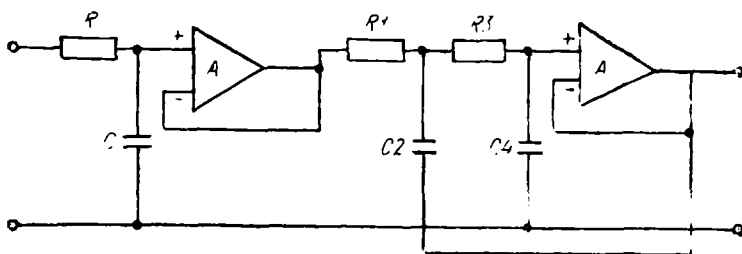
Актив филтрға мисол тариқасида 4.14- расмда частота ўтказиш полосаси 15.9 Гц бўлган паст частотали филтр схемаси келтирилган.

Биринчи ва иккинчи тартибли филтрлар комбинациясидан ихтиёрий тартибли филтр қуриш мумкин.

4.15- расмда учинчи тартибли актив филтр схемаси кўрсатилган. У биринчи ва иккинчи тартибли филтрлар комбинациясидан иборат.



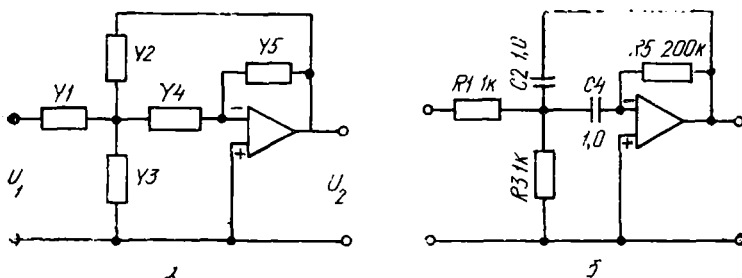
4.14- расм. Паст частотали актив RC-фильтр.



4.15- расм. Учинчи тартибли паст частотали актив филтр.

Частота ўтказиш полосалари бир-бирига туташ бўлган юқори ва паст частотали филтрларни ўзаро улаб полосали филтрларни ҳам ҳосил қилиш мумкин. Мана шундай полосали филтрлардан бирининг схемаси 4.16- расм, а да келтирилган. Схема учун тугунлардаги тоқлар тенгламасини ёзиб, юқоридагига ўхшаш амаллар бажарилганидан сўнг

$$\frac{U_{\text{чик}}}{U_1} = \frac{Y_1 \cdot Y_4}{Y_2 \cdot Y_4 + Y_5 \cdot (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4)} \quad (4-6)$$



4.16- расм. Полосали актив филтр:

а — умумий схемаси; б — частота ўтказиш полосали 1,59 Гц бўлган иккинчи тартибли филтр.

тенгликни оламиз: $Y_1 \div Y_5$ лар ўрнига мос ифодалар қўйилса,

$$\begin{aligned} \frac{U_{\text{чик}}}{U_1} &= \frac{j\omega C_4/R_1}{(j\omega)^2 \cdot C_2 \cdot C_4 + j\omega \left(\frac{C_2 + C_4}{R_5} \right) + \frac{1}{R_4 R_5} + \frac{1}{R_3 R_5}} = \\ &= \frac{j\omega C_4 \cdot R_5 \cdot R/R_1}{(j\omega)^2 \cdot C_2 \cdot C_4 \cdot R_5 \cdot R + j\omega (C_2 + C_4) \cdot R + 1} \end{aligned} \quad (4-7)$$

келиб чиқади, бу ерда R — параллел уланган R_1 ва R_3 қаршиликларни ифодаловчи эквивалент қаршилик. Коэффициентларни ўз ўрнига қўйиб стандарт ҳолатга келтирилгандан сўнг қуйидагига эга бўламиз

$$C_2 \cdot C_4 \cdot R_5 \cdot R = \frac{1}{\omega_0^2}, \quad (4-8):$$

$$(C_2 + C_4) \cdot R = \frac{1}{\omega_0 Q}, \quad (4-9)$$

$$\frac{C_4 \cdot R_5 \cdot R}{R_1} = \frac{A_0}{\omega_0 \cdot Q}. \quad (4-10)$$

Ҳисоблашга доир масала. Марказий частотаси 15,9 Гц, частота ўтказиш полосаси 1,59 Гц бўлган иккинчи тартибли филтрни ҳисоблаш талаб қилинади. Марказий частотага тўғри келган кучайтириш коэффициенти 20 га тенг бўлиши керак.

Ҳисоблашларни (4—8) ÷ (4—10) формулалар ёрдамида олиб борилса, номаълумлар сони бешта, тенгламалар сони учта бўлганлигидан иккита элемент ихтиёрий равишда танлаб олинади. Масалан, $C_2 = C_4 = 1$ мкФ қилиб олинганда

$$R = \frac{1}{\omega_0 \cdot Q \cdot (C_2 + C_4)} = \frac{1}{10^2 \cdot 10 \cdot 2 \cdot 10^{-6}} = 500 \text{ Ом};$$

$$R_5 = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot C_2 \cdot C_4 \cdot R} = \frac{1}{10^4 \cdot 10^{-12} \cdot 5 \cdot 10^2} = 200 \text{ кОм};$$

$$R_1 = \frac{\omega_0 \cdot Q \cdot C_4 \cdot R_5 \cdot R}{A_0} = \frac{10^2 \cdot 10 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot 10^5 \cdot 5 \cdot 10^2}{20} = 1 \text{ кОм};$$

$$R_3 = \frac{R_1 \cdot R}{R_1 - R} = 1 \text{ кОм}$$

келиб чиқади. Шу параметрларга эга бўлган филтър 4.16-расм, б да келтирилган.

5-БОБ. ПАРАМЕТРЛАРИ ТАҚСИМЛАНГАН ЗАНЖИРЛАР

5.1. ЛИНИЯЛАР

Олдинги бобда кўриб ўтилган пасив ва актив элементли радиоэлектрон занжирларда занжир параметрларини ифодаловчи катталиклар; сифим, индуктивлик, қаршилик ва шу кабилар занжирнинг маълум бир қисмларига тўпланган бўлади. Бундай занжирларда токнинг ёки кучланишнинг ўзгариши токнинг частотаси

доимий бўлган ҳолда вақтга боғлиқ бўлади. Бундай занжир — *параметрлари тўпланган* занжирлар деб аталади.

Радиоэлектрон қурилмаларда маълум шароитларда энергия бир блокдан иккинчи блокка иккита ўтказгичдан иборат линия орқали узатилиши мумкин. (Масалан, саҳнага ўрнатилган микрофондан ундан анча нарида жойлашган кучайтиргичга ва ундан зал бўйлаб жойлаштирилган радиокарнайларга ёки қабул қилувчи антеннадан телевизорга.)

Бундай линияларда электромагнит майдон

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon \cdot \mu}} \quad (5-1)$$

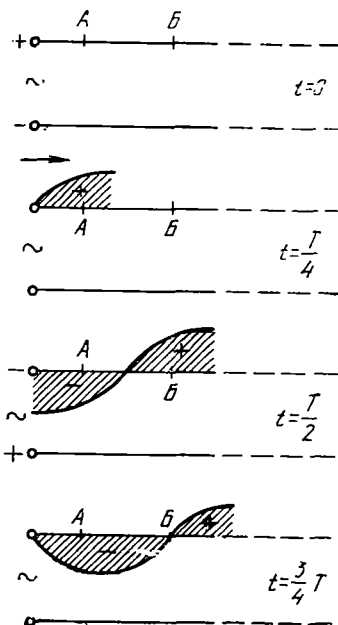
тезлик билан ҳаракатланади. Бу ерда, $c = 300000$ км/с ёруғликнинг вакуумдаги тезлиги; ϵ ва μ — мос равишда муҳитнинг диэлектрик ва магнит сингдирувчанлиги.

Электромагнит майдонда электр ва магнит майдонларининг куч чизиқлари ўзаро перпендикуляр бўлади. Тарқалаётган электромагнит тебранишлар *электромагнит тўлқинлар* деб аталади. Тўлқинларнинг тарқалиш йўналиши ҳар иккала майдон кучланганлик векторлари тебранаётган текисликка перпендикуляр бўлганлигидан иккита ўтказгичдан иборат линияда тарқалаётган электромагнит тўлқинлар кўндаланг тўлқинлардир. Бу линиялар шахсий индуктивликка, сиғимга, қаршиликка ва ҳ. параметрларга эга. Лекин бу параметрлар линиянинг маълум бўлақларига тўпланган бўлмасдан, балки линиянинг бутун узунлиги бўйлаб тақсимланган бўлади. Шу сабабли исталган хилдаги линиялар параметрлари *тақсимланган занжирлар* бўлади.

Параметрлари тўпланган занжирларда ток ва кучланишнинг тарқалиш вақти тебранишлар даврига нисбатан анча кичик бўлади. Чунки бундай занжирларнинг ўлчамлари тарқалаётган тўлқин узунлигидан кичик.

Агар линиянинг узунлиги унда тарқалаётган тўлқин узунлигидан катта бўлса, занжирнинг бир қисмида рўй бераётган ток ёки кучланиш ўзгариши маълум вақтдан сўнг занжирнинг бошқа қисмларига етиб боради. Шу сабабли бундай занжирлардаги жараёнлар фақат вақтга боғлиқ ҳолда ўзгармасдан, балки координатага ҳам боғлиқ бўлади. Бундай линиялар *узун линиялар* деб аталади.

Узун линиядаги тўлқин тарқалиш жараёнини икки ўтказгичли линияда



5.1- расм. Линияда тўлқин тарқалишининг вақтга боғлиқлик диаграммаси

кўриб ўтайлик (5.1-расм). Умуман икки ўтказгичли линия дейилганда, ўтказгичлар орасидаги масофа линиянинг узунлигидан бир неча баробар кичик бўлган иккита ўтказгичдан иборат система тушунилади.

5.1-расмда линияда турли вақтларга мос келган кучланиш эпюраси келтирилган. Бунда солиштириш учун линияда ётган иккита A ва B нуқталарини олиб қарасак, ундаги кучланиш бир вақтнинг ўзида турли катталикларга эга эканлигини ва вақтга боғлиқ ҳолда ўзгариб туришини кўришимиз мумкин.

Линияда бўладиган жараёнлар, шубҳасиз, унинг параметрлари сифими, индуктивлиги, қаршилиги ва ҳ. ларга боғлиқ. Лекин бу параметрларни турли хил узунликдаги ва конструкциядаги линиялар учун ҳисоблаш қийин. Шу сабабли бу параметрларнинг абсолют қиймати ўрнига узунлик бирлигига тўғри келган индуктивлик, сифим, қаршилиқ ёки ўтказувчанлик билан иш юритилади:

$$L_n = \frac{L_0}{l}; \quad C_n = \frac{C_0}{l}; \quad R_n = \frac{R_0}{l}; \quad Y_n = \frac{Y_0}{l} \quad (5-2)$$

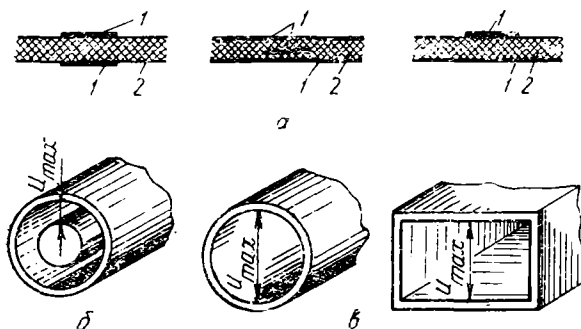
Бундай катталиклар погон индуктивлик (L_n), погон сифим (C_n), погон қаршилиқ R_n ва погон ўтказувчанлик (Y_n) деб аталади. Шунга кўра линия бўйлаб тарқалаётган тўлқин тезлиги

$$v = \frac{1}{\sqrt{L_n \cdot C_n}} \quad (5-3)$$

бўлади.

Линия симларини бир-биридан узоқлаштирсак, C_n камаяди, лекин шунга мос равишда L_n ортади. Симларни яқинлаштириш C_n нинг ортишига, L_n нинг эса камайишига олиб келади. Натижада $L_n \cdot C_n$ кўпайтма ҳар иккала ҳолда ҳам ўзгармай қолганлигидан тезлик ўзгармайди. Линия ўтказгичлари бир-биридан диэлектрик модда билан ажратилганда, муҳитнинг диэлектрик сингдирувчанлиги ϵ ўзгариб, магнит сингдирувчанлиги μ ўзгармай қолиб, тарқалиш тезлиги ўзгаради [(5 — 1) ифодага қ.]

Радиоэлектрон занжирларда икки ўтказгичли линиялардан ташқари йўлка (полосковые), тўлқин узатувчи қувур (валновод) ва коаксиаль кабель шаклидаги линиялар ишлатилади (5.2-расм).



5.2- расм. Линиялар:
а — йўлка; б — коаксиал
ва в — тўлқин узатувчи ли-
ниялар

Иккита бир хил параллел симлардан ташкил топган линия симметрик линия дейилади. Бундай линияларнинг тузилиши анча содда бўлиб, симметрик антенналарга улашда қулайлик туғдиради. Линиянинг асосий камчилиги ўзларидан тўлқинлар тарқатиш ёки тўлқин қабул қилиш мумкинлигидадир. Симметрик линияларда бир ўтказгичдаги ток, иккинчи ўтказгичдагига нисбатан қарама-қарши йўналишга эга бўлса-да, бир-биридан маълум масофада жойлашганликларидан уларнинг майдонлари бир-бирини тўла компенсацияламайди. Ўтказгичлар орасидаги масофа катталашган сари нурланиш шунчалик кўп бўлади.

Коаксиаль линиянинг кўриниши 5.2- расм, б келтирилган. Унда бир ўтказгич стержень шаклида ясалса, иккинчи ўтказгич унинг атрофида жойлаштирилган най шаклида бўлади. Эгилувчан кабелларда устки ўтказгич майда симлардан тўқилган қоплама шаклида ясалади. Ички ва ташқи ўтказгичлар бир-биридан юқори частотали пластмасса билан изоляция қилинади. Бу линиянинг тузилиши мураккаброқ бўлганлигидан нархи ҳам қimmatроқ бўлади. Лекин электромагнит майдон линия ичида бўлганлигидан, бундай линиялардан энергия нурланмайди. Ташқи ўтказгич юзаси катта бўлганлигидан бундай кабелларнинг актив қаршилиги кичик бўлади.

Кейинги вақтларда йўлкали линиялар кўп ишлатила бошланди. Чунки интеграл микросхемаларда линиянинг фақат шу турини амалда ишлатиш мумкин бўлмоқда. Йўлкали линия ўтказувчанлиги кам бўлган диэлектрик сиртига металл қатлам суркаб ясалади. Йўлкали линияларнинг баъзи хиллари 5.2- расм, а да келтирилган.

Одатда йўлкали линиялар хусусияти жиҳатидан икки ўтказгичли линия ва тўлқин узатувчи қувур оралиғига мос келган линия деб аталади. Йўлкали линияларда кўндаланг электромагнит тўлқинлар тарқалади, деб қараш мумкин. Бу линияларда энергия нурланиши унчалик кўп эмас. Лекин қаттиқ диэлектрикка эга бўлганлигидан коаксиаль линия ва тўлқин ўтказувчи қувурга нисбатан кўпроқ бўлади.

Линияда тарқалаётган тўлқин частотаси ортиши билан тўлқин энергияси кўпроқ исроф бўла бошлайди. Чунки йўлкали, коаксиаль кабелларнинг ички юзаси унчалик катта эмас. Юзани ошириш мақсадида ички ўтказгич диаметрини ошириб, изоляцион қатламни камайтирсак, катта қувватли электромагнит тебранишлар узатилганда диэлектрикнинг изоляцион қатлами ишдан чиқиши мумкин.

Бундай камчиликлардан қутулиш учун тўлқин ўтказувчи қувур (волновод) шаклидаги линиялар ишлатилади. Волновод дейилганда ички қисми доира ёки тўрт бурчак кўринишда бўлган металл қувур тушунилади (5.2- расм, в). Бунда электромагнит тўлқин шу металл қувур ичида тарқалади. Қувурнинг девори электромагнит тўлқинлар атрофга сочилмасдан, фақат қувур бўйлаб тарқалишига мажбур қилувчи экран вазифасини ўтайди. Коаксиаль кабелга нисбатан тўлқин узатувчи қувурда энергия сар-

фи анча кам. Чунки, унда икки ўтказгич ва изоляцияловчи ди-
электрик бўлмайди. Қувурларда энг катта кучланиш қарама-
қарши томонлар орасида бўлади. Бу масофа коаксиаль кабел-
ларникига нисбатан катта бўлганлигидан «ёриб ўтиш» (пробой)
ҳодисаси рўй беришининг эҳтимоллиги кичик бўлади.

Айтиб ўтилган афзалликлар билан бирга тўлқин ўтказувчи
қувурнинг муҳим камчилиги ҳам бор. Коаксиаль ёки симметрик
линияларда ихтиёрий частотадаги тўлқинлар тарқала олган ҳол-
да, тўлқин узатувчи қувурларда маълум критик частота ($\omega_{кр}$ дан
юқори частотага эга бўлган тўлқинларгина тарқалиши мумкин.
 $\omega_{кр}$ га тўғри келган критик тўлқин узунлиги қувурнинг қўндаланг
кесими ўлчамидан тахминан икки баробар катта бўлади. Тўлқин
узунлиги бўйича бундай чегараланиб қўйилиши, тўлқин ўтказув-
чи қувурлардан фақат сантиметрли ва миллиметрли (3 ГГц дан
дан юқори) тўлқинларни тарқатишда фойдаланишга тўғри ке-
лади.

Икки ўтказгичли линиялар паст частотали тебранишларни
узатишда, коаксиаль кабеллар метрли ва дециметрли тўлқинлар
диапазонида ишлатилса, йўлкали линиялар дециметрли ва санти-
метрли тўлқинлар диапазонида ишлатилади.

Линияларнинг асосий параметрларидан яна бири тўлқин қаршилиги
 ρ ва тарқатиш коэффициенти γ : $\rho = \sqrt{\frac{Z}{Y}}$; $\gamma = \sqrt{Z \cdot Y}$ (5—4) бу
ерда $Z = (R + j\omega L)$ тўла қаршилик ва $Y = G' + j\omega G''$ ўтказувчанлик.
Бу катталиклар частотанинг ўзгаришига боғлиқ бўлганлигидан комплекс
кўринишга эга. Лекин ўта юқори частоталарда $R \ll \omega L$ ва $G' \ll \omega G''$
бўлганлигидан тўлқин қаршилиги актив характерга эга бўлади ва тар-
қалиш коэффициенти ва фаза коэффициенти билан белгиланади:

$$\rho = \sqrt{\frac{L_n}{C_n}}; \beta = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (5-5)$$

L_n ва C_n лар ўтказувчи линияларнинг конструкцияси ва ўлчамла-
рига боғлиқ бўлганлигидан тўлқин қаршиликини шу параметрлардан
фойдаланиб ҳисоблаш мумкин. Ҳавода жойлашган икки ўтказгичли
линиянинг тўлқин қаршилиги

$$\rho = 276 \lg \frac{2 \cdot r}{d} \quad (5-6)$$

бўлади, бу ерда r — ўтказгич марказлари орасидаги масофа, d — ўт-
казгич диаметри.

Коаксиаль линиянинг тўлқин қаршилиги

$$\rho = \frac{138}{\sqrt{\epsilon}} \lg \frac{D}{d} \quad (5-7)$$

бўлади, бу ерда D — ташқи ўтказгичнинг ички диаметри, d — ички
ўтказгичнинг диаметри, ϵ — ўтказгичлар орасидаги диэлектрикнинг нис-
бий диэлектрик сингдирувчанлиги.

Ички қисми ҳаво билан тўлган тўлқин узатувчи қувурнинг тўлқин
қаршилиги

$$\rho_H = \frac{120 \pi \lambda_b}{\lambda}; \quad \rho_E = \frac{120 \pi \lambda}{\lambda_b} \quad (5-8)$$

бўлади, бу ерда ρ_H ва ρ_E тарқалаётган магнит ва электр майдонлари-га мос келган тўлқин қаршилиги; $\lambda = \frac{c}{\nu}$ — эркин фазодаги тўлқин узунлик, қувурдаги тўлқин узунлик λ_B

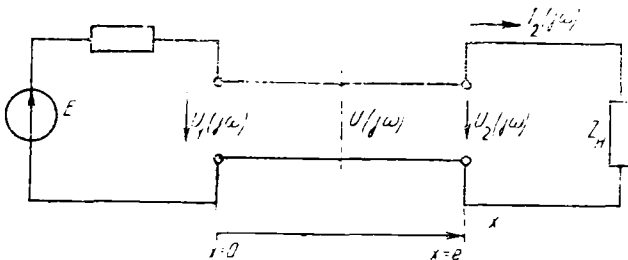
$$\lambda_a = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр}}\right)^2}} \quad (5-9)$$

га тенг бўлади. Бунда $\lambda_{кр}$ — тўлқин узатувчи найнинг критик тўлқин узунлиги.

Йўлкали линиянинг тўлқин қаршилиги анча мураккаб формулалар ёрдамида ифодаланади. Шу сабабли, уни, одатда, махсус адабиётларда келтириладиган графиклар ёрдамида топилади. Қўлланилаётган линияларнинг тўлқин қаршилиги қуйидаги ораликда ўзгаради: ҳавода жойлашган икки ўтказгичли линияларники 400—600 Ом; диэлектрик билан ажратилган икки ўтказгичли линияники 200—300 Ом; коаксиаль линияларники 50, 75, 100 Ом; тўлқин узатувчи қувурларники 500—600 Ом; носимметрик йўлкали линияларники 20—75 Ом; симметрик йўлкали линияларники 30—100 Ом.

5.2. ЛИНИЯЛАРНИНГ ИШ РЕЖИМИ

Юқорида айтиб ўтилганидек, линиялар манбадаги энергияни истеъмолчига узатиш учун хизмат қилади. Бундай узатишни 5.3-расмда кўрсатилган блок-схема орқали ифодалаш мумкин. Ман-



5.3- расм. Манбада энергияни истеъмолчига линия орқали узатиш.

бадан чиқувчи электромагнит тебранишлар линия бўйлаб тарқалиб истеъмолчига узатилади. Шунда истеъмолчининг қандайлигига қараб берилаётган тўлқин энергияси тўла ёки қисман ютилиши, тўла ёки қисман қайтиши мумкин. Шунга кўра линияда уч хил иш режими кузатилиши мумкин: югурувчи тўлқинлар, турғун тўлқинлар ва аралаш тўлқинлар режими. Иш режимларини белгилашда манбанинг ички қаршилиги линиянинг

тўлқин қаршилигига тенг деб қаралади. Бу режимларни характерлайдиган катталикларга қайтариш коэффициенти Γ , югурувчи тўлқин коэффициенти ЮТК — $k_{ю}$ ва турғун тўлқин коэффициенти (ТТК) — $k_{т}$ лар киради.

Қайтариш коэффициенти қуйидагича аниқланади:

$$\Gamma = \left(\frac{U_{\kappa}}{U_{\tau}} \right) \cdot e^{j\varphi} \quad (5-10)$$

Бу ерди U_{κ} — линияда қайтаётган тўлқин ҳосил қилган кучланиш; U_{τ} — линияда тушаётган тўлқин ҳосил қилган кучланиш, φ — тушаётган ва қайтаётган тўлқинлар орасидаги фаза силжиши $\varphi = 2\beta l_0$; $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ тўлқин сони; λ — тарқалаётган тўлқин узунлиги; l_0 — истеъмолчидан биринчи минимум кучланишли нуқтагача бўлган масофа.

Қайтариш коэффициентини (5—10) формула ёрдамида ҳисоблаш қийин. Шунинг учун уни истеъмолчининг қаршилиги ва линиянинг тўлқин қаршилиги орқали аниқланади. Шунда:

$$\Gamma = \frac{Z_{и} - \rho}{Z_{и} + \rho} \quad (5-11)$$

ҳосил бўлади. Югурувчи тўлқин коэффициенти ва турғун тўлқин коэффициенти қайтариш коэффициенти модули билан қуйидагича боғланган:

$$|\Gamma| = \frac{k_{т} - 1}{k_{т} + 1} = \frac{1 - k_{ю}}{1 + k_{ю}}$$

ёки

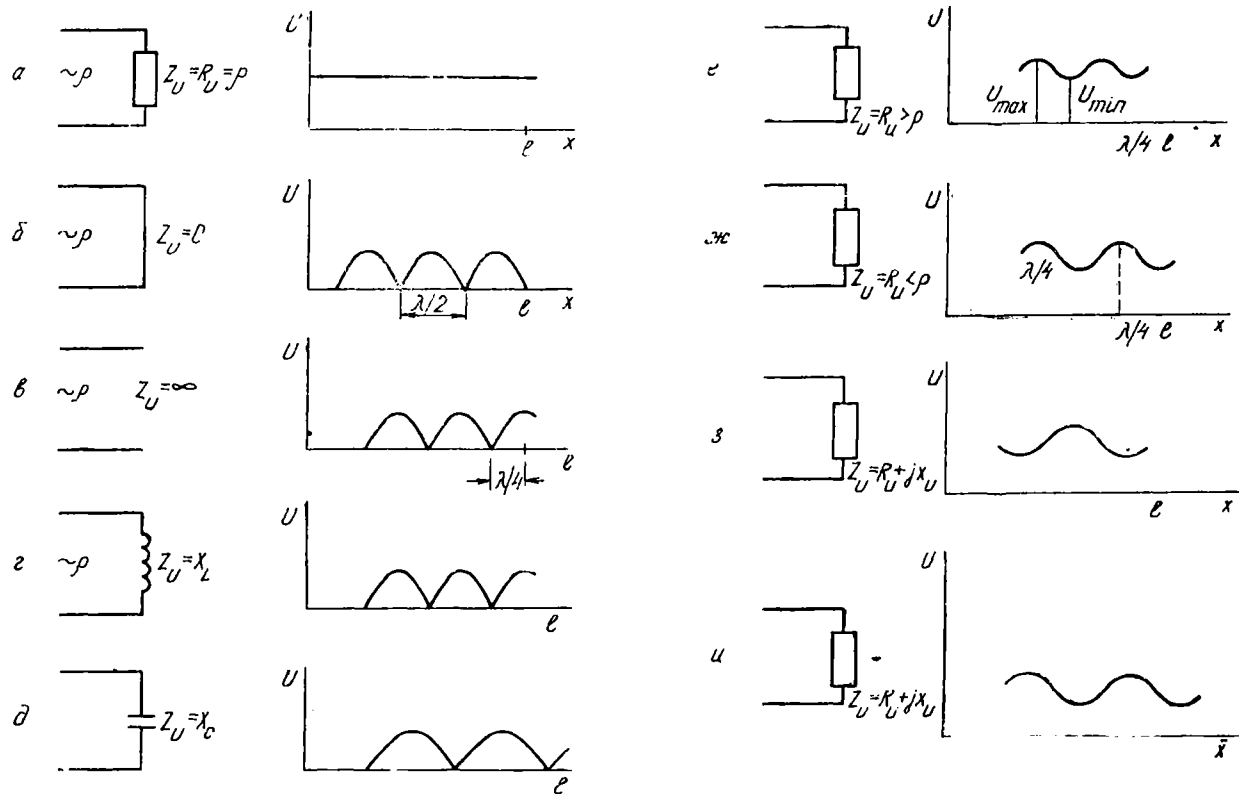
$$k_{т} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}, \quad k_{ю} = \frac{1 - |\Gamma|}{1 + |\Gamma|} \quad (5-12)$$

Линиядаги иш режими $Z_{и}$ ва ρ ларнинг ўзаро муносабатига боғлиқ. 5.4-расмда линияга турли хил истеъмолчилар уланганда ҳосил бўлган кучланишлар эпюраси келтирилган. Бу ҳолда манба сифатида синусоидал кучланиш генератори олинган.

Линияга қаршилиги тўлқин қаршилигига тенг бўлган актив истеъмолчи уланганда унда югурувчи тўлқин режими кузатилади.

Бу ҳолда линияда фақат бир томонга йўналган тўлқинлар бўлиб, уларнинг энергияси истеъмолчида тўла ютилади. Натижада қайтаётган тўлқинлар бўлмайди. Линиянинг бутун узунлигида кучланиш ва ток синусоидал қонун бўйича ўзгариб, унинг амплитудаси координатага боғлиқ бўлмайди (5.4-расм, а).

Линиянинг охири қисқа туташтирилган ($Z_{и} = 0$), истеъмолчи уланмаган ($Z_{и} = \infty$) ва реактив қаршиликли истеъмолчи уланган ($Z_{и} = X_{и}$ ёки $Z_{и} = X_{с}$) ҳолларда линияда турғун тўлқин режими кузатилади. Бу ҳолларнинг барчасида бирор томонга қараб йўналган энергия оқими бўлмайди.



5.4- расм. Турли хил истеъмолчилар линияга уланганда линия бўйича жойлашган кучланиш эпюраси.

Линия учлари қисқа туташтирилганда қайтаётган тўлқин амплитудаси, тушаётган тўлқин амплитудасига тенг бўлиб, фаза жиҳатидан қарама-қарши бўлади. Шу сабабли бутун линия бўйича ток ва кучланишининг ўзгариши координатага боғлиқ бўлади (5.4-расм, б). Кучланишнинг биринчи тугуни қисқа туташтирилган нуқтада бўлиб, сўнгра линия бўйлаб ҳар $l = \lambda/2$ масофада такрорланади. Кучланишнинг биринчи дўнглиги $l = \lambda/4$ масофада ҳосил бўлиб, сўнгра ҳар $\lambda/2$ масофада такрорланади. Линия учлари туташмаган ($z_4 = \infty$) ҳол (5.4-расм, в) қисқа туташган ҳолдан кучланиш дўнглиги ва тугунлари ҳосил бўладиган нуқталар ўрни алмашганлиги билан фарқ қилади. Агар истеъмолчи қаршилиги реактив бўлиб, индуктивликдан иборат бўлса, кучланишнинг биринчи тугуни истеъмолчидан $l_0 > \lambda/4$ масофада, сиғимдан иборат бўлса, $l_0 < \lambda/4$ масофада бўлади (5.4-расм, г, д).

Агар истеъмолчи қаршилиги актив бўлиб, у тўлқин қаршиликка тенг бўлмаса ёки истеъмолчи ихтиёрий комплекс қаршиликка эга бўлса, линияда аралаш тўлқинлар режими кузатилади. Бу режимда тушаётган тўлқинлар амплитудаси қайтаётган тўлқинлар амплитудасидан катта бўлади. Демак, энергиянинг бир қисми истеъмолчида ютилса, бир қисми қайтади. Бу ҳоллар учун линияда кучланишлар тақсимооти эпюраси 5.4-расм, е, ж, з, и ларда келтирилган. Истеъмолчидан биринчи кучланиш минимуми кузатиладиган нуқтагача бўлган масофа (l_0) аралаш тўлқинлар режимида истеъмолчининг қандайлигига боғлиқ бўлади: $R_u > \rho$ бўлганда

$l_0 = \lambda/4$; $R_u < \rho$ бўлганда, $l_0 = 0$; $Z_u = R_u + jX_u$ бўлганда, $l_0 < \lambda/4$; $Z_u = R_u - jX_u$ бўлганда, $l_0 < \lambda/4$ бўлади.

5.3. ЛИНИЯЛАРНИНГ ИШЛАТИЛИШИ

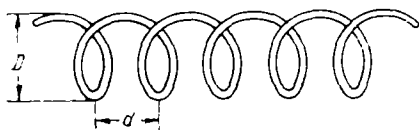
Линиялардан, асосан, электр сигналларини узатишда фойдаланилади. Бундан ташқари улар радиоэлектрон қурилмаларнинг элементлари сифатида ҳам ишлатилади. Масалан, кечиктирувчи система юқори частотали тебраниш контурлари, мослаштирувчи трансформаторлар ва ҳ.

Кечиктирувчи линиялар. Радиоэлектрон қурилмаларнинг айрим системаларига бир нечта сигнал берилганда, улардан баъзиларини бошқасига нисбатан биров кечиктириш зарур бўлади. Бу вазифани бажарувчи қурилма кечиктирувчи система деб аталади. Ана шундай кечиктирувчи восита сифатида линиялардан ҳам фойдаланиш мумкин. Бунинг учун маълум узунликка эга бўлган линия олинади. Бунда линиянинг кечиктириш вақти

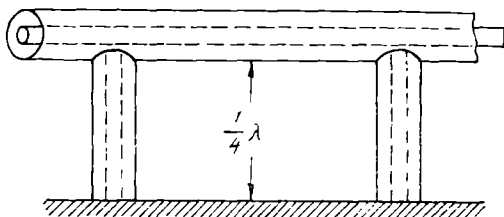
$$\tau_k = \frac{l}{v} \quad (5-13)$$

бўлади. Бу ерда l — линия узунлиги; v — линияда тарқалаётган тўлқиннинг тезлиги. Сигнални бир неча наносекунд вақтга кечиктириш учун узун линиялардан фойдаланилади. Линиядаги тўлқин тезлиги жуда катта бўлганлигидан, бундан катта вақтга ке-

чиктириш учун линиянинг узунлиги ва ўлчамлари янада катта бўлиши керак. Масалан, $\tau = 1$ мкс бўлиши учун кабель узунлиги 200 м бўлиши керак. Кабель конструкциясини ўзгартириб, яъни погон индуктивлигини ошириш йўли билан тўлқин тарқалиш тезлиги камайтирилса, кабель узунлигини ўзгартирмасдан кечиктириш вақтини ошириш мумкин. Бунда кечиктирувчи линияда ишлатилувчи кабелнинг ички ўтказгичи спираль шаклида ўралиб ясалади (5.5-расм). Натижада унинг погон индуктивлиги ортиб, тўлқиннинг тарқалиш тезлиги камаяди. Спиралли кабелларнинг ҳар бир метрининг кечиктириш вақти 1—2 мкс атрофида бўлиб, тўлқин қаршилиги юз Омдан бир неча килоомгача боради.



5.5-расм. Спираль шаклидаги кечиктирувчи линия.



5.6-расм. Коаксиаль линияли изоляторлар.

«Металл изолятор»лар. Коаксиаль линияларда ички ўтказгични маҳкамлаш учун қаттиқ диэлектриклар қўлланилади. Линияда тарқалаётган электр сигналларининг частотаси ортиши билан бу «металл изолятор»лардаги энергия сарфи ҳам орта боради. Узунлиги $l = \lambda/4$ бўлган линиянинг учлари қисқа туташтирилса, унинг кириш қаршилиги жуда катта идеал ҳолда чексизга тенг бўлади. Ундаги энергия сарфи диэлектриклардаги энергия сарфидан анча кичик бўлади. Шу сабабли маълум узунликка эга бўлган кабелдан, ҳаво линиялари осилиб турадиган изолятор сифатида фойдаланилади (5.6-расм). Лекин тўлқин узунлиги катта бўлган сигналлар узатиладиган линияларда «металл изолятор»лардан фойдаланиш ноқулай. Негаки бу ҳолда уларнинг ўлчамлари анча катта бўлиши керак. Айтилган камчиликка яна шуни қўшиш мумкинки, бундай изоляторли линиядан кичик бир поло-садаги тўлқинларни ўтказиш мумкин холос.

Тебраниш контури. (3—27) дан маълумки, тебраниш конту-рининг частотаси контур индуктивлиги ва сифимидан олинган квадрат илдизга тескари пропорционал. Шунинг учун ўта юқори частотали тебранишлар контурига эга бўлиш учун жуда кичик сифимли конденсатор ва жуда кичик индуктивликка эга бўлган ғалтак ясаш керак. Бу эса маълум қийинчиликларни вужудга келтиради. Бундан ташқари ўта юқори частоталарда энергия сарфи кескин ортиб, контур асллиги камайиб кетади. Шу сабабли ўта юқори частотали системаларда индуктивлик ва сифим эле-ментлари ўрнида учлари қисқа туташган линиялар ишлатилади. Бундай линиялар узунлиги $\lambda/4$ га каррали бўлиб, параллел ре-зонанс кузатиладиган контурларга эквивалент бўлади. Бундай

контурлар дециметрли тўлқинлар диапазоида кўпроқ ишлатилади. Уларнинг кириш қаршилиги

$$Z_{кпр} = j\rho \cdot \operatorname{tg}(l\omega/v) \quad (5-14)$$

резонанс пайтида катталашиб, асосан актив характерга эга бўлади. Резонанс частотадан юқори ёки пастроқ частоталарга ўтилганда кириш қаршилиги камаяди ва сифим ёки индуктив характерга эга бўлади. Шу хусусиятига кўра учлари қисқа туташган линияни параллел резонансли контур деб қаралади. Бундай контурларнинг асслиги жуда юқори бўлиб, қиймати бир неча мингга етади. Контур асслигининг линия параметрларига боғлиқлиги қуйидаги ифода билан берилади:

$$Q = \frac{2\pi Z_r}{\lambda R_n}, \quad (5-15)$$

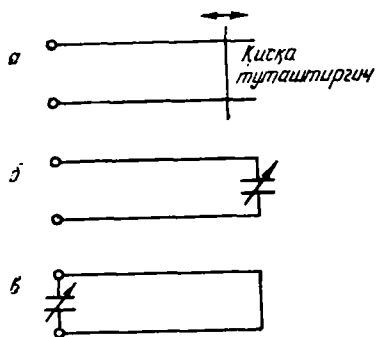
бунда Z_r — линиянинг тўлқин қаршилиги (Ом ларда); R_n — унинг погон қаршилиги (Ом/м ларда); λ — линиядаги резонанс кузатиладиган тўлқин узунлик. Масалан, $Z_r = 60$ Ом ва $R_n = 0,1$ Ом/м бўлган коаксиаль линияда $\lambda = 60$ см тўлқин узунликка эга бўлган тебранишлар бўлса, унинг асслиги $Q = 6280$ бўлади. (5 — 15) дан кўриниб турибдики, λ камайиши, яъни частота ортиши билан Q ҳам ортади. Лекин бу пайтда R_n ҳам қисман ортади. Симметрик линиялар учун R_n тақрибан

$$R_n = \frac{3}{d\sqrt{\lambda}} \quad (5-16)$$

билан аниқланади, бунда d — ўтказгич диаметри (мм ларда), λ эса метрларда олинади. Коаксиаль линияларда R_n ни тақрибан ҳисоблаш

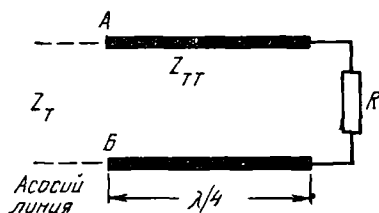
$$R_d = \frac{1,5 \left(\frac{1}{D} + \frac{1}{d} \right)}{\sqrt{\lambda}}$$

тенглик асосида бажарилади, бунда D ва d — линиянинг ташқи ва ички диаметри бўлиб, мм ларда олинади. Линия ўтказгичларининг диаметри ва улар орасидаги масофа ўзгартирилса, асслик симметрик линияда $D/d=3$ бўлганда, коаксиаль линияларда $D/d=3,6$ бўлганда энг катта бўлади. Амалда линия ўлчамлари радиоэлектрон қурилма талабларига кўра ўзгартирилиши мумкин. Учлари қисқа туташган линияда частотаси фақат резонанс частотага тўғри келган тебранишлар вужудга келмасдан, балки юқори гармоникали тебранишлар ҳам ҳосил бўлади. Агар параллел контур сифатида, учинчи гармоникада ишлаётган, учлари қисқа туташган линиядан фойдаланилса, тебранишларнинг тўлқин узунлиги $0,75 \lambda$ га тенг бўлади. Бундай контурда энергия сарфи катта бўлиб, асслик камаяди. Линиялардан контур сифатида фойдаланилганда уларни созлаш зарур бўлади. Симметрик линияни созлашнинг энг осон усули линия учларини қисқа туташтирувчи ўтказгични сурилувчан қилиб ясадан иборат (5.7-расм). Бу усулнинг асосий камчилиги шундаки, сурилувчан контактда туташиш ҳамма вақт бир хил бўлмайди.



5.7- расм. Резонанс линияларни соzлаш усуллари:

а — қисқа туташтиргич ёрдамида; б — линия охиридаги ўзгарувчан сиғим ва в — линия бошидаги сиғим ёрдамида.



5.8- расм. Линияни истеъmolчига чорак тўлқинли трансформатор орқали мослаш.

Созлашнинг яна бошқа бир усули линия боши ёки охирига ўзгарувчан сиғимли конденсатор улашдир. Бунда линия охирига уланган конденсаторнинг сиғими катта бўлса, учлари қисқа туташган линия ҳосил бўлади ва резонанс тебранишларнинг тўлқин узунлиги линия узунлигидан 4 марта катта бўлади. Конденсатор сиғими кичик бўлса, учлари очиқ линияга ўхшаш бўлади. Бунда тўлқин узунлиги, линия узунлигидан 2 марта катта бўлади.

5.4. ЛИНИЯЛАРНИ МОСЛАШТИРИШ

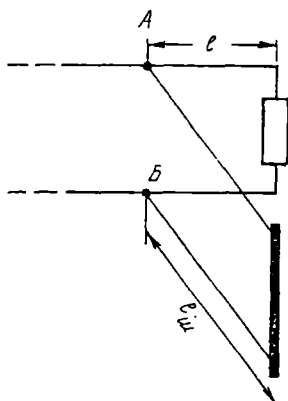
Юқорида айтиб ўтилганидек, линиялардан электр сигналларини ўтказувчи восита сифатида фойдаланиш мумкин. Бу ҳолда энергия манбадан линияга, линиядан истеъmolчига тўла ўтиши талаб қилинади. Бу талаб амалга оширилиши учун $Z_{\text{м}} = Z_{\text{л}} = Z_{\text{и}}$ яъни манба, линия ва истеъmolчи қаршиликлари ўзаро тенг бўлиши керак. Бу шарт қўпгина ҳолларда ўз-ўзидан бажарилмайди. Шундай ҳолларда, махсус усуллар ёрдамида линия қаршилигини манба ёки истеъmolчи қаршиликларига мослаштирилади. Бу мослаштириш қуйидагича амалга оширилиши мумкин.

Асосий линия ва истеъmolчи оралиғига уланган чорак тўлқинли трансформатор қаршиликлар трансформатори сифатида ишлаши мумкин (5.8- расм).

Айтайлик, асосий линиянинг тўлқин қаршилиги $Z_{\text{л}}$ ва истеъmolчининг қаршилиги $Z_{\text{и}} \neq Z_{\text{л}}$ бўлсин. Трансформацияловчи чорак тўлқинли линиянинг кириш қаршилиги, яъни А ва Б нуқталар орасидаги қаршилиқ

$$Z_{\text{АВ}} = \frac{Z_{\text{тл}}^2}{Z_{\text{и}}}$$

бўлади, бунда $Z_{\text{тл}}$ трансформацияловчи линиянинг тўлқин қаршилиги. Бу муносабатдан $Z_{\text{тл}}$ ни ўзгартириб $Z_{\text{АВ}} = Z_{\text{л}}$ бўлган ҳолга эришиш



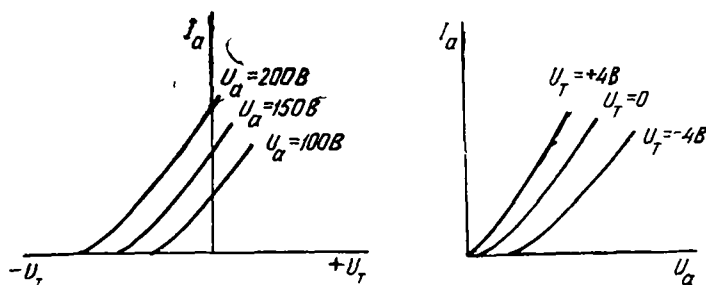
5.9- расм. Линияни истеъмолчига реактив шлейф ёрдамида мослаш.

эга бўлган сигналлар тарқалаётган бўлса, линияларни мослаштириш учун бошқача усулдан фойдаланилади. Айтайлик, истеъмолчининг тўла қаршилиги ихтиёрий Z қийматга тенг бўлиб, ундан тўлқинларнинг бир қисми қайтаётган бўлсин. Лекин бу линияда амплитудаси қўшимча қайтаётган тўлқин амплитудасига тенг, фаза жиҳатидан эса, қарама-қарши бўлган тўлқин ҳосил қилинса, улар бир-бирини ўзаро компенсациялайди. Натижада линияда фақат югурувчи тўлқинлар қолади. Иккинчи тўлқинларни линияга уланган, учлари қисқа туташган қўшимча линия воситасида ҳосил қилиш мумкин. Қисқа туташтирувчи ўтказгич сурилувчан қилиб ясалса, туташувчи нуқта билан асосий линия оралиғидаги масофа ўзгаради (5.9-расм). Шунга кўра бу масофа $l = \lambda/4$ бўлганда линия қаршилиги индуктив, $\lambda/4 < l_m < \lambda/2$ бўлганда сифим характерга эга бўлади. В.В. Татаринов таклиф қилган бундай реактив шлейф кенг қўлланилади.

6- БОБ. ДИСКРЕТ ЭЛЕКТРОН АСБОБЛАР

Зарядли заррачалар оқимини, электр ва магнит майдонлар ёрдамида бошқаришга асосланган асбоблар электрон асбоблар деб аталади. Заряд ташувчи заррачалар қайси муҳитда ҳаракатланишига қараб электровакуум ва ярим ўтказгичли асбобларга бўлинади.

Электровакуум асбоблар ўз навбатида ишлатилишига кўра электрон лампаларга (триод, гептод ва ҳ.), электрон нур асбобларга (кинескоп, электрон нур трубка ва ҳ.), ўта юқори частотали электрон асбоблар (клизотрон, магнетрон ва ҳ.) ва фотоэлектрон асбоблар (фотоэлемент, фотокўпайтиргич ва ҳ.) га бўлинади.



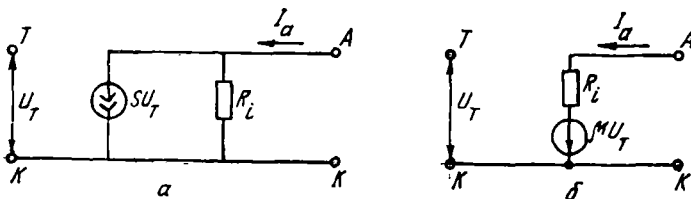
6.5- расм. Триоднинг анод (а) ва тўр (б) характеристикалари.

чиси; $U_{T\sim}$ тўрдаги кучланишнинг ўзгарувчан ташкил этувчиси; $U_{a\sim}$ анод кучланишининг ўзгарувчан ташкил этувчиси.

(6—7) муносабатдан лампадаги ток ва кучланиш қиймати кичик бўлганда триоднинг эквивалент схемаси 6.6- расм, а дагидек бўлиши келиб чиқади. Агар (6—5) га $S = \mu/R_i$ ни қўйсак,

$$I_{a\sim} = \frac{\mu U_{T\sim} + U_{a\sim}}{R_i} \quad (6-6)$$

ифодага эга бўламиз. Бундан лампанинг эквивалент схемасини 6.6- расм, б да кўрсатилганидек бўлиши мумкинлиги келиб чиқади. Агар

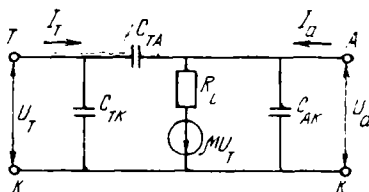


6.6- расм. Триоднинг эквивалент схемаси:

а — ток генератори билан; б — кучланиш генератори билан.

$R_i \gg |z_n|$ бўлса, 6.6- расм, а даги эквивалент схемадан, $R_i \ll |z_n|$ бўлса, 6.6- расм, б даги эквивалент схемадан фойдаланиш қулай бўлади, бунда z_n лампа анод занжирига уланган истеъмолчининг тўла қаршилиги расмда келтирилган эквивалент схемалар тўр токи бўлмаган ҳол учун тўғридир.

Юқори частоталарда (бир неча ўн-ларча кГц дан бошлаб) лампанинг аноди ва тўри (C_{AT}), аноди ва катода (C_{AK}) ҳамда тўри ва катода (C_{TK}) оралиғидаги сиғимларни ҳам ҳисобга олиш



6.7- расм. Электродлараро сиғим ҳисобга олинган эквивалент схема.

зарур. Бундай электродлараро сиғимни ҳисобга олган ҳолда чизилган эквивалент схема 6.7- расмда кўрсатилганидек бўлади. Триоднинг асосий параметрларига ички қаршилиги R_i ; характеристиканинг тиклиги S ва статик кучайтириш коэффициенти μ_s киради;

$$R_i = \left. \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a} \right|_{\Delta U_T=0}; \quad S = \left. \frac{\Delta I_a}{\Delta U_m} \right|_{\Delta U_a=0}; \quad \mu_s = \left. \frac{\Delta U_a}{\Delta U_T} \right|_{\Delta I_a=0} \quad (6-7)$$

R_i , S ва μ_s ларни ўзаро солиштирилса,

$$\mu_s = R_i \cdot S \quad (6-8)$$

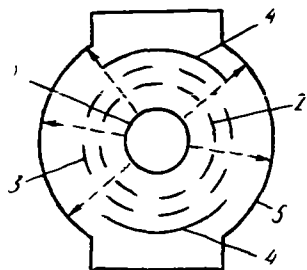
эканлиги келиб чиқади.

Тўрага берилган кучланиш воситасида анод токини бошқариш мумкин. Бу эса триоддан электр сигналларини кучайтиришда, генерациялашда, модуляциялашда ва ҳ. фойдаланиш имконини беради.

Триод кучайтиргич сифатида ишлатилганда анодга етиб борган электронларнинг барчаси ҳам бошқарувчи тўра таъсирида бўлмайди. Чунки анод майдони ҳосил қилган кучланганлик чизиқлари тўрнинг очиқ жойларидан ўтиб катоддан мустақил равишда электронларни тортиб олади. Бундан ташқари триоддаги анод ва тўра оралиғи сиғими юқори частоталарда кучайтириш коэффициенти кескин камайиб кетишига сабаб бўлади. Шу боис кўпинча бу камчиликлардан холи бўлган кўп тўрли лампалар ишлатилади.

6.1.3. Тетрод ва нурли тетрод.

Анод майдонининг катодга таъсирини сусайтириш ва анод — тўра оралиғи сиғимини камайитириш мақсадида бошқарувчи тўра ва анод оралиғига қўшимча экранловчи тўра ўрнатилади. Бундай лампа тетрод деб аталади. Бунда анод ва бошқарувчи тўра оралиғидаги сиғим юздан бир пикофарадагача камайд.



6.8- расм. Нурли тетроднинг схематик тузилиши:

1 — катод; 2 — бошқарувчи тўра;
3 — экранловчи тўра; 4 — тўсувчи экран; 5 — анод.

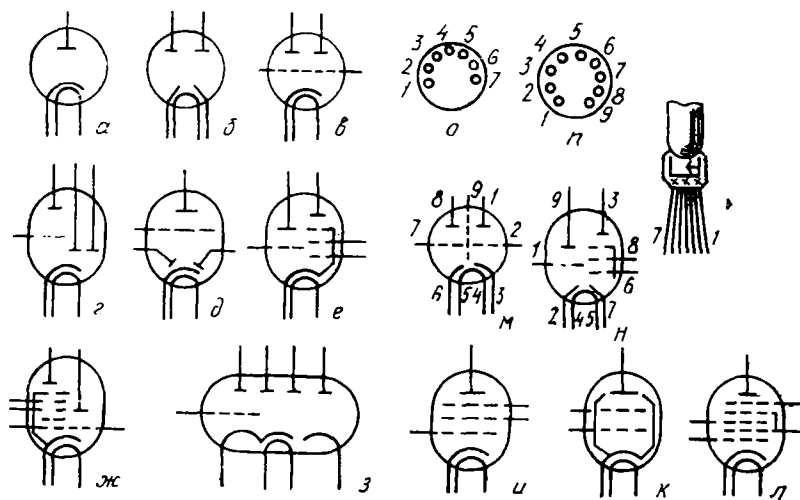
Экранловчи тўра, бошқарувчи тўрдан ўтган электронларни анодга етиб боришига халақит бермаслиги учун, унга анодга нисбатан камроқ ($0,9 + 0,6 U$) миқдорда мусбат кучланиш берилади. Лекин анодга бориб урилаётган электронлар ҳам, анод ҳам экранловчи тўра майдонидан тезланиш олганлигидан, уларнинг кинетик энергияси ортиб кетади. Натижада анодга бориб урилган электронлар ундан иккиламчи электронларни уриб чиқара бошлайди. Бу пайтда анод токи камайд. Бу ҳодиса динатрон эффект деб юритилади.

Динатрон эффектни йўқотиш мақсадида тетрод конструкциясига маълум

бир ўзгартиришлар киритилади (6.8-расм). Бунинг учун экранловчи тўр бошқарувчи тўрга яқинроқ жойлаштирилади. Бошқарувчи тўрнинг тўсиқлари рўпарасига тўр тўсиқлари, тўрнинг очиқ жойлари рўпарасига экранловчи тўрнинг очиқ жойлари мос келади-ган қилиб олинади. Бундан ташқари экранловчи тўр ва анод оралиғи фазасининг бир қисмини тўсиб турувчи экран ҳам ўрнатилади. Бу ўзгартиришлар натижасида катоддан анодга томон ўтувчи электронлар нур кўринишида бўлади ва лампа нурли тетрод деб аталади. Электроннинг нур зичлиги катта бўлиб, аноддан чиққан иккиламчи электронларни қайтадан яна анодга қайтарганлиги туфайли умумий анод токи камаймайди.

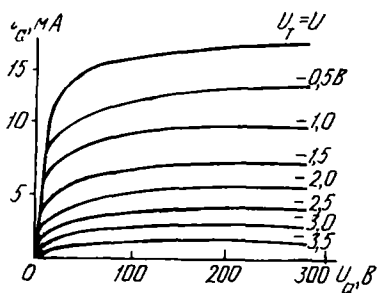
6.1.4. Пентод.

Динатрон эффектини экранловчи тўр ва анод оралиғига яна битта тўр жойлаштириб ҳам йўқотиш мумкин. Бу тўр катод билан улаб қўйилганлигидан анодга нисбатан манфий потенциалга эга бўлади. Натижада электронлар анодга урилиши олди-дан бу тўр майдонида тормозланиб ўз тезлигини камайтиради ва иккиламчи электронларни уриб чиқаришга энергияси етмай-ди. Бу тўр ҳимоя тўри дейилиб, лампа эса пентод деб аталади (6.9-расм). Пентоднинг анод характеристикаси 6.10-расмда келтирилган. Пентодда учта тўр мавжуд бўлганлигидан аноднинг катодга бўлган таъсири жуда кам бўлиб, ички қаршилиги ва шунга мувофиқ равишда кучайтириш коэффициенти ҳам триод ёки тетродникига нисбатан катта бўлади. Шу сабабли ундан қувват кучайтиргичлари ва юқори частотали кучайтиргич сифа-тида фойдаланиш мумкин.



6.9- расм. Электрон лампалар ва уларнинг схематик белгиси:

а — диод; б — иккиланган диод; в — иккиланган триод; е — триодпентод; м — триод-гептод; з — комбинацияли лампа; и — пентод; к — нурли тетрод; л — гептод, м, н — лампаларда электродлар номери; о, п, р — лампалар цоколада электродлар жойлашиши.



6.10- расм. Пентоднинг анод характеристикаси.

6.1.5 Кўп электродли ва комбинацияланган лампалар.

Икки ва ундан ортиқ бошқарувчи тўрға эга бўлган лампалар кўп электродли лампалар деб юритилади (6.9- расм). Шулардан энг кўп қўлланиладиги гептод ҳисобланади.

Энергияни, жойини тежаш ва монтаж ишларини соддалаштириш мақсадида бир шиша баллон ичига иккита алоҳида лампа жойлаштирилган лампалар комбинацияланган лампалар деб аталади (6.9-расм, б).

6.1.6. Лампаларнинг динамик иш режими.

Лампалар реал қурилмаларда ишлатилганда унинг анод занжирига доимо нагрузка уланган бўлади. Лампанинг нагрузка билан ишлагандаги режими динамик режим деб аталади. Бу ҳолда эквивалент схема 6.12- расмда кўрсатилганидек бўлади. Лампанинг нагрузкасиз ишлаши статик режим дейилади. Статик режимда, лампанинг анод кучланиши манба кучланишига тенг бўлиб, тўр кучланиши ўзгариши билан ўзгармайди. Динамик режимда эса анод кучланиши манба кучланишига нисбатан кичик бўлади, чунки бир қисм кучланиш анод нагрузкасига қўйилган бўлади:

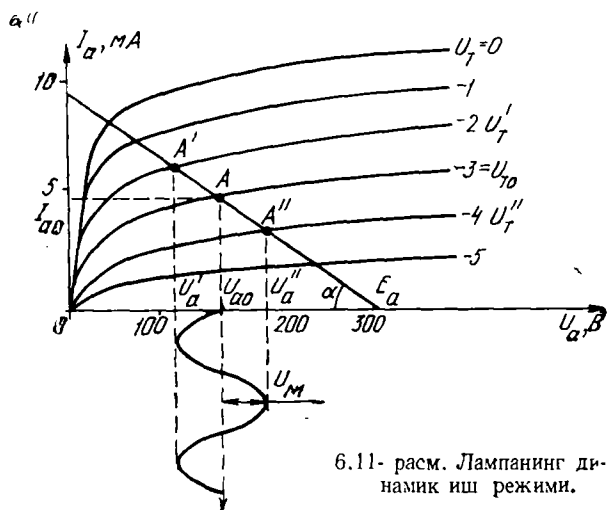
$$U_a = E_a - I_a \cdot R_n, \quad (6-9)$$

бундан

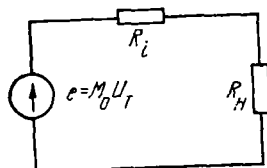
$$I_a = \frac{E_a}{R_n} - \frac{U_a}{R_n}. \quad (6-10)$$

Бу ерда $U_n = I_a \cdot R_n$ нагрузкадаги потенциал тушуви (6—10) тенглама тўғри чизиқни ифодалайди ва ўзгармас ток бўйича нагрузкали аноднинг характеристикаси деб юритилади. 6.11- расмда бу характеристика пентоднинг анод-тўр характеристикаларида кўрсатилган. Бу ерда тўғри чизиқнинг абсцисса ўқи билан ҳосил қилган α бурчаги R_n қаршилик катталигига боғлиқ бўлади ($\text{ctg } \alpha \sim R_n$). Лампа учун танлаб олинган маълум бир ўзгармас анод кучланиши (U_{a0}), тўр кучланиши (U_{T0}) ва экран тўри кучланиши учун бу характеристикада A нуқта тўғри келади. Энди лампанинг бошқарувчи тўрига ўзгарувчан кучланиш берсак, анод токи ўзгара бошлайди ва шунга мувофиқ нагрузка қаршилигидаги потенциал тушуви ҳамда анод кучланиши ўзгара бошлайди. 6.11- расмда келтирилганидек тўр кучланиши U_c' дан U_c'' гача ўзгарганда, анод кучланиши эса U_a' дан U_a'' гача ўзгаради.

Лампа динамик режимда ишлаганда унинг кучайтириш коэффициенти 6.12- расмда келтирилган эквивалент схемадан фойдаланиб ҳисоблаш мумкин:



6.11- расм. Лампанинг динамик иш режими.



6.12- расм. Лампанинг динамик иш режимидаги эквивалент схемаси.

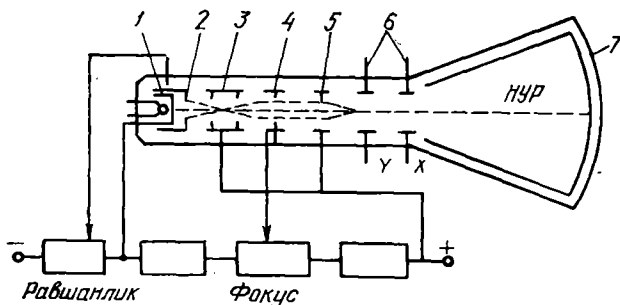
$$\mu_g = \mu_c \frac{R_H}{R_i + R_H}, \quad (6-11)$$

бунда μ_g ва μ_c мос равишда динамик ва статик иш режимларидаги лампанинг кучайтириш коэффициентлари. (6.11) дан кўринадики, $\mu_g < \mu_c$.

6.1.7. Электрон-нур трубкалари.

Электрон-нур трубкаларида (ЭНТ), электронлар оқимини кўндаланг йўналишда керакли ўлчамгача фокуслаш, фазода ўрнини ўзгартириш ва интенсивлигини бошқариш мумкин. ЭНТ ларда чиқувчи информация кўз билан кўришга мосланиб берилади. Бунинг учун электрон-нур оқими люминесцент экранга йўналтирилади. ЭНТ лар бир нурли, кўп нурли, бир рангда ва турли рангда бўлиши мумкин. ЭНТ ларда электрон-нур оқими электр майдон ёки магнит майдон ёрдамида бошқарилиши мумкин. Электрон-нур электр майдон воситасида бошқариладиган ЭНТ нинг схематик кўрinishи 6.13-расмда келтирилган. ЭНТ нинг ингичка

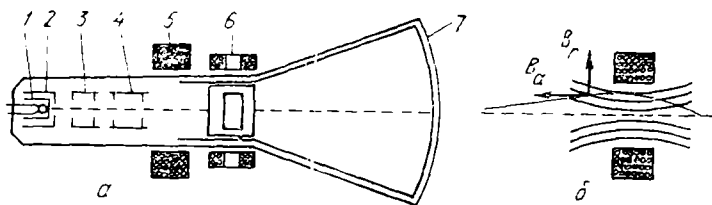
6.13-расм. Электр майдони ёрдамида бошқариладиган электрон нурли трубка.



қисмида бўйнида электрон прожектор жойлашган бўлиб, у 1—катод, 2—модулятор, 3—тезлаштирувчи электрод, 4—биринчи ва 5—иккинчи аноддан иборат. Электрон прожектор ёрдамида ингичка электронлар дастасини ҳосил қилиш мумкин. Электрон прожектордан сўнг икки жуфт ўзаро перпендикуляр жойлашган пластиналар қўйилган бўлиб, улар ёрдамида нур вертикал ва горизонтал йўналишларда оғдирилади. Электрон-нур 7 люминофор экранга урилиб, ундан ёруғлик чиқаради. Нурни оғдириш ва электронлар дастаси зичлигини ўзгартириб экранда чақнаётган ёруғ доғнинг координатаси ҳамда равшанлигини ўзгартириш мумкин. ЭНТ нинг катоди, модулятори, тезлаштирувчи электродлари цилиндр шаклида ясалади. Модуляторга, катодга нисбатан кичик манфий кучланиш берилади. Шу сабабли катод атрофида тормозловчи майдон ҳосил бўлиб, ундан кинетик энергияси бу майдон таъсирини енга оладиган электронларгина ўтади. Модулятор кучланишини ўзгартириб, электронлар дастаси зичлиги ўзгартирилади. Модулятор диафрагмасидан ўтган электронлар тезлаштирувчи электрод майдонига кириб келади. Бу электродга, катодга нисбатан катта мусбат кучланиш берилади. Тезлаштирувчи электрод, биринчи ва иккинчи анод билан биргаликда электронлар дастасини нур каби фокуслайди. Электр майдоннинг эквипотенциал чизиқларига перпендикуляр йўналишда ҳаракатланаётган электронлар ҳаракат йўналишини ўзгартирмайди (тезлигини ўзгартиради холос). Лекин унга нисбатан $\theta < \pi/2$ бурчак остида ҳаракатланаётганлари эса фақат тезлигинигина эмас, балки йўналишини ҳам ўзгартиради.

Электрон прожекторнинг тезлаштирувчи электрод ва иккинчи анод оралиғи ҳам электрон линзани ҳосил қилади. Бу линзанинг фокус масофасини, биринчи анод кучланишини бошқариб ўзгартириш мумкин. Горизонтал ва вертикал жойлашган пластиналар ёрдамида нурни оғдириш учун уларга кучланиш берилади.

Электрон нурни магнит майдон ёрдамида оғдирувчи ЭНТ нинг схематик тузилиши 6.14-рasm, а да келтирилган. Бу ЭНТ да ҳам электронлар дастасининг ҳаракатини бошқариш 3 тезлаштирувчи электрод ва 4 анод ёрдамида амалга оширилади. Бу электродлар нурни бир оз фокуслайди. Нурни фокуслаш асосан фокусловчи ғалтаклар 5 орқали амалга оширилади. Ундан I_ϕ доимий ток оқиб туради. Бу ток ўз атрофида бир жинсли бўл-



6.14- рasm. Магнит майдони ёрдамида бошқариладиган электрон нурли трубка.

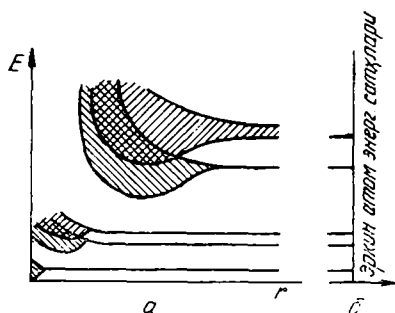
маган магнит майдонни ҳосил қилади ва унинг индукция вектори B_a аксиал ҳамда B_r радиал ташкил этувчиларга эга (6.14-расм, б). Унга нисбатан бирор бурчак остида ҳаракатланаётган электронга майдоннинг радиал ташкил этувчиси таъсир қилади. Натижада электронни ЭНТ ўқи атрофида айланишга мажбур қилувчи куч ҳосил бўлади. Электрон тезлигида тангенциал ташкил этувчи ҳосил бўлиб, магнит майдоннинг аксиал ташкил этувчиси билан биргаликда электронни ўқ томон қисади. Фокусловчи магнит линзанинг фокус масофасини ғалтақдан ўтувчи I_ϕ токни ўзгартириб бошқариш мумкин. Кўп нурли ЭНТ ларда бир нечта электрон прожектор бўлади ва улар мустақил оғдирувчи системалар воситасида бошқарилади.

Рангли ЭНТ. нинг тузилиши ва ишлаш принципи 31-бобда келтирилган.

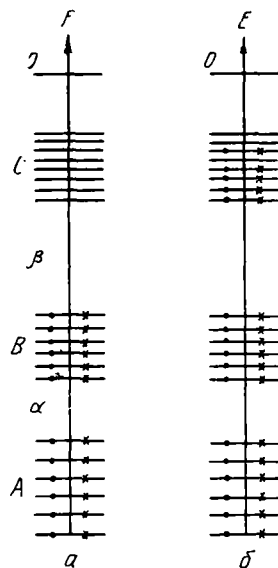
6.2. ЯРИМ ЎТКАЗГИЧЛАР. Р-П ЎТИШ

6.2.1. Хусусий ярим ўтказгичлар.

Квант механикасида моддаларнинг электр ўтказувчанлигини зоналар назарияси орқали тушунтилади. Маълумки, яккаланган атомда (сйраклаштирилган газлар, металл буғлари ва ҳ.) мавжуд бўлган электронларнинг энергияси турли қийматга эга. Электрон эга бўлиши мумкин бўлган энергиялар миқдори дискрет равишда ўзгаради ва ядродан электроннинг қандай узоқликда жойлашишига боғлиқ бўлади (6.15-расм). Бу энергия қийматлари расмда горизонтал чизиқлар кўринишида тасвирланган. Бу чизиқлар энергетик сатҳлар деб аталади. Энг қуйи энергетик сатҳга тўғри



6.15- расм. Яккаланган атомнинг энергетик сатҳлари (б) ва унинг кенгайиши (а).



6.16- расм. Диэлектрик (а) ва ўтказгичларнинг (б) энергетик сатҳлари.

келган E энергия — асосий ҳолат деб, қолганларини ($E > E_1$, $n=2,3,\dots$) эса уйғонган ҳолат деб аталади. Электроннинг энергияси $E > 0$ бўлса, у боғланган деб аталади ва ўз ядроси таъсири остида бўлади. Энергия миқдори $E > 0$ бўлса, электрон эркин деб аталади ва бу электрон атомни ташлаб кетиши мумкин.

Атомлар бир-бирига яқинлаштирилса, атомлардаги энергетик сатҳлар силжийди. Натижада атомлар орасидаги масофа кристалл панжара ҳосил бўладиган даражага борганда, энергетик сатҳлар битта горизонтал чизиқдан иборат бўлмасдан, маълум бир зонани эгаллаган бўлади. Атомда ядродан турли узоқликда бўлган электронлар энергетик сатҳларининг кенгайиши турлича бўлади. Ядрога яқин бўлган электронларнинг энергетик сатҳлари камроқ, ундан узоқроқдагилариники эса кўпроқ кенгайди. Шундай қилиб, қаттиқ жисмларда ички электронлар ўзларини худди яккаланган атомлардаги каби тутса, валент электронлар эса «коллективлаштирилган» бўлиб, бутун қаттиқ жисм атомларига тааллуқли бўлади.

Ташқи электронлар 6.16-расм, а да кўрсатилган A , B , C зоналарга мос келган исталган энергияни олиши мумкин. Шунинг учун бу зона рухсат этилган энергетик зоналар деб аталади. Ҳар бир соҳа бир қанча ўзаро яқин жойлашган энергетик сатҳлардан иборат бўлиб, қўшни сатҳлар бир-биридан тахминан 10^{-22} эВ га фарқ қилади.

Рухсат этилган зоналар бир-биридан тақиқланган зоналар билан ажратилган. Расмда бу зоналар α , β полосалар кўринишида тасвирланган. Бу зонада электронлар бўлмайди.

Рухсат этилган зоналар атомларнинг валент электронлари билан тўлган бўлса, бундай соҳалар валент зоналар (A , B зоналар) деб аталади. Зона «коллективлаштирилган» электронлар билан қисман тўлган бўлса ёки электронлари бўлмаса, у ҳолда бу соҳа ўтказувчанлик зонаси (C зона) деб юритилади.

Моддаларнинг электр ўтказувчанлигини зоналар назарияси ёрдамида қуйидагича тушунтириш мумкин. Қуйида рухсат этилган зоналар электронлар билан тўлган, ўтказувчанлик зонасида электронлар бўлмаган ҳолни кўриб чиқайлик (6.16-расм, а). Бу ҳолда электронлари тақсимланган модда диэлектрикдир. Чунки электронлар ташқи электр майдон таъсирида ҳаракатга келиши учун улар ўтказувчанлик зонасига ўтишлари зарур. Бунинг учун уларга катта энергия бериш керак. Ўтказувчанлик зонасида электронларга (6.16-расм, б) озгина энергия берилиши (масалан, иссиқлик ҳаракати туфайли ёки электр майдон таъсирида) бу электронларнинг зонанинг юқори қисмига ўтиб олишига сабаб бўлади, яъни улар эркин электронларга айланади. Зона ичида электронлар осон ҳаракатланади. Масалан, температура 1°K бўлганда иссиқлик ҳаракати энергияси $kT \approx 10^{-4}$ эВ, бу эса қўшни сатҳлар орасидаги энергия фарқи ($\sim 10^{-22}$ эВ) дан анча кўп. Демак, қаттиқ жисмда ўтказувчанлик зонаси қисман тўлган бўлса, у электр токини ўтказа олади.

Шундай қилиб, металл ва диэлектрик зона назариясига кўра температура 0°K да ўтказувчанлик соҳасида электронлари бор ёки йўқлигига қараб фарқланар экан.

Диэлектрик ва ярим ўтказгич эса бир-биридан тақиқланган зонанинг кенглиги билан фарқланади: диэлектрикларда бу зона анча кенг (масалан, NaCl учун $\Delta E = 6$ эВ), ярим ўтказгичларда эса анча тор, масалан, германий учун $\Delta E = 0,72$ эВ). 0°K га яқин температураларда ярим ўтказгичнинг хоссалари диэлектрик каби бўлади. Чунки электронларнинг ўтказувчанлик зонасига ўтиши кузатилмайди.

Бегона аралашмаларга эга бўлмаган химиявий тоза ярим ўтказгич хусусий ярим ўтказгич деб, уларнинг ўтказувчанлиги эса хусусий ўтказувчанлик деб юритилади. Хусусий ярим ўтказгич асосан Менделеев даврий системасининг III, IV ва V группаларида жойлашган.

Температура 0°K дан юқори бўлганда айрим электронлар B зонанинг юқори сатҳларидан C зонанинг қуйи сатҳларига ўтади ва ўтказувчанлик зонасини ҳосил қилади. Эркин электронлар ҳаракати билан юзага келган хусусий ўтказувчанлик электрон ўтказувчанлик ёки p -типдаги ўтказувчанлик дейилади (лотинча negative — манфий), B зонадан чиқиб кетган электроннинг ўрни бўшаб, ковак ҳосил бўлади. Ташқи электр майдон таъсирида ковакка қўшни сатҳдаги электрон ўтиши кузатилади. Натижада, кўчган электрон ўрнида ковак пайдо бўлади. Ковакнинг бундай силжиши электрон ҳаракати йўналишига тескари бўлиб, худди заряд миқдори электрон зарядига тенг, лекин ишораси мусбат бўлган квазизарра кўчгандек бўлади. Ковакларнинг бундай ҳаракати туфайли юзага келган ўтказувчанлик ковакли ўтказувчанлик ёки p -типдаги ўтказувчанлик деб аталади (лотинчада positive — мусбат).

Шундай қилиб, хусусий ярим ўтказгичларда электр токини электронлар ва коваклар ҳаракати вужудга келтиради. Хусусий ярим ўтказгичларда электронлар ва коваклар концентрацияси бир хил. У хусусий концентрация деб аталиб, n_i га тенг:

$$n_i^2 = AT^3 \cdot \exp(-\Delta E_{g0}/kT), \quad (6-12)$$

бу ерда A — пропорционаллик коэффиценти; T — абсолют температура; ΔE_{g0} — 0°K температурадаги тақиқланган зона кенглиги; k — Больцман доимийси. Уй температурасида кремний учун $n \approx 10^{10}$ $1/\text{см}^3$ га, германий учун $n_i \approx 2 \cdot 10^{13}$ $1/\text{см}^3$ га тенг. Электронлар ва ковакларнинг электр майдон таъсиридаги ҳаракати ҳаракатчанлик дейилади. Ҳаракатчанлик майдон кучланганлиги бир бирликка тенг бўлганда электронлар ва ковакларнинг ҳаракат тезлигини ифодалайди.

Ярим ўтказгичларнинг солиштирма ўтказувчанлиги

$$\delta = nq\mu_n + pq\mu_p, \quad (6-13)$$

бунда μ_n ва μ_p электронлар ва ковакларнинг ҳаракатчанлиги. Кремний ва германийда электронларнинг ҳаракатчанлиги ковакларникига

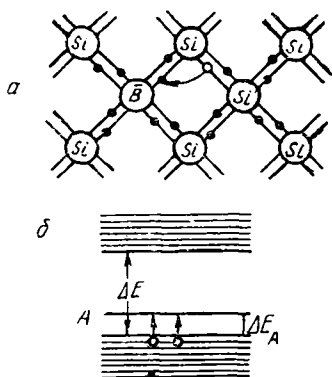
нисбатан 2—2,5 марта катта бўлади. Шу сабабли хусусий ярим ўтказгичларнинг асосан ўтказувчанлиги электрон характерга эга.

Хусусий ярим ўтказгичларнинг электр ўтказувчанлиги температура ортиши билан ортади.

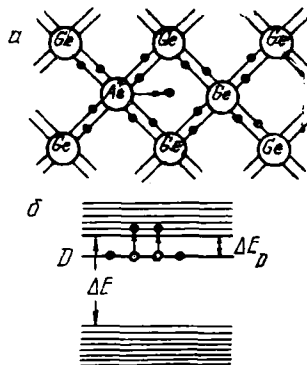
Ярим ўтказгичларда эркин электрон бошқа зарралар билан тўқнашганда энергиясининг бир қисмини йўқотиб бўш энергия сатҳида яна ковалент боғланишга киришиши мумкин. Бу жараён *рекомбинация* дейлади.

6.2.2. Аралашмали ярим ўтказгичлар.

Соф ярим ўтказгичга озгина миқдорда бегона модда киритилиши, унинг электр ўтказувчанлигини кескин ўзгартириб юборади. Масалан, кремнийга 0,001% бор атомларининг киритилиши, унинг ўтказувчанлигининг 1000 баробар ортишига олиб келади. Бунини тушунтириш учун германийга мишьяк қўшилган ҳолни кўрайлик (6.17-расм). Германий атоми тўрт валентли, мишьяк атоми беш валентли бўлганлигидан битта электрон ортиқча бўлиб, ковалент боғланишда қатнашмай эркин электронга айланади.



6.17- расм. n- типли ярим ўтказгичнинг ҳосил бўлиши.



6.18- расм p- типли ярим ўтказгичнинг ҳосил бўлиши.

Бу жараёни зона назариясига кўра қуйидагича тушунтириш мумкин. Ярим ўтказгичга киритилган бегона модда панжара майдонини бўлади. Бу эса тақиқланган зонада мишьяк валент электронларининг D энергетик сатҳи ҳосил бўлишига олиб келади (6.17- расм, б). Бу сатҳ аралашма сатҳи деб аталади. Сатҳ ўтказувчанлик зонасидан қуйида $\Delta E_D = 0,015$ эВ масофада бўлади. $\Delta E_D \ll \Delta E$ бўлганлигидан, одатдаги температураларда иссиқлик ҳаракати энергияси электронларни аралашма сатҳидан ўтказувчанлик зонасига ўтказиш учун етарли бўлади.

Шундай қилиб, ярим ўтказгичга, валентлиги битта катта бўлган бегона модда қўшилганда, ўтказувчанлик эркин электронлар

ҳисобига юзага келади. Ярим ўтказгичнинг электрон ўтказувчанлигини ҳосил қилувчи аралашмалар *донорлар* дейилади.

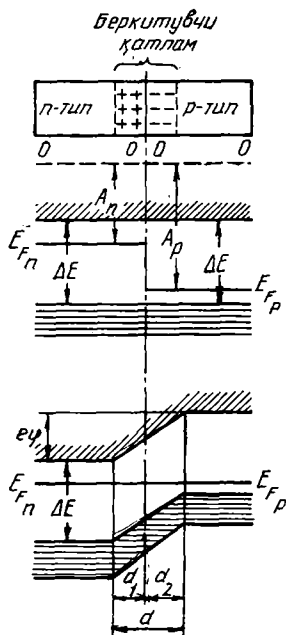
Энди кремнийнинг кристалл панжарасига уч валентли бор киритилган ҳолни қарайлик (6.18-расм, а). Бунда бор атоми кремний атомлари билан ковалент боғланишга киришиши учун битта электрони етишмайди. Етишмаган электрон асосий элементдан олинади ва бу электрон ўрнида ковак ҳосил бўлади. Ковакнинг бундан кейинги тўлиши ярим ўтказгичда ковакларнинг ҳаракатига эквивалент бўлади. Бу ҳолда ковак бир атомга «ўрнашиб» қолмасдан панжара бўйлаб эркин мусбат заряд каби ҳаракатланади.

Зона назариясига кўра бу қуйидагича тушунтирилади. Кремний кристалл панжарасига киритилган бор, тақиқланган зонада бегона модда А энергетик сатҳининг пайдо бўлишига олиб келади (6.18-расм, б). Бу сатҳ, валент зонасининг юқори сатҳидан $\Delta E_a = 0,08$ эВ масофада бўлади. Натижада одатдаги температура-ларда валент зонадаги электронлар бегона модда энергетик сатҳига ўтиб, бор атоми билан боғланади ҳамда панжара бўйлаб кўчиш қобилиятини йўқотади. Ток ташувчи зарра вазифасини валент зонадаги ковак ўтайди. Шундай қилиб, ярим ўтказгичга валентлиги ўзиникига нисбатан битта кам бўлган модда қўшилганда ковакли ўтказувчанлик содир бўлади. Ярим ўтказгичнинг валент зонасидан электрон олувчи моддалар *акцепторлар* деб аталади. Донорли ва акцепторли ярим ўтказгичлар *аралашмали ярим ўтказгичлар* деб аталади. Донорли (п-типдаги) ярим ўтказгичларда асосий ток ташувчилар электронлар бўлса, акцепторли ярим ўтказгичларда (р-типдаги) коваклар бўлади.

Бу ярим ўтказгичларда асосий ток ташувчилардан ташқари асосий бўлмаган ток ташувчилар (п-типдаги коваклар, р-типда электронлар) ҳам мавжуд бўлади.

6.2.3. р-п ўтиш.

Бири электрон ўтказувчанликка, иккинчиси ковакли ўтказувчанликка эга бўлган ярим ўтказгичлар ўзаро туташган чегара электрон-ковакли ўтиш ёки р-п ўтиш деб аталади. р-п ўтишда рўй берадиган жараён билан танишиб чиқайлик. Донорли ярим ўтказгич (чиқиш иши A_n Ферми сатҳи E_{Fn}) акцепторли ярим ўтказгич (чиқиш иши A_p , Ферми сатҳи E_{Fp}) билан ўзаро контакт ҳосил қилсин (6.19-расм). Шунда электронлар концентрацияси катта бўлган п-ярим ўтказгичдан концентрацияси кам бўлган р-ярим ўтказгичга диффузияланади. Коваклар диффузияси эса тескари йўналишда (р→п) боради. п-ярим, ўтказгич чегарасида электронлар чиқиши туфайли компенсацияланмаган мусбат ишорали қўзғалмас донор атомларининг ҳажмий заряди қолса, р-ярим ўтказгич чегарасида эса коваклар ҳисобига манфий ишорали қўзғалмас ионлашган акцепторларнинг ҳажмий заряди қолади (6.19-расм, а). Бу ҳажмий зарядлар чегара қатламда



6.19- расм. р-п ўтишда беркитувчи қатлам ҳосил бўлиши ва энергетик сатҳларнинг кўриниши:

a — чегаравий қатламда ҳажмий зарядлар; b — p ва n соҳаларнинг контактлаштиришдан олдинги энергетик сатҳлар; $в$ — p - n ўтиш ҳосил бўлгандан кейинги энергетик сатҳлар кўриниши.

лади. p — n ўтиши маълум қалинликка эга бўлганда ҳар иккала ярим ўтказгичларнинг Ферми сатҳлари тенглашади. p — n ўтиш соҳасида энергетик сатҳлар қийшаяди. Натижада электронлар ва коваклар учун потенциал тўсиқлар вужудга келади.

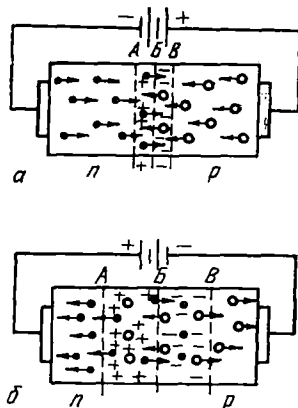
Бу потенциал тўсиқ баландлиги контакт потенциаллар айирмасига тенг:

$$\varphi_k = \varphi_n - \varphi_p = \varphi_T \ln \frac{N_K \cdot N_3}{n_i^2}, \quad (6-14)$$

бу ерда φ_n ва φ_p — n ва p соҳаларнинг потенциаллари; N_K ва N_3 — коваклар ва электронлар концентрацияси; n_i — соф ярим ўтказгичдаги ток ўтказишда иштирок этувчи электронлар концентрацияси; φ_T — температурага боғлиқ потенциал деб аталиб, у

$$\varphi_T = \frac{kT}{e} \quad (6-15)$$

га тенг.



6.20- расм. p - n ўтишдан ток ўтиши.

қўш электр қаватни ҳосил қилади. Бу қаватнинг электр майдо-ни n — соҳадан p — соҳага йўналган бўлиб, электронларнинг $p \rightarrow p$, ковакларнинг эса $p \rightarrow p$ йўналишда ўтишига йўл қўймайди. Агар ярим ўтказгичда донор ва акцепторлар концентрацияси бир хил бўлса, d_1 ва d_2 қатламлар қалинлиги ҳам бир хил бўлади. (6.19- расм, $в$). $d_1 + d_2 = d$ қатлам беркитувчи қатлам деб ата-

Беркитувчи қатлам қалинлиги

$$l = \sqrt{\frac{2 \varepsilon \varepsilon_0}{e} \frac{N_k + N_s}{N_k \cdot N_s}} \quad (6-16).$$

билан аниқланади. $\varepsilon_0 = 8,83 \cdot 10^{-12}$ Ф/м диэлектрик доимийси; ε — ярим ўтказгичнинг нисбий диэлектрик сингдирувчанлиги; k — Больцман доимийси; e — электроннинг заряди; T — абсолют температура. Ярим ўтказгичнинг асосий материали сифатида германий олинганда

$$T = 300^\circ \text{ К да } \varphi_r = 0,025 \text{ В бўлади.}$$

Кремний учун $\varphi_k = 0,83 \text{ В}$ ва $l = 0,3 \text{ мкм}$.

р-п ўтишга эга бўлган системани ток манбаига улаб ундан электр токи ўтказиб кўрайлик.

Бунинг учун аввало системанинг п-соҳали учларига манбанинг мусбат қутби, р-соҳанинг учларига манфий қутб уланган ҳол билан танишиб чиқайлик (6.20- расм, б). Бунда ташқи манба ҳосил қилган электр майдони контакт потенциаллар ҳосил қилган майдон билан бир хил йўналишга эга бўлади. Шунда п-соҳада электронларнинг манбанинг мусбат қутби томон, р-соҳада эса ковакларнинг манфий қутб томон ҳаракатланиши кузатилади. Натижада беркитувчи қатлам кенгайиб р-п ўтишнинг қаршилиги ортиб кетади ва ундан оз миқдорда ток ўтади. Чунки беркитувчи қатламда ток фақат асосий бўлмаган зарядлар ҳисобига бўлади. Бундай ўтиш *тескари р-п ўтиш* деб аталади. Системанинг р-соҳаси учларига манбанинг мусбат қутби п-соҳаси учларига манфий қутб уланганда ташқи майдон йўналиши ички майдон йўналишига қарама-қарши бўлади. Шу сабабли п-соҳадаги электронлар ва р-соҳадаги коваклар бир-бирига қараб ҳаракатланиб, р-п ўтишда рекомбинацияланади. Натижада беркитувчи қатлам қалинлиги камайиб, унинг қаршилиги камаяди. Бу йўналишда системадан ток кичик қаршиликка учраб ўтганлигидан бу ўтиш *тўғри р-п ўтиш* деб аталади (6.20- расм).

Хулоса қилиб айтганда, р-п ўтиш токни бир томонлама ўтказиш хусусиятига эга экан.

Тўғри р-п ўтишда беркитувчи қатлам қалинлиги

$$l' = \sqrt{\frac{2 \varepsilon \varepsilon_0 (\varphi_k - U)}{e} \frac{N_k + N_s}{N_k \cdot N_s}} \quad (6-17)$$

гача камаяди. Бу пайтда ўтаётган токнинг кучланишга боғлиқлиги экспоненциал характерга эга бўлади:

$$I = I_u \left(\exp \frac{U}{\varphi_r} - 1 \right) \quad (6-18)$$

Бу ерда I_u иссиқлик токи деб аталиб, у миқдор жиҳатдан тескари кучланиш қўйилганда ҳосил бўладиган токка тенг. р-п ўтиш зарядларни тўплаш хусусиятига эга бўлганлигидан маълум сиғимга эга бўлади. Бу сиғим икки қисмдан иборат: тўсиқ сиғими C_r ва диффузия сиғими $C_{дф}$.

Тўсиқ сифими:

$$C_T = C_0 \left(1 + \frac{U}{\Phi_K} \right)^{-\gamma} \quad (6-19)$$

Бу ерда

$$C_0 = S \sqrt{\epsilon \epsilon_0 \frac{N_K}{2 \Phi_K}}$$

га тенг бўлиб, $U = 0$ бўлгандаги тўсиқнинг бошланғич сифими; S — ўтиш қисмининг юзи. Идеал р-п ўтиш учун $\gamma = 1/2$ га тенг деб олиниб, реал ҳолда $1/2$ ва $1/3$ оралиғида бўлади.

Диффузия сифими

$$C_{дф} = \frac{e I_{им} \tau_p}{kt} \left[1 - \exp \left(-\frac{t_{им}}{\tau_p} \right) \right] \quad (6-20)$$

га тенг бўлиб, мувозанатда бўлмаган зарядларнинг тўпланиши билан характерланади: τ_p — мувозанатда бўлмаган зарядларнинг яшаш вақти; $t_{им}$ — заряд ташувчи зарраларнинг инжекция вақти; $I_{им}$ — ток кучи.

Умумий р-п ўтишнинг сифими C_T ва $C_{дф}$ ларнинг йиғиндисидан иборат.

р-п ўтишдан ташқари, электрон-электрон (п-і ва п⁺-п ўтишлар) ёки ковак-ковак (р-і ва р⁺-р ўтишлар ҳам мавжуд. Бунда р-і ўтиш р-соҳадаги акцептор ионлари ва хусусий ярим ўтказгич коваклари ҳисобига ҳосил бўлади.

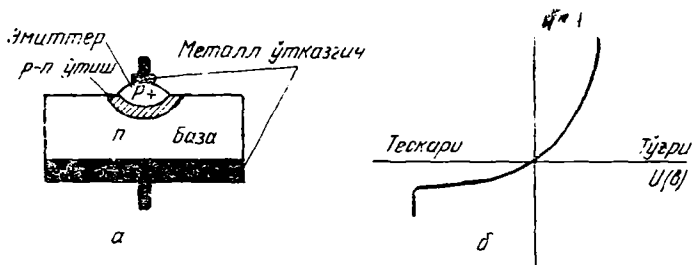
6.2.4. Металл-п-ярим ўтиш.

Бу ўтиш металл билан ярим ўтказгич ўзаро контакт юзала-рида ҳосил бўлади. Агар ярим ўтказгичдаги электроннинг чиқиш иши металлдагига нисбатан кичик бўлса, электронлар ярим ўтказгичдан металлга ўтади. Натижада ярим ўтказгичнинг кон-тактлашган юзида асосий заряд ташувчилар камайиб, мусбат ишорада зарядланади. Металл эса манфий ишорада зарядлана-ди. Бу жараён металл ва ярим ўтказгич Ферми сатҳлари тенг-лашгунга қадар давом этади. Контактлашиш юзида қўш электр қават вужудга келади. Ҳосил бўлган потенциал тўсиғи Шотки тўсиғи деб аталади.

Агар ярим ўтказгичдаги электроннинг чиқиш иши металл-дагига нисбатан катта бўлса, чегара яқинида ҳам заряд ташув-чиларнинг концентрацияси катта бўлган қатлам ҳосил бўлади. Бу қатламнинг ўтказувчанлиги юқори бўлиб, омик ўтиш деб ата-лади. Улардан ярим ўтказгичлардан учлар чиқаришда фойдала-нилади.

6.3. ЯРИМ ЎТКАЗГИЧЛИ ДИОД

Бу асбобда битта р-п ўтиш мавжуд бўлиб, унинг р ва п соҳа-ларидан уланиш учи чиқарилган бўлади. Ярим ўтказгичли диод-нинг тузилиши ва вольт-ампер характеристикаси 6.21-расмда



6.21- расм. Ярим ўтказгичли диоднинг тузилиши (а) ва унинг вольт-ампер характеристикаси (б).

келтирилган. р-п ўтиш ҳосил қилувчи соҳаларнинг бирида, асосий ток ташувчи заррачаларнинг концентрацияси кўп бўлиб, у *эмиттер* деб аталади. Иккинчиси эса *база* деб аталади. Вольт-ампер характеристикасининг тўғри р-п ўтиш қисмидаги ток (6—18) формула ёрдамида ифодаланади. Характеристиканинг тўғри р-п ўтишига тўғри келган қисмидан, диоднинг дифференциал қаршилиги ҳисобланади:

$$R_{\lambda} = \frac{\Delta U}{\Delta I} \quad (6-21)$$

Вольт-ампер характеристикасидан кўриниб турибдики, ярим ўтказгичли диод ҳам ночизиқли элементлар қаторига киради. Диодлардан сигналларни тўғрилаш, детекторлаш, модуляциялаш ишларида фойдаланилади.

Тўғрилагич диодлар паст частотали ($\nu < 50$ кГц) ўзгарувчан токларни тўғрилашда ишлатилади. Тайёрланиш технологиясига кўра диодлар ясси ва нуқтавий бўлиши мумкин. Ясси диодларда р-п ўтишнинг юзини белгиловчи ўлчамлар, унинг қалинлигига нисбатан катта бўлади. Нуқтавий диодларда эса аксинча бўлади.

Тўғрилагич диодлар сифатида асосан ясси диодлар ишлатилади. Тўғри йўналишда ўтувчи тўғриланган ток кучи 1600 А гача, тескари йўналишда 1000 В гача кучланишга мўлжалланган диодлар ишлаб чиқарилади. Албатта, бундай катта токни ўтказувчи диодлар иш жараёнида қизийди. Шу сабабли диодларга иссиқликни сочувчи радиаторлар кийдирилиб монтаж қилинади. Кремнийли тўғрилагич диодларнинг ишчи температураси 125°C гача бўлиши мумкин.

Юқори частотали диодлар сигналларни детекторлаш, ўзгартириш, модуляциялаш каби ишларда қўлланилади. Бу ишларни бажаришда диоднинг хусусий сифими муҳим аҳамиятга эга. Бундай диодларда сифим кичик бўлиши талаб қилинганлиги туфайли асосан нуқтавий диодлар ишлатилади. Бундай диодларнинг сифими пикофараданинг ўндан бир улушларида бўлиши мумкин. Ҳозирги кунда ишчи частотаси 1000 МГц гача бўлган юқори частотали диодлар мавжуд. Юқори частотали диодлар кичик теска-

ри кучланишда ва кичик тўғри токлар режимида ишлайди. Масалан, германийли нуқтавий диоднинг ишчи тескари кучланиши 350 В гача, тўғри йўналишдаги ток кучи 100 мА ($U_{тўғ} = 1,28$) гача бўлиши мумкин.

Импульс режимида ишлайдиган диодлар радио схемаларда калит вазифасини бажаради. Бу режимда асосан нуқтавий ва кичик ясси диодлар ишлатилади. Диод икки хил ҳолатда бўлади: «очиқ» ёки «ёпиқ». Очиқ ҳолда диод қаршилиги кам, ёпиқ ҳолда катта бўлади. Импульс схемаларида диоднинг бир ҳолатдан иккинчи ҳолатга қанчалик тез ўтиши аҳамиятлидир.

Ярим ўтказгичли кучланиш стабилизатори (стабилитрон, стабистор). Бу ярим ўтказгичли диод занжирга тескари р-п ўтиш ҳосил бўладиган қилиб уланади. Иш режими, диод характеристикасининг тескари йўналишда ёриб (тешиб) ўтувчи ток ўтадиган қисмига тўғри келади. Ёриб ўтиш дейилганда, диодга тескари р-п ўтишга тўғри келадиган кучланиш қўйилиб, унинг маълум қийматида тескари токнинг кескин ортиб кетиши тушунилади. Диодда кўчкили, туннель ва иссиқлик таъсирида ёриб ўтишлар кузатилиши мумкин.

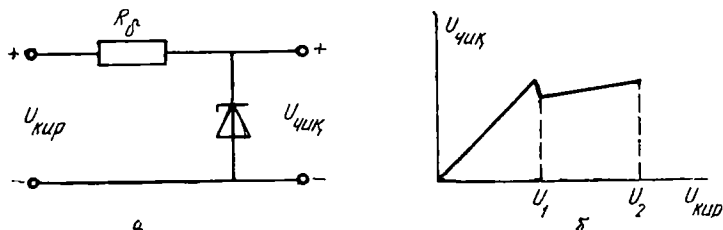
Ярим ўтказгичда аралашма миқдори жуда кичик бўлганда, катта тескари кучланиш таъсирида бўлган электронлар ва коваклар нейтрал ярим ўтказгич атомининг яна битта ковалент боғланган электронини уриб чиқариши мумкин. Натижада заряд ташувчи заррачаларнинг янги жуфти ҳосил бўлади. Етарли миқдордаги тескари кучланишда бундай уриб чиқариш кўчкисимон кўринишда намоён бўлади.

Туннель орқали ёриб ўтишда кучли электр майдон таъсирида ($2 \cdot 10^5$ В/см, германий учун ва $4 \cdot 10^3$ В/см) электр соҳаларининг чегараси силжийди ва чегара яқинида кичик потенциал тўсиққа эга бўлган туйнук очилади. Қаршилиги кичик ярим ўтказгичларда туннель орқали ток ўтиш, кўчкисимон ўтиш кузатиладиган кучланишдан кичикроқ кучланишларда рўй беради. Қаршилиги катта бўлган ярим ўтказгичларда эса, аксинча.

Иссиқлик таъсирида ёриб ўтишда р-п ўтиш соҳаси қизиб, унда асосий бўлмаган ток ташувчиларнинг кўпайиши ва натижада тескари йўналишдаги токнинг ортиб кетиши кузатилади.

Кўчкисимон ва туннель орқали ёриб ўтишлар диодни ишдан чиқармайди. Шу сабабли бу ўтишлар электрон қурилмаларда қўлланилади. Иссиқлик таъсирида ёриб ўтиш эса, р-п ўтишни бузади.

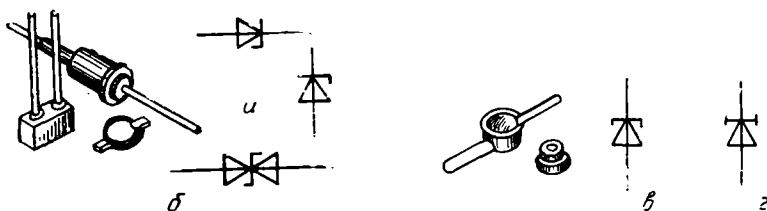
Стабилитронлар кўчкисимон ёриб ўтиш ҳодисасига асосланиб ишлайди. Унинг ишлаш принципи қуйидагича (6.22-расм): стабилитронга қўйилган тескари йўналишдаги кучланиш ортириб борилса, диоддан ўтадиган тескари ток миқдори жуда кичик бўлганлигидан, схеманинг чиқишидаги кучланиш ҳам ортиб боради. Кучланиш миқдори кўчкисимон ёриб ўтиш миқдорига етганда, диоддан ўтаётган ток кескин ортиб кетади (6.21-расм, б). Чиқиш кучланиши эса бир оз камаяди. Кириш кучланишининг бундан кейинги ортиши стабилитрон орқали ўтувчи токни оширишга



6.22- расм. Стабилитронни ток манбаига улаш (а) ва унинг чиқиш характеристикаси (б).

сарфланади ва чиқиш кучланиши деярли ўзгармайди (6.22-расм, б). Бу оралиққа тўғри келган чиқиш кучланиши, стабилитроннинг *стабилизациялаш кучланиши* деб юритилади.

Асосий параметрларига стабилизациялаш кучланиши $U_{ст}$, стабилизациялаш токи $I_{ст}$, стабилизациялаш токига тўғри келган дифференциал қаршилиги $R_{ст}$ киради. Унинг ташқи кўриниши ва схематик белгиланиши 6.23-расмда келтирилган.

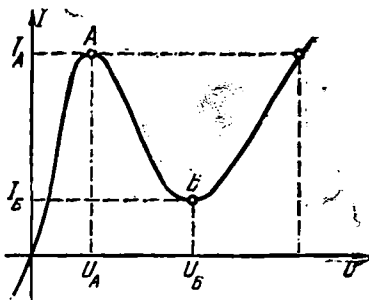


6.23- расм. Ярим ўтказгичли стабилитрон, туннель ва айлантисилган диодлар ва уларнинг шартли белгилари:

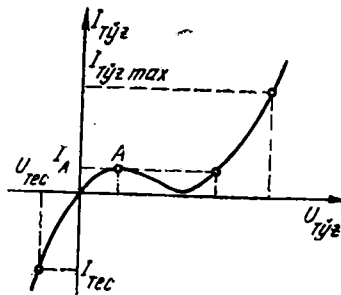
а — бир томонлама ўтказадиган; б — икки томонлама ўтказадиган стабилитрон; в — туннель; г — айлантисилган диодлар.

Туннель диодлар асосан кўп аралашмали диодлардан ясалди. Унинг ишлаш принципи туннель орқали ёриб ўтиш ҳодисасига асосланган. Туннель диоднинг вольт-ампер характеристикаси 6.24-расмда келтирилган. Характеристикадан кўриниб турибдики, унинг тўғри ўтишга мос келган қисмида дифференциал қаршилиги манфий қийматга эга бўлган соҳа мавжуд. Манфий қаршилиқ дейилганда кучланиш ортиши билан ток кучи камайиши тушунилади. Бу хусусиятга кўра туннель диоддан кучайтиргич, генератор ва турли хил импульс режимида ишлайдиган қурилмаларда фойдаланилади. Диод тескари йўналишдаги токни яхши ўтказди.

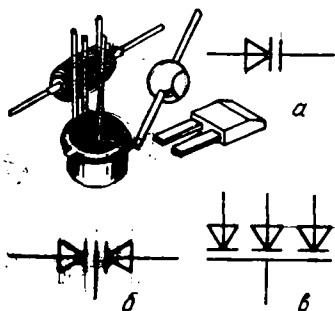
Асосий параметрлари: юқори чўққига тўғри келган ток кучи I_A (графикда А нуқта); пастки чуқурликка тўғри келган ток кучи I_B (графикда Б нуқта); юқори чўққи ва пастки чуқурликка тўғри келган кучланишлар U_A ва U_B .



6.24- расм. Туннель диоднинг вольт-ампер характеристикаси.



6.25- расм. Айлантририлган диоднинг вольт-ампер характеристикаси.



6.26- расм. Варикаплар ва уларнинг шартли белгилари:

a — варикап; *b* — бир катодли, икки (*c*) — уч варикапли матрица.

Айлантририлган диодлар ҳам тунелли диодларга ўхшаш бўлиб, вольт-ампер характеристикасида, дўнглик ва чуқурлик фазасидаги фарқ кичик бўлади (6.25- 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.

Варикап — бу ярим ўтказгичли диод бўлиб, сиғим тескари йўналишдаги кучланишга боғлиқ бўлади. Тескари кучланиш ортиши билан р-п

ўтиш сиғимининг камайиши қуйидаги ифода

$$C_U = C_0 \left[\frac{\Phi}{\Phi_K + U} \right]^{1/n} \quad (6-22)$$

асосида боради. Бунда Φ — контакт потенциаллар айирмаси; C_U — кучланиш U қийматга етгандаги сиғими; C_0 — диодга кучланиш берилмаган ҳолдаги сиғими; n — варикапнинг турига боғлиқ бўлган коэффициент ($n = 2 \dots 3$).

Варикаплар галлий арсениддан тайёрланиб, унда асосий бўлмаган заряд ташувчилар концентрацияси кам бўлади. Тескари йўналишдаги дифференциал қаршилиги катта бўлади.

Варикаплар контур частотасини автоматик тарзда сошлаш ишларида генератор ва гетеродинлар частоталарини ўзгартиришда ишлатилади.

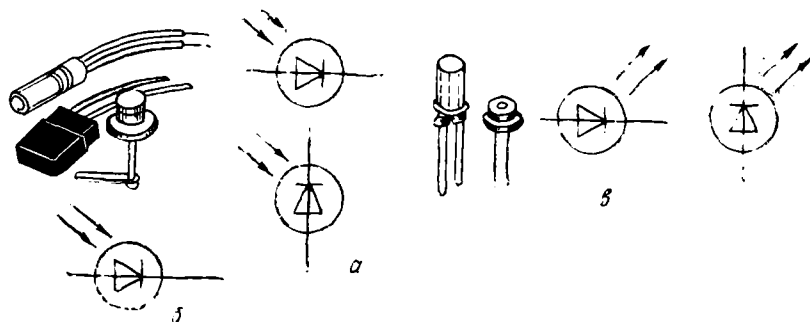
Сигнал частотасини кўпайтирувчи варикаплар варактор деб аталади. Асосий параметрлари: варикапнинг асллиги Q ; сиғимини ўзгартириш коэффициенти K_C , умумий сиғими C_B .

Фотодиодлар. Айрим моддаларга ёруғлик тушганда, энергия модда атомлари томонидан ютилиб, электрон — ковак жуфтини ҳосил қилади. Бу моддадан ясалган материал учларига кучланиш берилса, электронлар бир томонга, коваклар иккинчи томонга ҳаракат қилади. Ёруғлик интенсивлиги ортиши билан ток кучи ҳам ортиб боради.

Фотоэлектрик қурилмалар ёруғлик таъсирида кучланиш ҳосил қилади. Одатда улар р-н ўтишга эга бўлиб, ҳосил бўлган кучланишнинг мусбат қутби п-соҳада бўлади. Бу кучланиш ташқи занжирга уланса ток ҳосил қилиш мумкин. Ток йўналиши ўтиш йўналишига қарама-қарши бўлади. Фотодиодлар — ёруғлик таъсирида электр токини ўтказувчи қурилма сифатида ишлатилиши мумкин.

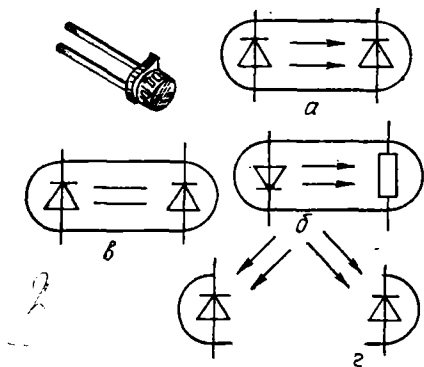
Ёруғлик диодлар — бу бир ёки бир неча р-п ўтишга эга бўлган диод бўлиб, ундан ток ўтганда ўзидан ёруғлик чиқаради. Бу диодда ток ташувчи заррачалар электронлар ва коваклардан иборат бўлса-да, электронларнинг миқдори ковакларга нисбатан кўпроқ бўлади. Электронлар п соҳадан р-соҳага ўтиш давомида, бир энергетик сатҳдан иккинчисига ўтади. Электронлар р-соҳада коваклар билан рекомбинацияланиб ўзларининг ортиқча энергияларини йўқотади. Бу энергия нур сифатида чиқади. Ток ортиши билан ёруғлик интенсивлиги ҳам ортади. Чиқаётган нур кенгроқ фазога тақсимланиши учун диоднинг нур чиқаётган соҳасига ихчам линза ҳам ўрнатилади. Диод материалига қараб ундан чиқувчи нурнинг ранги ҳам ҳар хил бўлади. Масалан: галлий арсенид инфрақизил, галлий арсенид фосфиди — қизил ёки зарғалдоқ; галлий фосфид — сариқ ёки яшил ранг чиқаради. Ёруғлик диодларида тўғри йўналишдаги кучланиш тушуви 1—4 В, тескари ёриб ўтиш кучланиши 5+50 В атрофида бўлади.

Ёруғлик диодлари ёруғлик индикаторлари, оптоэлектрон асбобларида нурланиш манбан, кино фототехникада ва автоматик қурилмаларда ишлатилади. Фотодиод ва ёруғлик диодларининг ташқи кўриниши ва шартли белгиси 6.27- расмда келтирилган.



6.27- расм. Фотодиод ва ёруғлик диодлар:

а — фотодиод; б — фотодетектор; в — ёруғлик диодлари.



6.28- расм. Оптрон асбоблар.

Оптрон асбоблар. Битта қурилма ичига фотодиод ва ёруғлик диоди жойлаштирилган асбоблар *оптронлар* деб аталади (6.28-расм). Бундай асбоблар сигналларни бир блокдан иккинчисига ўтказишда ишлатилади. Асбобдан фойдаланиш узатувчи блокнинг чиқиш қаршилиги, қабул қилувчи блокнинг кириш қаршилигидан катта фарқ қилганда, блоклар ўзаро электр жиҳатидан уланиши мумкин бўлмаганда юқори самара беради.

Ярим ўтказгичли диодларни маркалаш. Диодларни маркалаш

ОСТ 11.336.919—81 га асосланган. Бу система 1982 йилдан бошлаб кучга кирган. Бу системага кўра диодлар еттита ҳарфий рақамли код билан белгиланади. Биринчи элемент ярим ўтказгич материални билдиради: Г ёки 1 — германий ва унинг бирикмалари; К ёки 2 — кремний ва унинг бирикмалари; А ёки 3 — галлий арсенид бирикмалари; И ёки 4 — индий бирикмалари. Иккинчи элемент диод турини кўрсатади: Д — тўғрилагичли, импульс режимли; Ц — тўғрилагич блоклари ва устунлари; А — юқори частотали; В — варикап; И — туннелли ва айлантирилган; С — кучланиш стабилизаторлари; Г — шовқин генераторлари; Л — оптоэлектронлар. Учинчи элемент диодни параметрларига кўра ажратади. Масалан: тўғрилагич диоднинг тўғри токи 0,3 А дан кўп бўлмаганлари —1; 0,3 А дан кўп бўлганлари —2 ва ҳ. Тўртинчи элемент 01 дан 999 гача бўлган рақамлардан иборат бўлиб, диоднинг ишлаб чиқаришдаги конструкция номерини билдиради. Бешинчи элемент ҳарфдан иборат бўлиб, диодни параметрларга ажратади.

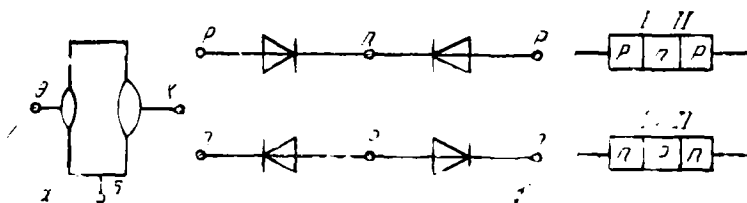
ГОСТ 10862-72 га кўра биринчи элемент диод материални билдиради: Г — германий; К — кремний; А — галлий арсенид. Иккинчи элемент асбоб синфини билдиради: Д — тўғрилагичли, универсал, импульсли диодлар; Ц — тўғрилагич диодлари блоки; И — устуни; А — юқори частотали диод; В — варикап; И — туннелли ва айлантирилган диодлар; Л — нурлантирувчи; К — ток стабилизаторлари; С — стабилитрон ва стабисторлар; Ф — фотодиодлар. Учинчи элемент диодларни синфларга ажратувчи рақам. Тўртинчи элемент конструкция номерини билдиради. Ўлчамлари кичик диодлар турли рангдаги нуқталар билан маркаланди. Масалан; Д9Б — мусбат қутбда битта қизил нуқта; Д9В — олов ранг нуқта; Д9Ж — яшил ранг нуқта; Д9Е — иккита сариқ нуқта ва ҳ. Тўла рўйхатини махсус справочниклардан олиш мумкин.

6.4. БИПОЛЯР ТРАНЗИСТОРЛАР

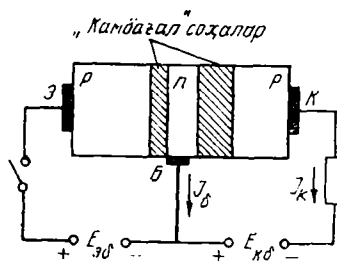
Транзистор учта соҳадан иборат ярим ўтказгичли асбоб. Унинг тузилиши 6.28-расмда келтирилган. Ўрта қисми база деб аталаб, аралашма концентрацияси четки қисмларига нисбатан кам ва юққа бўлади. База қалинлиги L_B , электрон ёки ковакнинг рекомбинациялашгунга қадар эркин югуриб ўтган масофаси L_D га нисбатан кичик $L_B < L_D$ бўлса, юққа база деб юритилади. L_D шунингдек, диффузия силжиш узунлиги деб ҳам аталади. Четки қисмларидан бири эмиттер, иккинчиси коллектор деб аталади. Транзисторнинг тузилиши триодга қийёсланса, эмиттер — катодга, база — тўрга, коллектор — анодга ўхшатилади.

Эмиттер деган ном электронлар базага пуркалади, инъекция, яъни инъекцияланади деган маънони англатади. Мана шу хусусияти билан электрон лампадаги катоддан термоэлектрон эмиссия ҳодисаси туфайли электронлар ҳосил бўлиши орасидаги фарқ тушунтирилади. Транзистор ва вакуумли триод ишлаш принципи жиҳатидан ҳам фарқ қилади. Триодда тўрга кучланиш берилмаса ҳам, анод токи ҳосил бўлади. Транзисторда эса база токи бўлмаса, коллектор токи ҳам бўлмайди. 6.29-расмда кўрсатилган транзистор дискрет транзистор деб аталади. Бу транзисторда р-п ўтишлар ярим ўтказгичли пластинанинг қарама-қарши томонларида жойлашган. Ўтишлари бир томонга жойлашган транзисторлар ҳам мавжуд. Бундай транзисторлар *интеграл транзисторлар* деб аталади. Эмиттер соҳасида аралашма миқдори кўпроқ бўлади. Коллектор заряд ташувчиларни экстракциялаш (суғуриб олиш) вазифасини бажаради.

Транзисторнинг базаси п ёки р ўтказувчанликка эга бўлиши мумкин. Шунга кўра четки қисмлари р ёки п ўтказувчанликка эга бўлади. Демак, транзистор р-п-р ёки п-р-п структурали бўлади. Транзисторда иккита р-п ўтиш мавжуд. Бунини ҳисобга олган ҳолда транзисторни кетма-кет уланган иккита боғланган диод сифатида қараш мумкин (6.29-расм, б). Унинг четки учларига (эмиттер — коллекторга) кучланиш уланганда р-п ўтишларнинг бири тўғри ўтиш бўлса, иккинчисидан тескари бўлганлигидан ҳар иккала йўналишда ҳам системадан ток ўтмайди. Транзисторни иккита ток манбаига 6.30-расмда кўрсатилганидек улайлик. Калит очиқ бўлганда эмиттер занжирида ток бўлмайди. Коллектор занжирида эса оз миқдорда тескари р-п ўтиш токи ($I_{КБТ}$, т —



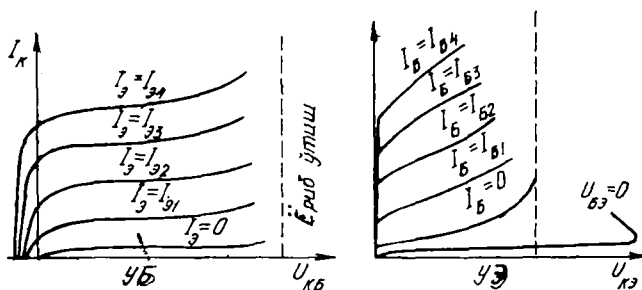
6.29- расм. Транзисторнинг тузилиши (а) ва унинг қарама-қарши уланган диодлар сифатида тасвирланиши (б).



6.30- расм. Транзисторни УБ схемада улаш.

лар тақсимланиши натижасида унда асосий бўлмаган зарядларни эмиттердан коллекторга ўтишига ёрдам берувчи электр майдон бўлса, бундай транзистор *дрейфли транзистор* дейилади. Агар базада хусусий майдон бўлмаса, асосий бўлмаган заряд ташувчилар база орқали асосан диффузия ҳодисаси туфайли ўтса, бундай транзистор *дрейфсиз транзистор* деб аталади. 6.31-расмда транзисторнинг чиқиш характеристикалари келтирилган. Унда $I_3 = 0$ га мос келган характеристика K калит очик бўлган ҳолни ифодалайди. Характеристикадан кўринадики, коллектор — базага қўйилган манфий кучланиш қиймати ортиши билан токнинг сезиларли даражада ортиши кузатилмайди. Бунини тушунтириш учун транзисторнинг потенциал диаграммаси билан танишиб чиқайлик (6.32-расм). Унда транзисторнинг зарядларга камбағаллашган соҳалари ҳам кўрсатилган. Эмиттер ва коллектор соҳаларида зарядланган заррачалар концентрацияси катта бўлганлигидан камбағал соҳа асосан база қатламида бўлади. 6.32-расмдан кўринадики, икки соҳа орасидаги масофа, яъни базанинг эффектив қалинлиги база қалинлигидан кичик бўлади. Коллектордаги манфий кучланишнинг ортиши коллектор ўтишидаги камбағал қатламнинг кенгайишига олиб келади. Натижада базанинг эффектив қалинлиги камаёди. Бу ҳодиса база қалинлигининг *модуляцияси* деб аталади.

Эмиттер токи фақат коваклар ҳаракати туфайли ҳосил бўл-



6.31- расм. УБ (а) ва УЭ (б) схемада уланган транзисторнинг чиқиш характеристикалари.

масдан, электронлар ҳаракати билан ҳам боғлиқ. Коллекторда эса ток фақат коваклар ҳаракати туфайли вужудга келади. Шу сабабли эмиттернинг самарадорлиги

$$\gamma = \frac{I_{\text{эп}}}{I_{\text{эп}} + I_{\text{эп}}} \quad (6-23)$$

орқали аниқланади. Бу ерда $I_{\text{эп}}$ — коваклар ҳаракати туфайли ҳосил бўлган эмиттер токи; $I_{\text{эп}}$ — электронлар ҳаракати туфайли ҳосил бўлган эмиттер токи.

Эмиттердан базага инжекцияланган (пуркалган) бир қисм коваклар базадаги асосий заряд ташувчилар — электронлар билан рекомбинацияланади.

База орқали ўтиб боровчи коваклар, база учун асосий бўлмаган ток ташувчи заррачалар ҳисобланади. Қуйидаги

$$\beta = \frac{I_{\text{к}} - I_{\text{квт}}}{I_{\text{эп}}} \quad (6-24)$$

нисбат билан аниқланадиган катталик база орқали ўтувчи асосий бўлмаган заряд ташувчиларни ўтказиш коэффициенти деб юритилади.

Эмиттернинг самарадорлиги ва ўтказиш коэффициенти транзистор катта сигнал билан ишлагандаги ток узатиш коэффициенти $h_{21\text{Б}}$ ни белгилайди.

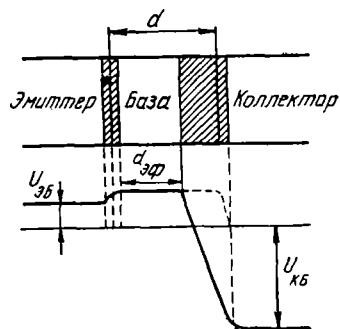
Бу коэффициент

$$h_{21\text{Б}} = \frac{I_{\text{к}} - I_{\text{квт}}}{I_{\text{э}}} = -\gamma \cdot \beta \quad (6-25)$$

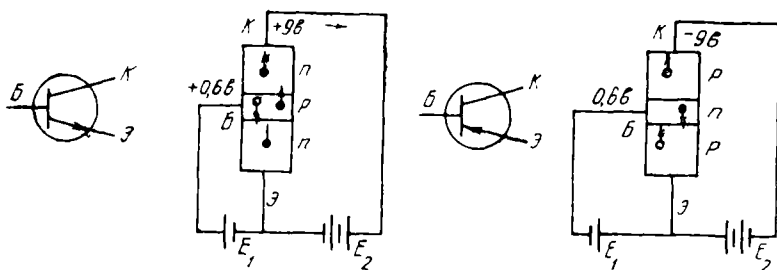
да тенг. Коллекторга кириб келувчи ток йўналиши мусбат йўналиш деб қабул қилинганлигидан (6-25) да «минус» ишора қўйилади. $h_{21\text{Б}}$ коэффициенти транзисторнинг муҳим параметрларидан бири ҳисобланиб, сифатли тайёрланган транзисторларда бирга яқин бўлади. 6.30-расмда кўрсатилганидек транзисторни занжирга улаш умумий базали (УБ) схема деб юритилади. Бу схема бўйича $E_{\text{эб}}$ ва $E_{\text{кб}}$ манбаларнинг улаиш усулига кўра транзисторлар турли режимда ишлаши мумкин.

Шулардан транзистор актив режимда ишлаганда ундан ўтувчи токни бошқариш самарали бўлади.

Умуман олганда транзисторлар занжирга уч хил усулда улаиши мумкин. 6.33-расмда E_1 ва E_2 батареялар ҳосил қиладиган ток занжирида эмиттер ҳар иккаласи учун умумийдир. Шу сабабли бундай улаш умумий эмиттерли (УЭ) схема деб юритилади. Худди шундай умумий базали (УБ) ва умумий коллекторли (УК) схемаларни ҳам тузиш мумкин. 6.1-жадвалга мувофиқ транзисторлардан сигналларни кучайтириш, импульсли схемалар тузиш ва ҳ. ларда фойдаланиш мумкин. Шу сабабли транзистор-



6.32- расм. Транзистордаги «камбағал» зона ва унинг потенциал диаграммаси.



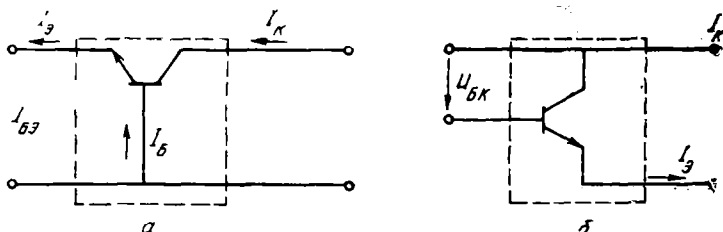
6.33- расм. Транзисторни занжирга УЭ схемада улаш.

ларга сигнал таъсир эттирилганда унинг параметрлари қандай ўзгаришига алоҳида аҳамият берилади.

6.1- жадвал

Транзисторнинг режими	р-п Утиш		Ишлатилиш соҳаси
	эмиттер-база	коллектор-база	
1. Актив	тўғри	тескари	сигналларни кучайтириш
2. Тўйиниш	тўғри	тўғри	импульсли схема-ларда
3. Ажратиш	тескари	тескари	рақамли схемалар-да
4. Инверсия	тескари	тўғри	рақамли схемалар-да

Транзисторга кичик сигнал таъсир эттирилганда, уни чизиқли актив носимметрик тўрт қутбли деб қараш мумкин (6.34- расм). Кичик сигнал таъсир эттириш дейилганда сигнал амплитудаси 1,5 баробар орттирилганда транзистор параметрлари 10% дан кўпга ортмайдиган ҳол кўзда тутилади. Шунда тўрт қутбли параметрларни ҳисоблаш усулини (3.1- §) қўллаш мумкин. Одатда, транзисторларнинг h параметрларини УБ ва УЭ схемалари учун ҳисобланади. Бу схемалар ёрдамида топилган параметрлар ўзаро қуйидагича боғланган:



6.34- расм. Транзистор тўрт қутбли сифатида:

в — УБ; б — УК.

$$h_{116} \approx \frac{h_{113}}{1+h_{213}}; \quad h_{126} \approx \frac{h_{113} \cdot h_{223}}{1+h_{213}}. \quad (6-26)$$

$$h_{216} \approx \frac{h_{213}}{1+h_{213}}; \quad h_{226} \approx \frac{h_{223}}{1+h_{213}}$$

Шулардан энг кўп ишлатиладигани УБ схемада

$$h_{126} = -\alpha = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_E} \Big|_{U_{K6} = \text{const}} \quad (6-27)$$

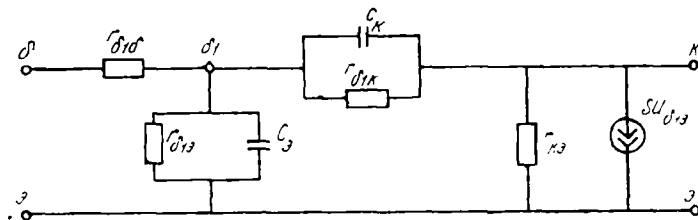
ва УЭ схема учун

$$h_{213} = \beta = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_E} \Big|_{U_{K3} = \text{const}} \quad (6-28)$$

бўлиб, улар ўзаро қуйидагича боғланган:

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} \quad (6-29)$$

Транзисторнинг УЭ схема бўйича ишлаш принципини ҳисобга олган ҳолда, унинг физик эквивалент схемасини 6.35-расмда кўрсатилганидек ифодалаш мумкин. Унда δ_1 нуқта база ички қисмидан олинган



6.35- расм. УЭ схемада уланган транзисторнинг дурагай П- кўриниш-даги эквивалент схемаси.

нуқтани, $r_{б16}$ — база соҳасининг қаршилигини, $r_{б13}$ ва $c_э$ — эмиттер ўтишини, $r_{б1к}$ ва $c_к$ — коллектор ўтишини характерлайди; $r_{к3}$ — коллектор ва эмиттер оралиғидаги сирқитувчи қаршилик.

Бу схемадан кўринадики

$$r_{б13} = \frac{1}{2\pi f c_э} \quad (6-30)$$

шарт бажариладиган частотада $r_{б13}$ ва $c_э$ дан ўтувчи ўзгарувчан тоқлар бир хил бўлади.

Чиқиш токи абсолют қиймат бўйича $1/\sqrt{2}$ баробор камайдиган ток частотаси УЭ схема бўйича ток узатишнинг чеклаш частотаси деб юритилади ва f_{h213} ҳарфи билан белгиланади;

$$f_{h213} = \frac{1}{2\pi h_{213} \cdot r_{э} \cdot c_э} \quad (6-31)$$

Частота орта бориши билан транзистордаги чиқиш токи ҳам камая боради ва маълум бир $f_{\text{чег}}$ частотада у база токига тенг бўлиб қолади:

$$f_{\text{чег}} = \frac{1}{2\pi r_s \cdot c_s} \quad (6-32)$$

$f_{\text{чег}}$ — транзисторнинг ток узатиш чегаравий частотаси деб аталади. Чеклаш частотаси ва чегаравий частоталар бир-бири билан қуйидагича боғланган:

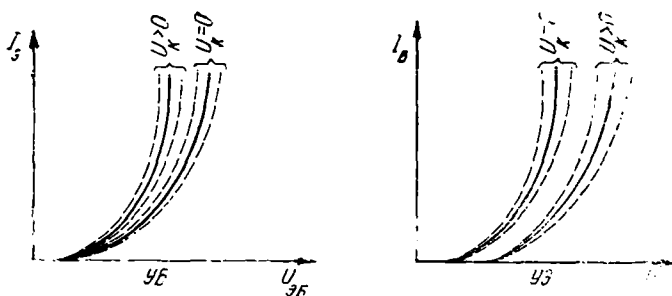
$$f_{h_{21\beta}} = \frac{f_{\text{чег}}}{1+h_{21\beta}}; f_{h_{21\beta}} \approx h_{21\beta} \cdot f_{\text{чег}} \quad (6-33)$$

Транзистордан ўтувчи токларнинг кучланишга боғлиқлиги статик вольт-ампер характеристикалари (ВАХ) орқали ифодаланади. Улар кириш ва чиқиш характеристикаларига ажратилади.

Кириш характеристикаси дейилганда чиқиш занжирининг кучланиши ўзгармас сақланган ҳолда, кириш занжиридаги токнинг кириш кучланишига боғлиқлик графиги тушунилади. Масалан, УЭ схемасида $U_{\kappa\beta} = \text{const}$, $I_{\beta} = F(U_{\text{об}})$. Чиқиш характеристикаси дейилганда кириш занжиридаги ток ўзгармас бўлганда, чиқиш токининг чиқиш кучланишига боғлиқлиги тушунилади. Масалан, УЭ схемада

$$I_{\beta} = \text{const}, I_{\kappa\beta} = F(U_{\kappa\beta}).$$

УБ ва УЭ схеманинг кириш ВАХи 6.36-расмда келтирилган. Характеристикадан кўриниб турибдики, у диодникига ўхшаш кўринишга эга.



6.36- расм. Транзисторларнинг кириш характеристикаси;
а — УБ ва б — УЭ схемаларида.

6.31-расмда УБ ва УЭ схемалар бўйича уланган транзисторнинг чиқиш характеристикалари келтирилган. УБ схемада, УЭ никига қараганда коллектор токи коллектор кучланишига кучсиз боғланган. УЭ схемада коллектор токининг кескин ортиши УБ никига нисбатан кичик коллектор кучланишида рўй беради.

Транзистордан кучайтиргич сифатида фойдаланилганда, умумий эмиттерли схемада сигнални кучланиш бўйича 10—200 марта кучайтириш мумкин. Шу сабабли УЭ схема бошқаларига нис-

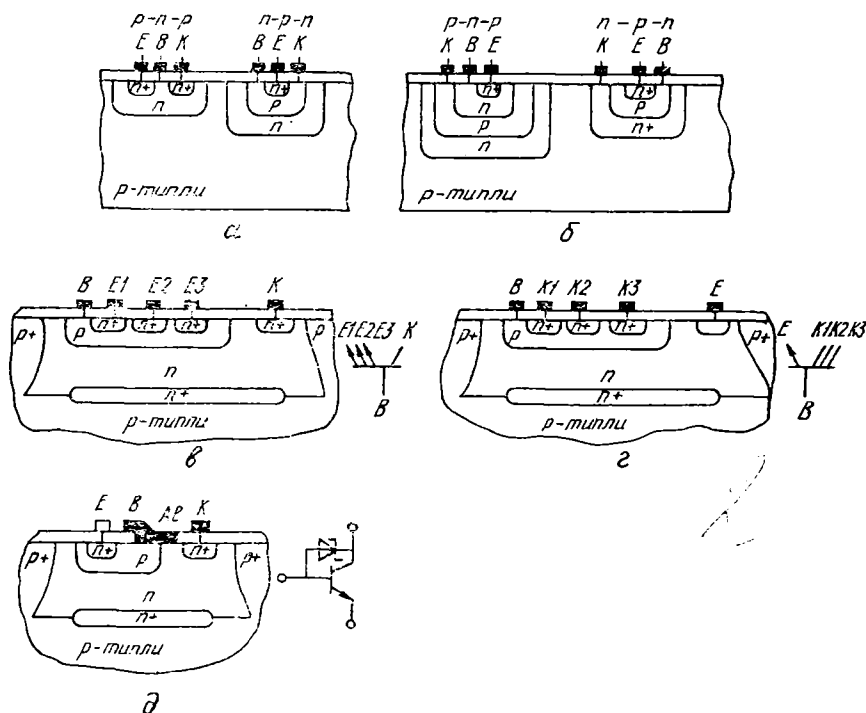
батан кўпроқ қўлланилади. Лекин УЭ схемада кириш қаршилиги 500—1000 Ом, чиқиш қаршилиги 2—20 кОм атрофида бўлади. Кириш қаршилиги кичик бўлганлигидан бошқа қурилмаларга мослаш даврида қийинчиликлар туғилади. УК схемада кучланиш бўйича кучайтириш бир атрофида, ток бўйича кучайтириш УЭ ники билан бир хил. УБ схемада ток бўйича кучайтириш бир атрофида, кучланиш бўйича кучайтириш УЭ ники каби бўлади. Кириш қаршилиги бу схемада жуда кичик, 10—200 Ом атрофида бўлганлигидан кўпинча электр сигналларини генерациялаш ва шунга ўхшаш қурилмаларда ишлатилади.

Биполяр транзисторларни маркалаш. Транзисторлар ҳам ОСТ 11.336.919—81 га мувофиқ маркаланади. Биринчи элемент транзистор тайёрланган материални билдиради: Г — германий ва унинг қотишмалари; К — кремний ва унинг қотишмалари; А — галлий қотишмалари. Иккинчи элемент — ярим ўтказгичли асбоб синфини билдиради. Биполяр транзисторлар учун Т ҳарфи қўйилади. Учинчи элемент частота диапазони ва қувватини кўрсатувчи рақам сифатида кўрсатилади. Масалан, чегаравий частотаси 3 МГц бўлиб, қуввати 0,3 Вт дан ортмайдиган транзисторларга 1 рақами, чегаравий частотаси 30 МГц бўлиб, қуввати 1,5 Вт дан ортмайдиганларига 5 рақами қўйилади. Тўртинчи элемент 01 дан 999 гача қўйилиб, конструкция номерини билдиради. Бешинчи ҳарfli элемент транзисторларни баъзи параметрларига қараб группаларга бўлинишини кўрсатади.

6.5. ИНТЕГРАЛ ТРАНЗИСТОРЛАР

Интеграл транзисторлар кремний монокристаллидан тайёрланган пластина асосида ясалади. Пластинада бирор технологик усул билан база, эмиттер ва коллектор соҳаларида турли концентрацияли аралашмалар ҳосил қилинади. Сўнгра бу соҳалардан пластина устки қисмига учлар чиқарилади. Бу иккала сабабга кўра эмиттер, база ва коллектор соҳаларининг ҳажмий қаршилиги катта бўлади. Интеграл транзисторнинг базаси жуда ўпқа бўлиб, эмиттер база потенциал сатҳи баланд бўлади. Интеграл схемадаги барча элементлар битта асосда ясалганлигидан улар орасида паразит боғланишлар бўлади. Шу сабабли улар бир-биридан изоляцияланади. Интеграл схемаларни изоляциялашнинг икки усули мавжуд; диэлектрик орқали ва тескари силжишга эга бўлган р-п ўтиш орқали. Интеграл схемаларда асосан, коллектор занжири таъминловчи манбанинг манфий қутбига улаб қўйилади.

Транзистори р-п-р типли ИС ларни тайёрлаш технологияси қийинроқ бўлганлигидан, уларни п-р-п типли транзисторлар билан қўшиб тайёрланади. Бундай жуфтлик *комплементар* деб аталади. Комплементар усулда тайёрланадиган р-п-р транзисторлари горизонтал ва вертикал структурали бўлади. Горизонтал структурали транзисторда эмиттер, база ва коллектор битта горизонтал текисликда жойлашади (6.37-расм, а). Бундай структурали транзисторда ток ташувчи заррачалар кристалл юза-



6.37- расм. Интеграл транзисторлар:

а — горизонтал структурали комплементар транзисторлар; б — вертикал структурали комплементар транзисторлар; в — кўп эмиттерли транзистор; г — кўп коллекторли транзистор; д — Шотки тўсигига эга бўлган транзистор.

сидан параллел равишда кўчади. Вертикал структурали р-п-р транзисторларда, п-р-п транзисторлари каби эмиттер, база ва коллекторлар вертикал ҳолатда жойлаштирилади (6.37- расм, б).

Ҳозирги замон ИС ларида, дискрет схемаларда қўлланилмай-диган махсус п-р-п типи транзисторлар ишлатилади. Буларга кўп эмиттерли ва кўп коллекторли транзисторлар, Шотки тўсигига эга бўлган транзистор ва супербета-транзисторларини келтириш мумкин.

Кўп эмиттерли интеграл транзисторнинг тузилиши ва шартли белгиси 6.37-расм, в да келтирилган. Бу транзистор асосан рақамли ИС да кенг қўлланилади, у икки ҳолатда; «очиқ» ва «ёпиқ» ҳолатда ишлашга мўлжалланган. Бунда база ва коллектор ҳамма эмиттер учун умумий ҳисобланади. Шу сабабли база ва коллекторга қўйилган маълум кучланишда, эмиттерлар кучланишига қараб баъзилари очик бўлса, баъзилари ёпиқ бўлади.

Кўп коллекторли интеграл транзисторнинг тузилиши ва шартли белгиси 6.37-расм, г да келтирилган. Унинг тузилиши кўп эмиттерли транзисторлардан унча фарқ қилмайди. Фарқи шундаки, у инверсия режимида ишлайди. Шу боисдан p^+ қатлам ба-

за соҳасига яқинроқ қилиб ясалади. Бунда p^+ қатлам электронлар инжектори вазифасини ўтайди.

Шотки тўсигига эга бўлган транзисторнинг тузилиши ва шартли белгиси (6.37-расм, δ да) келтирилган. Транзистор базасидан алюминийли контакт чиқарилган бўлиб, у коллектор томон чўзилган. Бу контакт коллекторнинг p -соҳаси билан Шотки диодини ҳосил қилади. Натижада транзисторнинг тўйинишига йўл қўйилмайди. Базадаги кучланиш коллектордаги кучланишдан ортиқ бўлганда Шотки диоди очилиб, база ва коллекторни қисқа туташтиради. Шотки диоднинг борлиги транзисторнинг ишлаш тезлигини ортиради.

Супербета-транзисторда базанинг ток ўтказиш коэффициенти 3000—6000 атрофида бўлади. Бундай катта ўтказиш коэффициентига базанинг ўта юпқалиги туфайли эришилади. Шу сабабли электродлардаги кучланиш камроқ қилиб олинади.

Интеграл диодлар — транзистор структураси асосида амалга оширилади, учинчи, ишлатилмайдиган электрод қолган икки электроддан бирига улаб қўйилади. ИС ларда эмиттер база оралиғи диод сифатида ишлатилади.

6.6. МАЙДОНЛИ ТРАНЗИСТОРЛАР

Майдонли транзистор — чиқиш токи кириш кучланиши билан бошқариладиган ярим ўтказгичли асбоб. Майдонли транзисторларда чиқиш токига таъсир қилувчи кириш кучланиши электр майдон ҳосил қилади.

Юқорида келтирилган ∇ биполяр транзисторда икки хил — асосий ва асосий бўлмаган заряд ташувчилар муҳим роль ўйнайдн. Майдонли транзисторларда ток асосий ток ташувчилар ёрдамида ҳосил қилиниб, асосий бўлмаган ток ташувчи заряд муҳим роль ўйнамайди. Шу сабабли майдонли транзистор *униполяр транзистор* деб ҳам аталади.

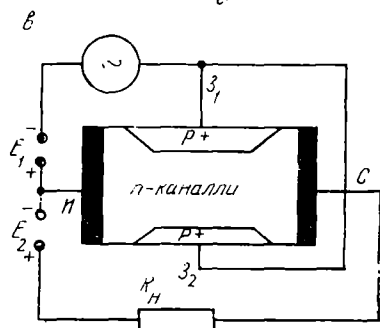
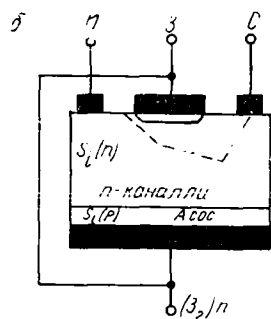
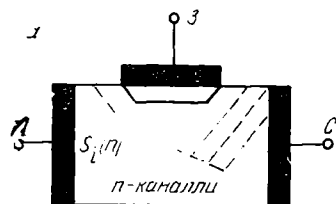
Биполяр транзисторда чиқиш токи база ёки эмиттернинг кириш токи билан бошқарилади. Унда кириш қаршилиги кичик бўлади. Кириш қаршилиги кичик бўлиши зарур бўлган ҳолларда биполяр транзисторни ишлатиш мумкин. Лекин айрим схемалар кириш қаршилиги катта бўлишини тақозо қилади.

Майдонли транзисторларда токни бошқариш электр майдон воситасида бошқарилганидан ўзгармас ток ва паст частотали ўзгарувчан тоқлар учун транзисторнинг кириш қаршилиги жуда катта бўлади: 10^8 — 10^{15} Ом.

Майдонли транзисторларни тайёрлаш технологияси биполяр транзисторларга нисбатан соддароқ. Бундан ташқари, майдонли транзисторлар микросхемаларда кичик юзани эгаллайди ва кам ток истеъмол қилади. Шу сабабли кичик ўлчамда бир неча мингдан, ўн минггача транзистор ва резисторларни ҳосил қилиш имконини беради.

Майдонли транзисторлар тайёрланиш технологияси ва конструктив ижросига кўра, икки гурппага бўлинади: бошқариладиган r - p ўтишли ва затвори изоляцияланган майдонли транзисторлар.

6.6.1 Бошқариладиган р-п ўтишли майдонли транзисторлар (6.38-расм). Транзистор p^+ ёки p -ўтказувчанликка эга бўлган кристаллдан тайёрланади. Кристаллнинг қарама-қарши томонларидан улаиш учлари чиқарилиб, улардан бири исток (булоқ), иккинчиси сток (ўпқон) деб аталади. Исток ва сток оралиғига диффузия усули билан p -соҳа (p -ўтказувчанликка эга бўлган кристаллда), ёки p -соҳа (p -ўтказувчанликка эга бўлган кристаллда) жойлаштирилади. Натижада кристаллнинг шу қисмида p -п ўтиш вужудга келади. Транзисторнинг истоки ва стоки оралиғига E_2 батарея шундай уланадики, натижада асосий ток ташувчилар истокдан стокка томон ҳаракатланади. Ток ташувчи зарядлар бунда p -п ўтиш орқали эмас, балки унинг ёнидан канал

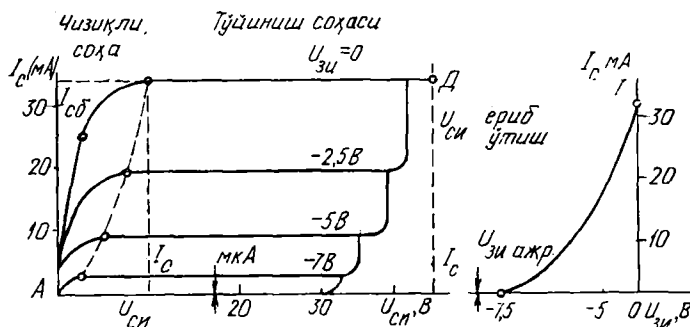


бўйлаб оқади. Шу жиҳатидан ҳам майдонли транзистор биполяр транзистордан фарқ қилади. Иккинчи E_1 ток манбаини исток ва затвор оралиғига тескари p -п ўтиш ҳосил бўладиган қилиб улайлик. Натижада p ва p -соҳалар орасида мавжуд бўладиган беркитувчи қатлам кенгаяди. Бунда затвор соҳасида зарядлар концентрацияси каналга нисбатан катта бўлганлигидан камбағал соҳанинг кенгайиши асосан канал томонда бўлади. Натижада ток ўтказувчи каналнинг кўндаланг кесими камайдиган ва шунга мувофиқ унинг қаршилиги ортади. Бу эса ўз навбатида канал орқали ўтувчи токнинг камайишига олиб келади. 6.38-расмда бу канал шаклининг ўзгариши узлукли чиқиқлар воситасида кўрсатилган. Шундай қилиб, затвор транзисторда бошқарувчи электрод бўлиб хизмат қилади.

Транзистор орқали ўтувчи ток нолга тенг ёки маълум белгиланган қийматгача камайдиган затвор-исток кучланиши ажратиш кучланиши деб аталади. p -каналли транзисторларда бу кучланиш мусбат бўлиб, одатда 0,2—7 В оралиғида бўлади.

Жейинги йилларда майдонли транзисторлар икки затворли қилиб чиқарилмоқда (6.38-расм, б). Иккинчи затвор кўпинча биринчи

6.38- расм. Бошқариладиган p -п ўтишли майдон транзистори.



6.39- расм. Бошқариладиган р-п ўтишли майдон транзисторининг чиқиш характеристикаси.

затворга улаб қўйилади ва у канални пастки томонидан чеклайди. Майдон транзисторининг чиқиш ВАХ и 6.39- расмда келтирилган. Бу характеристикани биполяр транзисторники билан солиштирилса, уларнинг ўхшаш эканлигини кўриш мумкин.

Юқорид айтиб ўтилган транзисторда беркитувчи қатламнинг максимал кенгайиши фақат $U_{зи} = U_{зи аж}$ кучланишда рўй бермасдан, балки ундан кичикроқ кучланишларда ҳам бўлиши мумкин. Бу сток ва исток оралиғига берилган кучланишга ҳим боғлиқ бўлиб қуйидаги

$$U_{си} = |U_{зи} - U_{зи аж}| \quad (6-34)$$

га тенг.

6.39- расмда бу кучланиш узлукли (штрих) чизиқлар билан кўрсатилган.

Характеристикадаги чизиқли соҳага тўғри келган ток ва кучланиш орасидаги боғланишни қуйидаги формула орқали ифода-лаш мумкин:

$$I_c = \frac{I_{сб}}{U_{зи аж}^2} [2(U_{зи} - U_{зи аж})U_{си} - U_{си}^2] \quad (6-35)$$

Бу ерда $I_{сб}$ — бошланғич сток токи.

Характеристиканинг тўйиниш соҳаси учун бу боғланишни тахминан

$$I_c = I_{сб} \left(1 - \frac{U_{зи}}{U_{зи аж}}\right)^2 \quad (6-36)$$

ёрдамида ёзиш мумкин.

Характеристикадан фойдаланиб транзисторнинг қуйидаги параметрларини топиш мумкин:

чиқиш ўтказувчанлиги

$$Y_{22и} = \frac{\partial I_c}{\partial U_{си}} \bigg|_{U_{зи} = \text{const}} \quad (6-37)$$

ёки майдон транзисторининг чиқиш қаршилиги

$$r_c = \frac{1}{Y_{22H}} \quad (6-38)$$

Кам қувватли майдон транзисторларида бу катталиқ одатда 10—100 кОм атрофида бўлади.

Характеристиканинг тиклиги

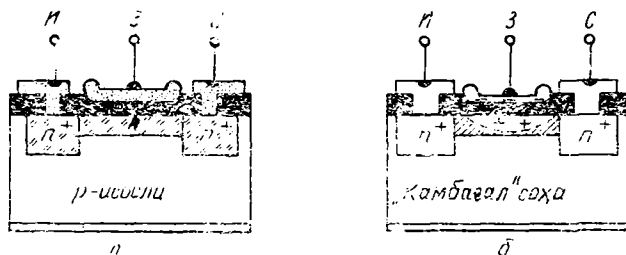
$$S = \left. \frac{\partial I_c}{\partial U_{3H}} \right|_{U_{CH} = \text{const}} \quad (6-39)$$

билан аниқланади.

6.6.2. Затвори изоляцияланган майдонли транзисторлар

Бу майдонли транзисторда затвор асосий каналдан диэлектрик билан ажратилган. Транзисторда затвор металлдан қилинган бўлиб, ярим ўтказгичдан диэлектрик билан ажратилган. Шу сабабли металл, диэлектрик ва ярим ўтказгичдан иборат структура ҳосил бўлади. Транзисторни эса МДП транзистори деб юритилади. Кўпгина ҳолларда диэлектрик сифатида оксидлардан фойдаланилади. Шунга кўра баъзан транзисторни МОП транзистор ҳам деб аталади. Затвори изоляцияланган майдон транзисторлари икки хилда ишлаб чиқарилади: ичига канал ўрнатилган транзистор ва индукцияланган каналли транзистор.

Канал ўрнатилган транзисторнинг тузилиши 6.40- расмда келтирилган. Бу транзисторда исток ва сток оралиғида диффузия усули билан п-типли канал ҳосил қилинади. Затворга манфий потенциал берилганда каналда мусбат зарядлар индукцияланади ва зарядларга «камбағал» зона ҳосил бўлиб, каналнинг солиштира қаршилиги ошади (6.40- расм, б). Манфий потенциал $U_{3H, a m}$



6.40- расм. Канал ўрнатилган майдон транзисторнинг тузилиши.

га етганда исток ва сток оралиғидаги ток тўхтайди. Транзисторда ўрнатиладиган канал р-типли ҳам бўлиши мумкин. Бунда исток ва сток оралиғидаги токни камайтириш учун затвор ва исток оралиғига мусбат кучланиш берилади. Канал ўрнатилган — МДП транзисторлар кўпинча канал зарядларга камбағаллашган режимларда ишлатилади. Бу режимда ишлаган МДП транзисторнинг характеристикаси 6.39- расмда келтирилган р-п ўтишли

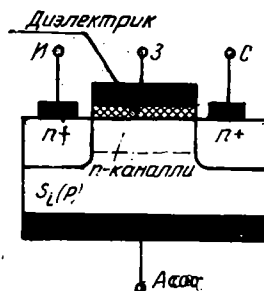
транзисторнигига ўхшаш бўлади ва у 6.35 ва 6.36-формулалар билан ифодаланади.

Индукцияланган каналли транзисторнинг тузилиши 6.41-расмда келтирилган. Транзисторнинг асоси катта солиштирма қаршилиikka эга бўлган p -ўтказувчанликли материалдан тайёрланади. Ярим ўтказгичнинг юқори сиртида n -ўтказувчанликка эга бўлган исток ва сток соҳалари ҳосил қилинади. Асос ва бу соҳалар орасида p - p ўтишлар ҳосил бўлади. Исток ва сток оралиғига ток манбаи қандай ишорада уланмасин, улардан бири доимо берк бўлади. Шу сабабли дастлабки ҳолатда ўтказувчи канал бўлмайди. Затворга кичик миқдордаги мусбат потенциал қўйилса, асоснинг затворга яқин жойлашган соҳасида манфий зарядларни индукциялайди. Кучланиш орттирила бориб, маълум бир чегаравий $U_{зич}$ қийматга етганда, сиртида p -типли ўтказувчанликка эга бўлган инверсион қатлам ҳосил бўлади. Бу қатлам орқали истокдан стокка томон ток оқа бошлайди. Затвордаги кучланиш ортиши билан каналнинг ўтказувчанлиги ортади. Одатда $U_{зич}$ кучланиш $1-6В$ атрофида бўлади.

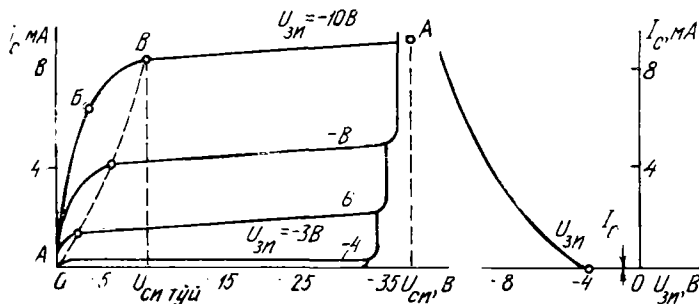
Транзисторда асос сифатида p -тип ярим ўтказгич ўрнига, p -типли ярим ўтказгич олиниб, исток ва сток қатламларини p -типли қилиб ясалса, p -каналли транзистор ҳосил бўлади.

Ковакларнинг ҳаракатчанлиги электронларнинг ҳаракатчанлигига нисбатан кичик бўлганлигидан p -каналли транзисторларнинг ишлаш тезлиги p -каналли транзисторларнигикига нисбатан секинроқ бўлади. Шу сабабли p -каналли транзисторларга нисбатан, p -каналли транзисторлар кўпроқ ишлатилади. Интеграл схема-ларда ишлатиладиган МДП транзисторлар бундан мустасно. Уларда бир-бирини тўлдирувчи p ва p -каналли транзисторлар ишлатилади. Бундай МДП транзисторлар комплекслар транзисторлар деб аталади.

6.42-расмда индукцияланган p -каналли майдонли транзисторнинг ВАХи келтирилган. Характеристикада AB оралиқ чизиқли соҳа, BD



6.41- расм. Индукцияланган каналли майдон транзисторининг тузилиши.



6.42- расм. Индукцияланган каналли майдон транзисторининг чиқиш характеристикаси.

соҳа тўйиниш соҳаси деб юритилади. I_c нинг кучланишга боғлиқлиги чизиқли соҳада

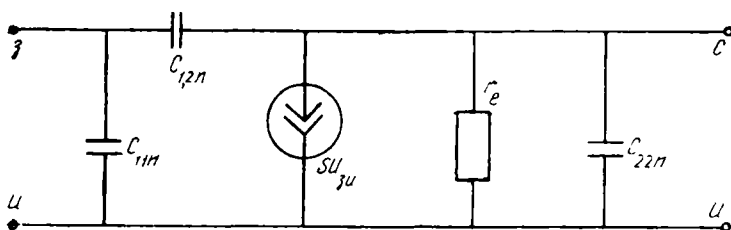
$$I_c = k[2(U_{зи} - U_{зич})U_{си} - U_{си}^2] \Big|_{|U_{си}| < |U_{зи} - U_{зич}|} \quad (6-40)$$

тўйиниш соҳасида

$$I_c = h(U_{зи} - U_{зич})^2 \Big|_{|U_{зи} - U_{зич}| < |U_{си}|} \quad (6-41)$$

формулалар орқали ифодаланиши мумкин. Пропорционаллик коэффиценти транзисторнинг конструкцияси, ўлчамлари ва ўтказувчи канал конструкциясига боғлиқ бўлади.

Майдонли транзисторлар ҳам, биполяр транзисторларга ўхшаб умумий истоки ($УИ$), умумий стоки ($УС$) ва умумий затвори ($УЗ$) схемаларда уланиши мумкин.



6.43- расм. Майдон транзисторининг эквивалент схемаси.

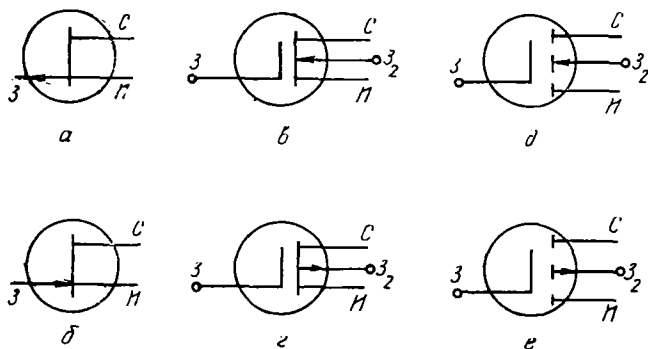
6.43-расмда $УИ$ схемада уланган майдонли транзисторларининг эквивалент схемаси келтирилган. Бунда $C_{11п}$ — затвор исток сифими; $C_{12п}$ — затвор оқиб кетиш оралиғининг ўтиш сифими; $C_{22п}$ — сток исток оралиғининг чиқиш сифими. Қам қувватли майдонли транзисторларда $C_{11п} \sim 2-20$ пф, $C_{12п} \sim 0,3-10$ ва $C_{22п} \sim 3-15$ пф атрофида бўлади.

Майдонли транзисторларининг частота хусусиятлари заряд ташувчиларнинг ҳаракат тезлиги ва канал узунлиги билан белгиланади. Заррачалар тезлигини эса каналдаги майдон кучланганлигини ошириб кўпайтириш мумкин. Ҳозирги кунда ишлаб чиқарилаётган майдонли транзисторларнинг частота диапазони 1500 МГц гача бориб, узиб-уланиш вақти 30 нс атрофида бўлади.

Майдонли транзисторлар, биполяр транзисторлар каби маркаланади. Фарқи фақат иккинчи элементида бўлиб П ҳарфи қўйилган. Уларнинг шартли белгилари 6.44- расмда келтирилган.

6.7. ТИРИСТОРЛАР

Тиристор — тўрт қатламли ярим ўтказгичли асбоб. Унинг тузилиши 6.45-расм, а да келтирилган. Унда учта р-п ўтиш бўлиб, А нуқтага манбанинг мусбат қутби, Б нуқтага манфий қутби



6.44- расм. Майдон транзисторларининг шартли белгилари:

а — р- каналли; *б* — п- каналли; *в* — затвори изоляцияланган п- каналли; *г* — затвори изоляцияланган р- каналли; *д* — затвори изоляцияланган п- каналли тўйинган; *е* — затвори изоляцияланган р- каналли тўйинган.

уланса, *П1* ва *П3* ўтишлар тўғри, *П2* эса тескари р-п ўтишга эга бўлади. Унинг ишлаш принципини тушунтириш учун, тиристорни иккита р-п-р ва п-р-п типли транзисторларга эквивалент деб қаралади (6.45- расм, б). Бу пайтда тиристордан ўтувчи умумий ток учта ташкил этувчидан иборат бўлади:

$$I = I\alpha_1 + I\alpha_2 + I_{\text{ёпиқ}} \quad (6-42)$$

бундан

$$I = \frac{I_{\text{ёпиқ}}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \quad (6-43)$$

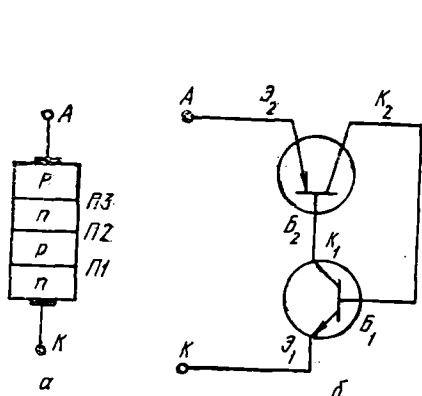
бу ерда $I_{\text{ёпиқ}}$ — тиристор ёпиқ бўлганда ўтадиган ток, α_1 ва α_2 — мос равишда транзисторларнинг ток узатиш коэффицентлари.

Агар $\alpha_1 + \alpha_2$ қиймат бирга нисбатан кичик бўлса, умумий ток $I_{\text{ёпиқ}}$ га яқин бўлади. Асбобни очиқ ҳолатга ўтказиш учун $\alpha_1 + \alpha_2$ қиймат бирга интилиши керак. Бундай ҳолда тиристор орқали ўтувчи ток кескин ортади.

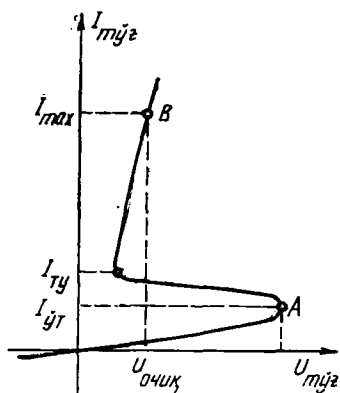
Транзисторнинг ишлаш принципига кўра, α нинг қиймати эмиттер токига боғлиқ. Эмиттер токи кичик бўлганда, α ҳам кичик қийматга эга бўлади. Эмиттер токи ортиши билан α ҳам кескин ортади. *A* ва *K* нуқталар орасидаги кучланишни ортириб борилса, тиристор орқали ўтувчи ток дастлаб сезиларли даражада ўзгармайди. Кучланиш ортиб маълум ёниб ўтиш қийматига етганда *П2* ўтишда зарядларнинг кўчкисимон кўпайиши рўй бериб, α_1 ва α_2 қиймати кескин ортади. Натижада асбоб очиқ ҳолатга ўтади. Бу ҳолатга ўтиши учун керак бўладиган кучланиш қиймати $U_{\text{кўч}}$ — кўчкисимон кўпайиш кучланиши деб юритилади. Агар тиристордан ўтувчи ток $\alpha_1 + \alpha_2 \approx 1$ шартни қаноатлантирса, тиристор очиқ ҳолатда қолади. Бу ток, тутиб турувчи ток $I_{\text{тут}}$ деб аталади. Тиристорнинг вольт-ампер характеристикаси 6.46-расмда келтирилган. Характеристиканинг *ОА* қисми тиристорнинг ёпиқ (узилган) ҳолатини ифодалайди. Бунда тиристорнинг қаршилиги катта бўлади (бир неча мегаом). Кучланиш ёриб ўтиш қийматига етганда

(*A* нуқта) тиристордан ўтувчи ток кескин кўпаяди. *A* нуқтада тиристорнинг дифференциал қаршилиги нолга яқин бўлади. *AB* қисмда эса дифференциал қаршилиқ манфий қийматга эга бўлади. Кучланишнинг бундан кейинги ортиши токнинг ортишига олиб келади (*B B* қисм). Кучланишни камайтириб тиристордан ўтувчи токни $I_{\text{ТУТ}}$ дан кичик қийматга туширилса, тиристор ёпиқ ҳолатга ўтади.

Фақат икки четки қисмларидан уланиш учлари чиқарилган тиристор диодли *тиристор* (диниотор) деб аталади. Ўрта соҳаларининг биридан уланиш учи чиқарилган тиристор триодли тиристор ёки *тринистор* деб аталади. Бу учта қўшимча манбадан анодга ёки катодга нисбатан тўғри *p-p* ўтиш ҳосил бўладиган кучланиш берилса α_1 ёки

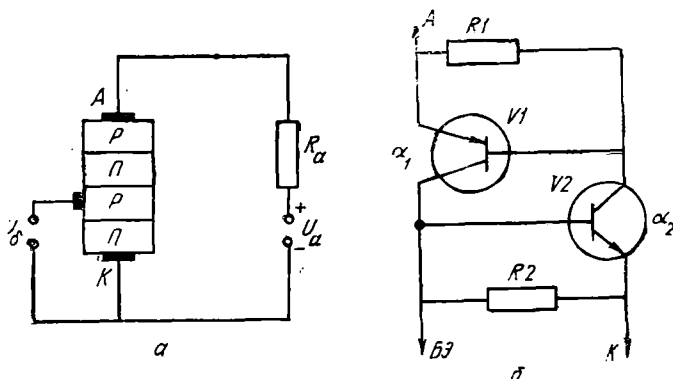


6.45- расм. Тиристорнинг структура тузилиши (*a*) ва уни қўш транзистор каби тасвирлаш (*b*).

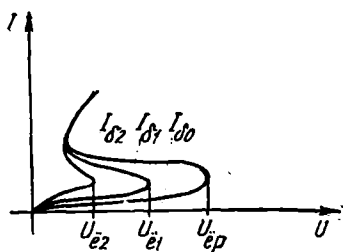


6.46- расм. Тиристорнинг вольт-ампер характеристикаси.

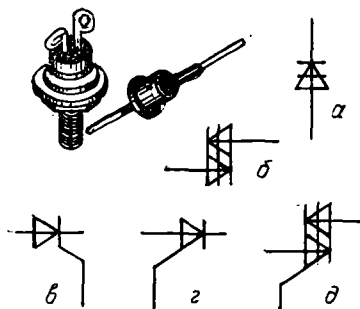
α_2 нинг кескин ортишига олиб келади (6.47- расм). Биполяр транзистордаги каби α_1 ёки α_2 ни орттириш учун бошқарувчи



6.47- расм. Тиристор.



6.48- расм. Тиристорнинг вольт-ампер характеристикаси.



6.49- расм. Тиристорларнинг ташқи кўриниши ва шартли белгилари:

a — динистор; *б* — симметрик динистор; *в* — катод томонидан бошқариладиган тринистор; *г* — анод томонидан бошқариладиган тринистор; *д* — симистор.

кучланишнинг катта қийматга эга бўлиши шарт эмас. Тринисторнинг ВАХи 6.48-расмда келтирилган. Характеристикада бошқарувчи ток ортиши билан ёриб ўтувчи кучланиш камайиши кўрсатилган.

Одатдаги тринисторларга нисбатан тескари ҳолатда ишлайдиган беркилувчи тринисторлар мавжуд. Бундай тринисторларда бошқарувчи электродга манфий потенциал берилганда очиқ ҳолатдан ёпиқ ҳолатга ўтади. Беркилувчи тринисторларнинг тузилиши одатдаги тринисторлардан фарқ қилмайди.

Беш қатламга эга бўлган тиристорлар симметрик тиристор (симостор) деб аталади. ВАХнинг тўғри ва тескари шоҳобчаларида манфий қаршиликли соҳалари мавжуд. Симисторни очиқ ҳолатга ўтказиш бошқариш сигнали ёрдамида, ёпиқ ҳолатга ўтказиш — кучланишни узиш ёки унинг уланиш қутбини ўзгартириш орқали амалга оширилади.

Тиристорларнинг шартли белгилари 6.49-расмда келтирилган. Тиристорлар ҳам ОСТ 11.336.919—81 га мувофиқ маркаланади. Шартли белгидаги биринчи, тўртинчи ва бешинчи элементлар ярим ўтказгичли диодларники каби бўлади. Иккинчи элемент асбобнинг синфини билдиради: Н — динистор, У — тринистор, Учинчи элемент тиристордан ўтадиган ток кучига кўра белгиланади. Масалан: тўғри ток кучи 0,3 А дан ошмаса — 1; 0,3 дан ортиқ, лекин 10А дан кичик бўлса — 2 рақами қўйилади.

7-БОБ. КУЧАЙТИРГИЧЛАР

7.1. КУЧАЙТИРГИЧНИНГ АСОСИЙ КўРСАТКИЧЛАРИ

Кучайтиргичнинг вазифаси жуда кичик кучланиш ва қувватга эга бўлган электр сигналларини ток манбаи энергияси ҳисобида катта кучланишли ва қувватли электр сигналларига айланти-

риб беришдан иборат. Бунда кучайтирилаётган электр сигналларининг спектри ўзгармайди.

Кучайтиргич вазифасини бажара оладиган актив ва passив радиоэлементлардан ташкил топган радиосхема *кучайтириш каскади* (босқичи) деб юритилади. Кучайтиргичлар кучайтириш хусусиятларига кўра бир каскадли ёки кўп каскадли бўлиши мумкин. Кучайтиргичда ишлатиладиган элементларга кўра транзисторли, лампали, параметрик, магнитли, квант ва ҳ. кучайтиргичларга бўлинади. Кейинги пайтларда транзисторли ва интеграл микросхемаларда йиғилган кучайтиргичлар кўплаб ишлатилмоқда.

Кучайтирилган электр сигналларининг қувватига кўра кучайтиргичлар — кучланиш ва қувват кучайтиргичларига ажратилади.

Электр сигналларининг частотасига кўра — паст, юқори ва оралиқ частотали кучайтиргичларига бўлинади. Таркибида ўзгармас ташкил этувчиси бўлган, ўта паст частоталарда ишлатиладиган кучайтиргичлар ҳам мавжуд. Улар *ўзгармас ток кучайтиргичлари* деб аталади.

Кучайтиргичнинг частота ўтказиш полосасига қараб, кенг полосали ва тор полосали кучайтиргичларга ажратиш мумкин.

Юқори частотали кучайтиргичларда нагрузка сифатида резонанс берадиган контурлар ишлатилади. Бундай кучайтиргичлар — *резонансли кучайтиргичлар* дейилади.

Кучайтиргичнинг асосий кўрсаткичларига: кучланиш бўйича кучайтириш коэффициенти K_U , қувват бўйича кучайтириш коэффициенти K_P , амплитуда характеристикаси $U_{\text{чик}} = F(U_{\text{кир}})$; частота характеристикаси $K_U = f(\omega)$; кириш қаршилиги $Z_{\text{кир}}$; чиқиш қаршилиги $Z_{\text{чик}}$; кучайтиргич сезгирлиги $U_{\text{мин}}$ ва ҳ. лар кирази.

Кучланиш бўйича кучайтириш коэффициенти

$$K_U = \frac{U_{\text{чик}}}{U_{\text{кир}}}, \quad (7-1)$$

бунда $U_{\text{чик}}$ ва $U_{\text{кир}}$ — мос равишда кучайтиргичнинг чиқиши ва киришидаги электр сигналларининг кучланиши.

Қувват бўйича кучайтириш коэффициенти

$$K_P = \frac{P_{\text{чик}}}{P_{\text{кир}}}, \quad (7-2)$$

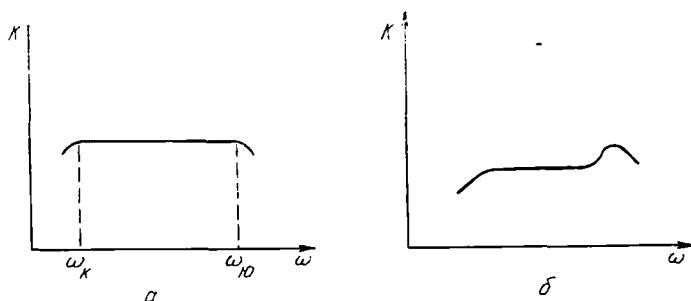
бунда $P_{\text{чик}}$ ва $P_{\text{кир}}$ — мос равишда кучайтиргичнинг чиқиши ва киришидаги электр сигналларининг қуввати.

Кучайтиргичнинг амплитуда характеристикаси дейилганда кучайтиргичнинг чиқишидаги кучланишнинг киришдаги кучланишга боғлиқлик графиги тушунилади. Бу характеристиканинг кўриниши тўғри чизиққа яқин бўлиши керак. Характеристиканинг тўғри чизиқли кўринишдан четлашиши ночизиқли бузилишлар бўлишига олиб келади. Бу бузилишлар кучайтиргичнинг чиқишида бегона частотали сигналларнинг ҳосил бўлиши билан характерланади. Ночизиқли бузилишлар транзистор ВАХларининг ночизиқли

бўлиши ҳамда трансформатор, дроссель ўзақларининг магнитла-
ниш характеристикаларининг ҳам ночизиқли бўлиши билан ха-
рактерланади. Кучайтиргичнинг ночизиқли бузилишларини баҳо-
лаш учун унинг кириш қисмига ω частотали сигнал берилади.
Шунда ночизиқли бузилиш мавжуд бўлса, чиқишда 2ω , 3ω ва ҳ.
гармоникали сигналлар ҳосил бўлади. Уларга мос келган чиқиш
кучланишлари U_1 , U_2 , ... ҳ. ўлчаниб, ночизиқли бузилишлар коэф-
фициенти топилади:

$$K_{н.б} = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots}}{U_1} \quad (7-3)$$

Частота характеристикаси деб кучайтириш коэффициентининг
частотага боғлиқлик графиги тушунилади. Идеал кучайтиргич-
ларда кучайтиргичнинг ишчи частота диапазонида кучайтириш
коэффициенти ўзгармаслиги керак (7.1-расм). Реал кучайтир-



7.1- расм. Кучайтиргичнинг частота характеристикаси; а — идеал
ҳолда; б — реал ҳолда.

гичларда эса параметрлари частотага боғлиқ бўладиган эле-
ментлар (сигим, индуктивлик ва ҳ.) мавжуд бўлганлигидан, ай-
рим частоталарда кучайтириш кичик, айрим частоталарда катта
бўлади. Турли частоталар учун турлича кучайтириш коэффициен-
тига эга бўлиш, *частота бузилишлари* деб аталади. Бузилиш-
ларни йўқотиш учун схемага частота характеристикаси текислов-
чи ўзгартиришлар киритилади.

Кириш ва чиқиш қаршиликлари дейилганда кучайтиргичнинг
кириш ва чиқишининг ўзгарувчан токка кўрсатадиган қаршилиги
тушунилади.

Кучайтиргичнинг чиқишида номинал қувватли сигнал ҳосил
қилувчи кучайтиргичнинг киришидаги энг минимал кучланиш
миқдори *кучайтиргичнинг сезгирлиги* дейилади.

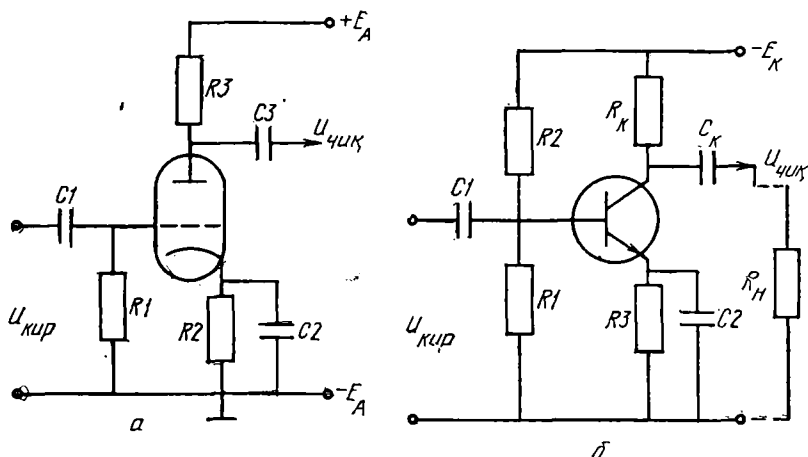
Кучайтиргичнинг сезгирлиги унда бўладиган шовқинлар ту-
файли чегараланган.

Қаршиликлар ва занжирнинг кўпгина қисмларида иссиқлик
ҳаракати туфайли бўладиган шовқинлар, кучайтирувчи элемент-
ларнинг хусусий шовқинлари, ташқи электромагнит майдонлар-
нинг таъсири ва таъминланувчи манбаларда бўладиган пульса-

циялар шулар жумласидандир. Булардан биринчи ва иккинчисини йўқотиш мумкин эмас. Лекин учинчи ва тўртинчиларини радио-аппарат конструкциясини ўзгартириб камайтириш мумкин.

7.2. ДАСТЛАБКИ КУЧАЙТИРИШ КАСКАДЛАРИ

Дастлабки кучайтириш каскади, умумий кучайтиришнинг энг биринчи босқичида бўлади. Шу сабабли кучайтиргичда шовқинлар энг кам бўлиб, сезирлиги юқори бўлиши керак. Бунда кучланиш ва қувват бўйича кучайтириш коэффициенти юқори бўлиши талаб этилмайди. Кучайтиргичнинг лампали ва транзисторли схемаси 7.2-расмда келтирилган. Кучайтирилиши керак бўлади-



7.2- расм. Дастлабки кучайтириш босқичи; а — лампали схема; б — транзисторли схема.

ган сигнал лампали схемада $C1$ дан лампанинг тўрига ва иккинчи томондан $C2$ орқали катодга берилади. Шунда лампанинг анод занжиридан ўтадиган ток, тўрға берилган ўзгарувчан кучланиш туфайли ўзгара бошлайди. Натижада анод занжирда токнинг ўзгарувчан ташкил этувчиси ҳосил бўлади. Бу ток $R3$ дан ўтганда унда потенциал тушуви ҳосил қилади. Сўнгра бу кучланиш $C3$ орқали чиқишга узатилади. $R3$ даги потенциал тушувининг частотаси, кириш сигналиники билан бир хил, лекин амплитуда жиҳатидан катта бўлади. Бу ерда $R3$ кучайтиргичнинг нагрузка қаршилиги деб юритилади. Чиқиш кучланиши

$$U_{чик} \approx J_a \cdot R_3 \quad (7-4)$$

бўлганлигидан $R3$ ни катта қилиб олиш зарур. Лекин $R3$ нинг кўпайиши занжирдаги токнинг камайишига олиб келади. Шу сабабли

$$R_3 \approx (3 \div 4) R_i \quad (7-5)$$

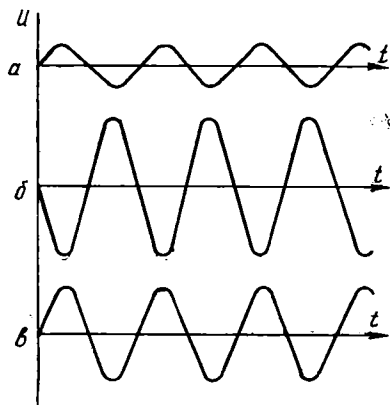
атрофида олинади.

Транзисторли схемаларда ҳам R қаршилик нагрузка вазифасини бажаради.

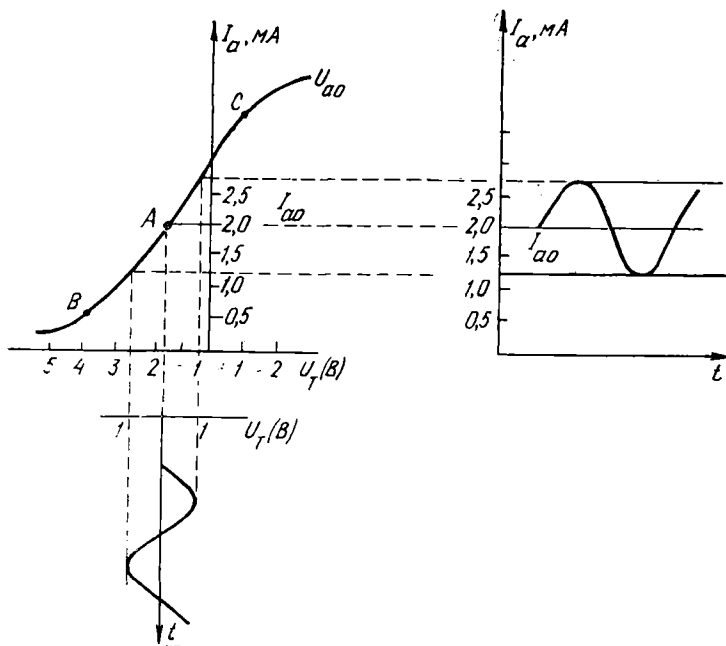
Чиқиш кучланишининг фазаси кириш кучланишига нисбатан 180° га фарқ қилади. Чунки, тўрға биринчи ярим даврда кириш сигналининг мусбат қисми берилганда, анод токи ортиб, анод кучланиши камаёди. Тўрға сигналнинг манфий қисми берилганда анод токи камайиб, анод кучланиши ортади (7.3-расм). Бу даврда катод занжиридаги $R2$ қаршиликдаги потенциал тушуви тўр кучланиши билан бир хил фазада бўлади. Шу сабабли чиқиш кучланиши катоддан олинадиган кучайтиргич катод такрорлагичи деб аталади.

Умумий эмиттерли схемада бундай кучайтиргич *эмиттер такрорлагичи* деб юритилади. Катод ва эмиттер такрорлагичларининг кучайтириш коэффициентлари паст бўлиб асосан кучайтиргич босқичини кейинги блок билан мослаштириш ҳамда фаза силжиткич (фазаинвертор)ларда қўлланилади.

Лампали кучайтиргичда ишлатиладиган лампанинг ишчи режимини танлаш учун унинг анод-тўр характеристикалари оиласидан фойдаланилади (6.5-расмга қаранг). Бу характеристикалардан тўр кучланиши катодга нисбатан мусбат потенциалга эга бўлгани танлаб олинса, лампа тўр токи мавжуд бўладиган режимда ишлайди. Лампа тўр токи ҳосил бўлмайдиган режимда ишлаши учун бу характеристикалардан чизиқли қисми манфий тўр кучланишига тўғри келадигани танлаб олинади (7.4-расм). Шу характеристикага мос келган U_a кучланиш лампа анодига бериладиган сукунат кучланиши деб аталади. Кучайтиргичда ночизиқли бузилишлар кам бўлиши учун лампанинг ишчи режими характеристиканинг тўғри чизиқли соҳаси — BC оралиқда танлаб олиниши керак. Ишчи нуқта BC оралиқнинг ўртасида олинса кучайтириш A синфдаги кучайтириш режими деб, B да олинса, B синфдаги кучайтириш режими деб, A ва B нуқталар орасида танланса, AB режимдаги кучайтириш деб аталади. Одатда бу нуқта BC оралиқнинг ўртасидан танлаб олинади. Танлаб олинган A нуқта, тўрда $U_{то}$ кучланиш ҳосил қилиниши билан амалга оширилади. $U_{то}$ кучланишни ҳосил қилиш учун лампа катодига $R2$ қаршилик уланади. Бу қаршиликдан катод токи ўтганда унда потенциал тушуви ҳосил бўлади. Бу потенциалнинг мусбати катодга, манфийси $R1$ орқали лампа тўрига берилади. Графикдан A нуқтага мос келувчи $U_{то}$ ва $I_{ао}$ танлангандан сўнг



7.3- расм. Лампали кучайтиргичнинг турли нуқталаридаги сигнал кўриниши: a — лампа тўрида; b — лампа анодига; c — катодига.



7.4- расм. Сигнал кучайтирилишни графоаналитик усулда тасвирлаш.

$$R_2 = \frac{U_{г0}}{I_{a0}} \quad (7-6)$$

орқали R_2 ҳисоблаб топилади. Бу қаршилиқ орқали ўзгарувчан ток ўтиши қийинлашмаслиги учун унга C_2 конденсатор параллел уланади. Унинг қиймати

$$C_2 \geq \frac{10}{\omega_k \cdot R_2}$$

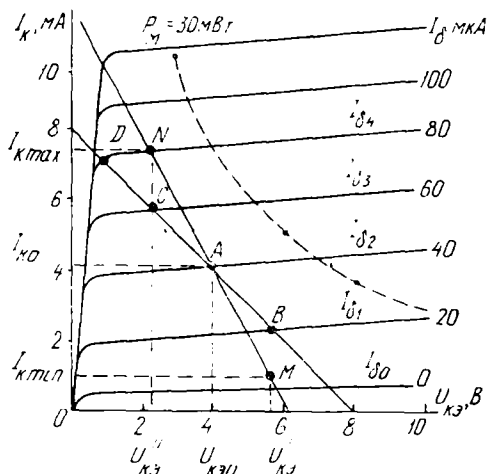
дан фойдаланиб топилади; ω_k кучайтиргич частота диапазони-нинг қўйи чегараси.

Лампанинг тўрига кучайтирилиши керак бўладиган ўзгарувчан кучланиш берилса, тўр кучланиши ўзгара боради ва шунга мувофиқ, анод токи ҳам ўзгаради. 7.4-расмда тўрға бериладиган кучланиш анод—тўр характеристикаси абсцисса ўқидан пастда чизилган. Анод токи ўзгариши эса алоҳида ўнг томонда келтирилган. Бу усул *графоаналитик усул* деб аталиб, тўр кучланиши ўзгаришларини билган ҳолда, анод токи ўзгаришини ва шунга мувофиқ анод занжирига уланган R_3 нагрузка қаршилигида ўзгарувчан потенциал тушувини ҳисоблаш имконини беради.

Лампанинг тўрига ўзгарувчан кучланиш берилганда, унинг мусбат ярим даврида анодга томон ўтаётган электронларнинг бир қисми тўрға тушиши мумкин. Тўр ва катод ораллиғига уланган R_1 қаршилиқ тўпланган электронларни катодга ўтказиш учун хизмат қилади.

Кучайтиргичнинг кучайтириш коэффициенти (6—11) формула ёрдамида ҳисобланган μ_d га тенг бўлади.

Кучайтиргичда ишлатиладиган транзисторнинг ишчи режимини танлаш учун унинг чиқиш характеристикасидан фойдаланилади. 7.5-расмда УЭ схемада уланган транзисторнинг чиқиш характеристикаси келтирилган бўлиб, унда пунктир чизиқлар билан транзистордаги сочилиши мумкин бўлган максимал қувватга мос келувчи $U_{кз}$ ва $I_{к}$ лар кўрсатилган. Транзисторнинг ишчи режимда албатта сочилиши керак бўладиган қувват R_n максимал R_n қувватдан кичик



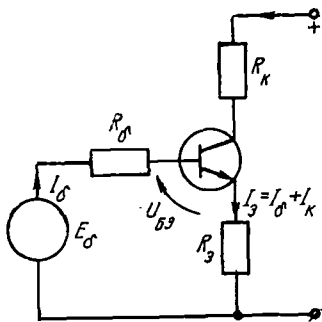
7.5- расм. Транзисторли кучайтиргичда иш режимини танлаш.

бўлиши керак. Бунинг учун транзисторнинг коллектор-эмиттер оралиғига қўйиладиган кучланиш $U_{ко} = (0,6 - \dots 0,8) U_{кmax}$ атрофида олинади. Шунга мос равишда $I_{к} \approx 0,7 I_{кmax}$ нуқта олиниб графикда $U_{ко}$ га мос келувчи нуқта билан туташтирилади. Шунда ҳосил бўлган тўғри чизиқ характеристикалар чизиғини A, B, C, D ва ҳ. нуқталарда кесиб ўтади. Шу нуқталарга мос келувчи $U_{кз}$, $I_{к}$, $I_{б}$ лар транзисторнинг иш режимини белгилайди.

Кучайтиргичга қўйилган асосий талаблардан бири сигнални бузмасдан кучайтиришдан иборат. Бунинг учун транзистор иш режимини шундай танлаш керакки, у чизиқли элемент каби ишласин (чунки ночизиқли элементда ночизиқли бузилишлар ҳосил бўлади), яъни ишчи нуқта характеристиканинг тўғри чизиқли участкасида бўлиши керак. Демак, характеристикада ишчи нуқтани BC оралиқда танлаб олиш керак (D нуқта эгри чизиқли соҳада). Одатда бу нуқта BC оралиқнинг ўртасида танланади (A нуқта).

Транзистор A нуқтага тўғри келган кучайтириш режимда ишлаши учун транзисторнинг базаси орқали ўтувчи ток $I_{бг}$ га тенг бўлиши керак. Бу токни ҳосил қилиш учун база — эмиттер оралиғига $U_{бэ}$ кучланиш берилиши даркор. Бу кучланиш миқдори транзисторнинг кириш характеристикасидан аниқланади.

$U_{бэ}$ кучланишни базага 7.2-расмда кўрсатилганидек $R1$ ва $R2$ потенциал (кучланиш) тақсимлагичлар воситасида бериш мумкин. Лекин ярим ўтказгичли асбобларнинг параметрлари ташқи муҳит температураси ўзгариши билан ўзгаради. Шунга кўра температура ортса, транзистордан ўтувчи коллектор токи ҳам ортади. Натижада танланган A ишчи нуқта ўз ўрнида қолмасдан C нуқта томон силжийди. Бундай



7.6- расм. Транзисторли кучайтиргичнинг ўзгармас ток бўйича тузилган эквивалент схемаси.

тор токининг камайишига олиб келади, яъни пировард натижада транзистордан ўтувчи ток ўзгармайди. Ишчи нуқтанинг ўзгармасдан қолиши стабиллаш коэффиценти k орқали ифодаланади. Бунинг учун 7.2-расм, б да ифодаланган схемани ўзгармас ток учун тузилган эквивалент схема билан алмаштирамиз (7.6- расм).

$$R_0 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}. \quad (7-8)$$

$U_{бэ} \ll U_э$ деб олиб, $I_б$ ва $I_к$ лар учун

$$I_б = \frac{E_б}{R_0 + R_э} - \frac{U_{бэ} + R_э \cdot I_к}{R_0 + R_э} \quad (7-9)$$

$$I_к = \frac{I_{кэт}}{k} + \frac{\beta_0 \cdot E_б}{R_э + R_0} \frac{1}{k} \text{ бўлади,} \quad (7-10)$$

бунда $I_{кэт}$ — коллектор — эмиттердан ўтувчи тескари ток. Бу формулада

$$k = 1 + \frac{\beta_0 \cdot R_э}{R_э + R_0}. \quad (7-11)$$

Агар $R_э \gg R_0$ бўлса $k \approx 1 + \beta$ деб олиш мумкин. Демак, стабиллаш даражаси $R_э$ ва R_0 ларни танлаш орқали белгиланади.

Транзисторли кучайтиргичнинг киришига кучайтирилиши керак бўладиган сигнал берилганда $I_б$ токи ўзгара бошлайди. Шунга мувофиқ $I_к$ ва $I_э$ токлари ҳам ўзгаради. Шу сабабли $R_з$ қаршиликка C_2 конденсатор параллел уланади.

Кириш сигналига мувофиқ $I_б$ нинг ўзгариши, $I_к$ ўзгаришига олиб келади ва коллектор занжирига уланган R қаршиликда ўзгарувчан потенциал тушувини ҳосил қилади. Коллектор токининг ўзгарувчан таш-

ўзгаришни компенсация қилиш учун схемага иссиқлик ўзгаришларини компенсация қилувчи элементлар киритилади. Иссиқлик ўзгаришини компенсациялашнинг бир усули эмиттер занжирига $R_з$ қаршиликни улашдир. $R_з$ қаршилик схемага киритилгандан сўнг

$$U_{бэ} = I_{тақ} \cdot R_1 - I_э \cdot R_э \quad (7-7)$$

га тенг бўлади. Бунда $I_{тақ}$ — R_2 ва R_1 потенциал тақсимлагичдан ўтувчи ток кучи.

Айтайлик, температура ортиши билан $I_э$ (ёки коллектор токи $I_к$) ортсин. Шунда $R_з$ қаршиликдаги потенциал тушуви ҳам ортади. Шунга мос равишда $U_{бэ}$ камаяди. Бу эса база токининг ва коллек-

кил этувчиси $C2$ ва C конденсаторлар орқали R_k , R_n дан ўтади. Конденсаторларнинг ўзгарувчан токка кўрсатадиган кичик қаршилигини ҳисобга олмасак, ўзгарувчан ток учун нагрузка қаршилиги ҳисобланади:

$$R'_n = \frac{R_k \cdot R_n}{R_k + R_n} < R_0 \quad (7-12)$$

Бу ерда $R_0 = (R_3 + R_4)$ бўлиб, кучайтиргичнинг ўзгармас ток учун нагрузка қаршилиги. Ток ва кучланишнинг оний қийматлари орасидаги боғланиш

$$U_k = E_k - I_k \cdot R'_n \quad (7-13)$$

орқали ифодаланиб, у тўғри чизик тенгламасини беради. Бу тўғри чизик 7.5-расмда MN нуқталардан ўтган бўлиб, транзисторнинг ўзгарувчан ток бўйича нагрузка чизиги деб аталади.

$R'_n < R_0$ бўлганлиги сабабли бу чизик ўзгармас ток бўйича нагрузка чизигига нисбатан тикроқ бўлади. Ўзгарувчан ток бўйича нагрузка чизигининг ишчи қисми қилиб M ва N нуқталар оралиғи олинади

Шундай қилиб, кучайтириш режимида коллектор токи I_k ва коллектор кучланиши U_k маълум сралиқда ўзгариши мумкин:

$$\begin{aligned} I_{k \max} &> I_{ko} > I_{k \min} \\ U'_{kz} &> U_{kzo} > U''_{kz} \end{aligned} \quad (7-14)$$

Кучайтиргичнинг сукунат режимида мос келган U_{kc} ва I_{kc} ларни

$$\begin{aligned} U'_{kz} - U_{tk} &\geq U_{kc} \geq U''_{kz} + U_{tk} \\ I_{k \max} - I_{tk} &\geq I_{kc} \geq I_{k \min} + I_{tk} \end{aligned} \quad (7-15)$$

орқали аниқлаш мумкин. Буида U_{tk} коллектордаги кучланишнинг ўзгарувчан ташкил этувчисининг амплитудаси. Коллектор ўзгарувчан токнинг амплитудаси I_{tk} қуйидагича аниқланади.

$$I_{tk} = (1,2 \div 1,5) \cdot I_{tn} \quad (7-16)$$

Кучайтиргич кичик сигнални кучайтириш режимида ишлаганда сукунат токи кичик, кучланиши эса катта олинади:

$$U_{kc} = (0,4 \div 0,7) E_k \quad (7-17)$$

ва шунга мувофиқ

$$R_3 = \frac{(0,3 - 0,6) E'_k}{I_{kc}} \quad (7-18)$$

деб олиш мумкин.

Кучайтиргич катта сигнални кучайтириш режимида ишлаганда но-чизикли бузилишлар бўлмаслиги учун ишчи нуқта MN соҳанинг ўртасидан танланади. Бу шарт

$$R_k \approx R_n \text{ ва } U_{кэо} \approx \frac{1}{3} E_k \quad (7-19)$$

бўлганда ўз-ўзидан бажарилади.

R_3 қаршиликни катта қилиб танлаш кучайтиргичнинг иссиқлик ўзгаришлари бўйича стабиллигини оширади. Лекин бу ҳолда, унда ҳосил бўладиган ўзгармас потенциал тушуви ҳам ортади.

Одатда,

$$R_3 = (0,1 - 0,3) \cdot R_k \quad (7-20)$$

га тенг бўлади.

База кучланишини белгиловчи тақсимлагич қаршилигини кичик қилиб олган маъқул. Лекин кириш сигнали кучланишига нисбатан $R1$ ва $R2$ қаршиликлар параллел уланганлигидан, транзисторнинг киришини шунтлайди. Шуларни ҳисобга олган ҳолда

$$R_6 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = (2 - 3) R_{\text{кир.1}} \quad (7-21)$$

қилиб танланади. $R1$ ва $R2$ қаршиликларни ҳособлаш учун қуйидаги тенгламаларни ёзамиз:

$$(I_{0 \text{ тақ}} + I_{6c}) \cdot R_1 + I_{0 \text{ тақ}} \cdot R_2 = E_k; \quad I_{0 \text{ тақ}} = \frac{U_{6c} + (I_{kc} + I_{6c}) \cdot R_3}{R_2}$$

Бу тенгламалар системаси биргаликда ечилса:

$$R_1 = \frac{E_k}{I_{6c} = \frac{U_{6c} + (I_{kc} + I_{6c}) R_3}{R_6}}; \quad R_2 = \frac{R_6 \cdot R_1}{R_1 - R_6} \quad (7-22)$$

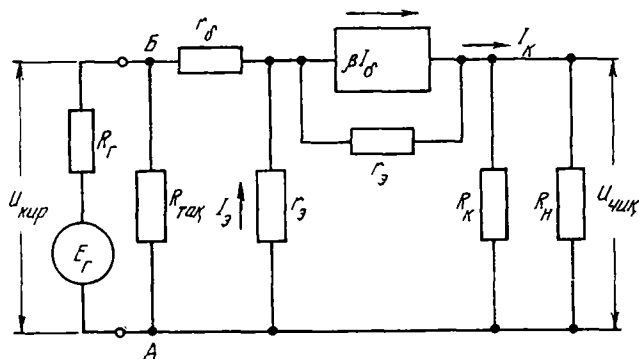
ларга эга бўламиз.

$C1$, $C2$ ва C_k конденсаторларни, кучайтиргич паст частоталарда (ω_n) ишлаганда частота бузилишлари коэффициенти M_n ни ҳисобга олиб танланади. M_n нинг сон қиймати ҳисоблашларга киритилмаса, конденсаторлар сизимини қуйидагича танлаш мумкин.

$$\begin{aligned} C_1 &\geq \frac{5 \div 10}{R_{\text{кир.шарг}} \cdot \omega_n}, \\ C_k &\geq \frac{5 \div 10}{R_n \cdot \omega_n}, \\ C_3 &\geq \frac{5 \div 10}{R_n \cdot \omega_n}. \end{aligned} \quad (7-23)$$

Кичик сигнални кучайтириш режимида кучайтиргичнинг кириш $R_{\text{кир.шарг}}$ ва чиқиш $R_{\text{чик.шарг}}$ қаршиликларини ва кучланиш бўйича кучайтириш коэффициенти K_u ни ўзгарувчан ток учун тузилган эквивалент схемадан фойдаланиб ҳисоблаш мумкин (7.7-расм). Унда T — кўринишидаги соддалаштирилган схема келтирилган бўлиб, транзисторнинг r_3 — эмиттер, r_6 — база, r_k — коллектор қаршиликлари ва коллектор занжирида βI_6 ток ҳосил қиладиган ток генератори келтирилган. Бун-

7.7- расм. Транзисторли кучайтиргичнинг ўзгарувчан ток бўйича тузилган эквивалент схемаси.



да кириш сигнали генераторининг ички қаршилиги R_r билан белгила-
ниб, R_k ва R_n қаршиликлар ўзгарувчан ток учун параллел қилиб
кўрсатилган.

Кучайтиргичнинг кириш $R_{\text{кир. шарт}}$ қаршилиги AB нуқталар орали-
ғининг қаршилиги бўлиб, транзистор кириш қаршилиги $R_{\text{кир. т}}$ ва тақ-
симлагич қаршиликларидан иборат.

У ҳолда
$$R_{\text{кирт. шарт}} = \frac{R_{\text{кир. т}} \cdot R_{\text{тақ.}}}{R_{\text{кир. т}} + R_{\text{тақ.}}}$$

$R_{\text{кир. т}} = h_{11}$ эканлигини ҳисобга олсак:

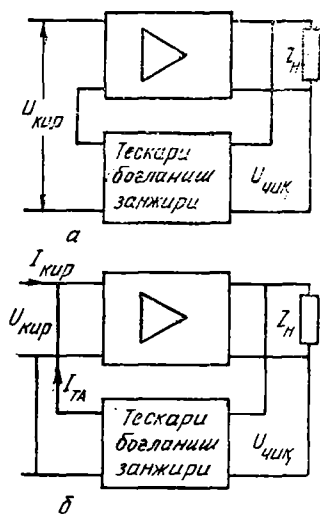
$$R_{\text{кир. шарт}} = \frac{h_{11} \cdot R_{\text{тақ.}}}{h_{11} + R_{\text{тақ.}}}; \quad k_U = \frac{\beta R_n \cdot R_k}{R_{\text{кир. т}} (R_n + R_k)} \quad (7-24)$$

Кучайтиргичнинг чиқиш қаршилиги B ва Γ нуқталар орасидаги қарши-
ликка тенг бўлиб, транзисторнинг чиқиш қаршилиги $R_{\text{чик. т}}$ ва R_k қар-
шиликлдан иборат. K_U — кучайтиргичнинг кучланиш бўйича кучайтириш
коэффициенти $R_{\text{чик. т}}$ ни тахминан $R_{\text{чик. т}} \approx r_k = \frac{1}{h_{22}}$ деб олиш мум-
кин.

7.3. КУЧАЙТИРГИЧЛАРДА ТЕСКАРИ БОҒЛАНИШ

Тескари боғланиш дейилганда исталган қурилманинг чиқиш
ва кириш занжирлари орасидаги боғланиш тушунилади. Кучай-
тиргичларда кириш сигнали ва тескари боғланиш туфайли чи-
қишдан киришга келган сигналлар орасидаги фаза фарқига қа-
раб, тескари боғланиш мусбат ёки манфий бўлиши мумкин. Бу
сигналлар фазаси мос келса, кучайтиргичнинг кучайтириш коэф-
фициенти ортади ва боғланиш мусбат деб, тескари боғланиш
натijasида кучайтириш коэффициенти камайса боғланиш ман-
фий деб олинади.

Тескари боғланиш айрим ҳолларда фойдали, айрим ҳолларда
эса зарарли таъсир кўрсатади. Тескари боғланиш кучланиш бўй-



7.8- расм. Кучайтиргичларда тескари боғланиш.

йича, ток бўйича ва аралаш бўлиши мумкин (7.8- расм), амалга оширилиш усулига кўра параллел ва кетма-кет бўлади. Ток бўйича тескари боғланишда киришга берилган кучланиш чиқиш токига пропорционал бўлади. Паст частотали кучайтиргичларда асосан кучланиш бўйича манфий тескари боғланиш қўлланилади.

Тескари боғланишнинг ток ёки кучланиш бўйича эканлиги қуйидагича аниқланади. Кучайтиргичда нагрузка узатилганда тескари боғланиш йўқолса, боғланиш ток бўйича бўлади. Агар нагрузка қисқа туташтирилганда йўқолса, боғланиш кучланиш бўйича бўлади. Боғланишнинг параллел ёки кетма-кетлигини қуйидагича аниқлаш мумкин. Сигнал манбаи узилганда боғланиш йўқолса — кетма-кет, қисқа туташтирилганда йўқолса параллел бўлади.

Сигналлар манбаининг чиқиш қаршилиги Z_c жуда кичик бўлганда ($z \rightarrow 0$), тескари боғланиш занжири шунтланиб қоладиган бўлганлигидан параллел тескари боғланишни амалга ошириб бўлмайди. Сигналлар манбаининг қаршилиги z_a жуда катта бўлганда ($Z \rightarrow \infty$) кетма-кет боғланишни амалга ошириб бўлмайди.

Киритилган тескари боғланиш тўрт қутблиларнинг қўпгина хусусиятларини ўзгартиради. Жумладан, кучайтиргичларда: кириш қаршилигини ошириши ва чиқиш қаршилигини камайтириши, хусусий шовқинлар ва бузилишларни камайтириши, элементлар параметрларининг ўзгариши натижасида кучайтиргич параметрининг ўзгаришига сезгирлигини камайтириши ҳамда частота ўтказиш полосасини кенгайтириши мумкин. Буларнинг амалга оширилиши тескари боғланишнинг қайси бирдан фойдаланишга боғлиқ. Кетма-кет манфий тескари боғланишда кучайтиргичнинг ток бўйича кучайтириш коэффиценти ўзгармайди.

Кучланиш бўйича кучайтириш коэффиценти:

$$K_{\text{мтб}} = \frac{K}{1 + \beta K}, \quad (7-25)$$

бунда K — манфий тескари боғланиш киритилмагандаги кучайтириш коэффиценти, $(1 + \beta K)$ — тескари боғланиш чуқурлиги; $\beta = \frac{U_{\text{тб}}}{U_{\text{чик}}}$ тескари боғланишда ўтказиш коэффиценти.

Кетма-кет тескари боғланишда кучайтиргичнинг кириш қаршилиги:

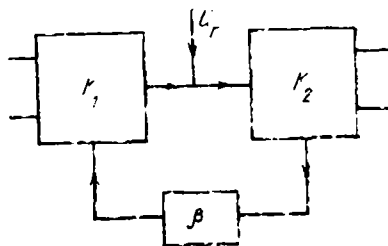
$$z_{\text{кпр. мтб}} = z_{\text{кпр.}} (1 + \beta K). \quad (7-26)$$

Параллел манфий тескари боғланишда, кучайтиргичнинг кучланиш бўйича кучайтириш коэффиценти ўзгирмайди, ток бўйича кучайтириш

коэффициенти $(1 + \beta K_1)$ марта камаяди, кириш қаршилиги $(1 + \beta K)$ марта камаяди.

Ток бўйича манфий тескари боғланиш киритилганда чиқиш қаршилиги ортади, кучланиш бўйича киритилса, камаяди.

Тескари боғланиш киритилганда паразит сигналларнинг камайишини кўрайлик. Айтайлик, умумий кучайтиргич икки каскаддан иборат (7.9 расм). Ҳар бирининг кучайтириш коэффициенти K_1 ва K_2 бўлиб, уларнинг уланиш нуқтасига қандайдир паразит сигнал берилсин. Кучайтиргичга тескари боғланиш киритилган. Бунда чиқиш сигнали



7.9- расм. Икки босқичли кучайтиргич.

$$U_{\text{чик}} = K_2 (U_n - \beta K_1 \cdot U_{\text{чик}}).$$

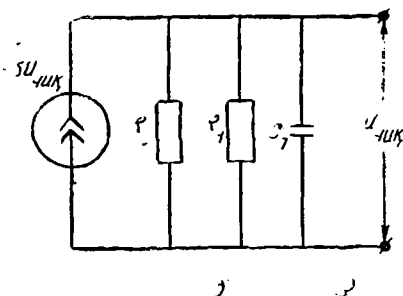
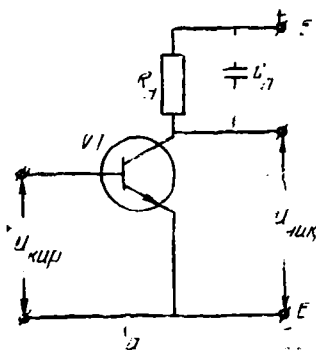
бундан

$$K_n = \frac{U_{\text{чик}}}{U_n} = \frac{K_2}{1 + \beta K_1 \cdot K_2}. \quad (7-27)$$

Формуладан кўринадики, кучайтиргичнинг чиқиш қисмига яқин бўлган нуқтага кириб келган паразит сигнал $K_2 \ll K_1$ бўлганда сусайтирилади. Кўп каскадли кучайтиргичларда нозичли бузилишлар мана шу усулда йўқотилади.

Кучайтиргичнинг частота характеристикасини яхшилаш

Бунинг учун нагрузка қаршилиги сифмдан иборат бўлган кучайтиргич билан танишиб чиқайлик (7.10- расм). Бу кучайтиргичда C_n паразит сифм ҳисобланади. Ҳисоблашларни эквивалент схемадан фойдаланиб бажарайлик (7.10- расм, б). Эквивалент схемада бошқариладиган ток манбаининг занжирда ҳосил қиладиган токи — $S U_{\text{кир}}$ га тенг (S — асбобнинг ишчи нуқтасига мос келган [характеристика тиклиги]). Ку-



7.10- расм. Кучайтиргичларда частота характеристикасини яхшилаш.

чайтиргичнинг киришига ω частотали сигнал берилса, чиқиш сигналининг амплитудаси

$$U_{\text{чик}} = - \frac{S U_{\text{кир}}}{Y} \quad (7-28)$$

бўлади, Y — манба уланган схеманинг тўла ўтказувчанлиги.

Бундан, схеманинг ўтказиш коэффициенти

$$K(i\omega) = - \frac{S}{Y} = - \frac{S R_{\text{экв}}}{1 + j\omega C_n \cdot R_{\text{экв}}}, \quad (7-29)$$

бунда

$$R_{\text{экв}} = \frac{R_n \cdot R_i}{R_n + R_i}. \quad (7-30)$$

Шундай қилиб, кучайтиргичга берилган сигналнинг частотаси ортиб борган сари C_n нинг шунтловчи таъсири туфайли кучайтириш коэффициенти ҳам камайиб боради. Кучайтиргичнинг частота ўтказиш полосаси чегаравий частота $\omega_{\text{чег}}$ орқали белгиланади:

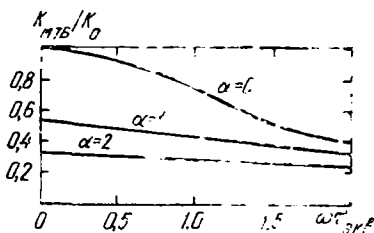
$$\omega_{\text{чег}} = \frac{1}{R_{\text{экв}} \cdot C_n}.$$

Кучайтиргичнинг частота характеристикаси 7.11-расмда келтирилган (7-29) формулани (7-25) га қўйсак,

$$K_{\text{МТБ}}(j\omega) = \frac{-K_0}{(1 + \beta_0 K_0) + j\omega \tau_{\text{экв}}}, \quad (7-31)$$

бунда $\tau_{\text{экв}} = R_{\text{экв}} \cdot C_n$ ва $K_0 = S \cdot R_{\text{экв}}$. У ҳолда частота характеристикасининг тенгламаси

$$|K_{\text{МТБ}}(j\omega)| = \frac{K_0}{\sqrt{(1 + \beta_0 K_0)^2 + \omega^2 \tau_{\text{экв}}^2}} \quad (7-32)$$



7.11- расм. Турли α қийматларга мос келган частота характеристикалари.

7.11-расмда $\alpha = \beta_0 \cdot K_0$ нинг турли қийматларига мувофиқ частота характеристикалар келтирилган. Бу расмдан манфий тескари боғланиш киритишнинг муҳим таъсири, яъни частота характеристикасининг текисланиши кўриниб турибди. Албатта, бу паст частоталарда кучайтириш коэффициенти-нинг пасайиши ҳисобига бўлади. Бунда частота ўтказиш полосаси ҳам кенгайди:

$$\omega_{\text{чег}} = \frac{1 + \beta_0 \cdot K_0}{\tau_{\text{экв}}} \quad (7-33)$$

Паразит тескари боғланиш ва унинг таъсири. Махсус киририлган тескари боғланишдан ташқари, кучайтиргичларда кўзда тутилмаган паразит боғланишлар ҳам ҳосил бўлади. Айниқса, па-

разит тескари боғланиш мусбат бўлса, ички шовқинларни кўпайтиради ва кучайтиргичнинг ўз-ўзидан уйғониш режимига ўтиб қолишига сабаб бўлади. Кучсиз паразит боғланишда қўшимча частота ва фазавий бузилишлар ҳосил бўлиши мумкин. Баъзан эса ночизиқли бузилишлар ҳам ҳосил бўлади. Паразит боғланиш занжирлар орасида электр боғланишлари, магнит боғланишлари ҳамда умумий ток манбаи орқали ҳам бўлиши мумкин. Ярим ўтказгичли интеграл микросхемаларда ички ва иссиқлик боғланишлари мавжуд. Ички паразит боғланиш элементлар жойлаштирилган асос орқали пайдо бўлиши мумкин. Иссиқлик паразит боғланиш микросхемада иссиқлик ажралишининг схеманинг бутун ҳажмида баробар бўлмаслигидан келиб чиқади. Паразит боғланишларни йўқотиш учун электр ва магнит занжирлар бири-бирдан экраниланади ва қўшимча маҳаллий манфий тескари боғланиш киритилади.

7.4. КўП КАСКАДЛИ КУЧАЙТИРГИЧЛАР ВА КУВВАТ КУЧАЙТИРГИЧЛАРИ

Кучайтиргичнинг кучайтириш коэффициентини ошириш мақсадида уни кўп каскадли (босқичли) қилиб ясалади. Бунда умумий кучайтириш коэффициенти алоҳида каскадларнинг кучайтириш коэффициентлари кўпайтмасига тенг бўлади:

$$K = K_1 \cdot K_2 \cdot K_3.$$

Кўп каскадли кучайтиргичларда бирорта каскаднинг чиқиши кейинги каскаднинг киришига уланади. Шунда олдинги каскаднинг нагрукаси вазифасини, кейинги каскаднинг кириш қаршилиги ўтайди. Шу сабабли $R_n \leq R_{кир}$ бўлади. Бундан фойдаланиб кучайтириш каскади умумий эмиттерли схемада уланган ҳол учун кучайтириш коэффициенти ҳисобланса

$$K_U \leq \frac{\beta \cdot R_n}{R_n + R_{кир}} \quad (7-34)$$

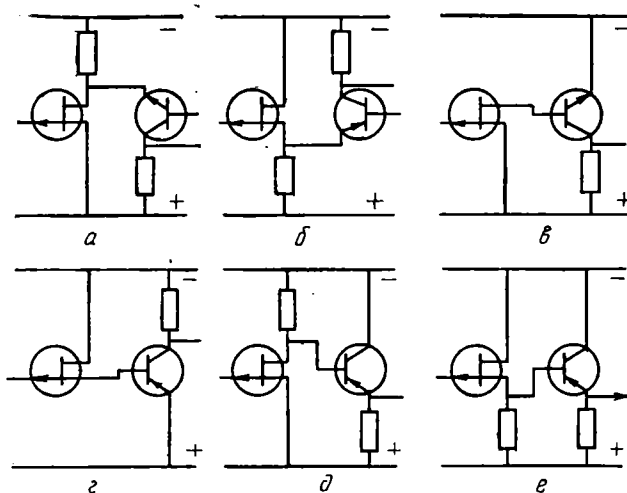
га тенг бўлади.

Кучайтиргичлар умумий базали схемада уланса, ҳисоблашлар $K_U < \alpha < 1$ эканлигини кўрсатади. Шу сабабли кўп каскадли схемалар умумий базали кўринишда тузилмайди. Кўп каскадли схемаларда УБ схема УЭ ва УК схемаларнинг комбинацияси сифатида тузилади.

Умумий эмиттерли ва умумий базали схема асосида каскадли кучайтиргич ҳосил қилинса, умумий кучайтириш коэффициенти

$$K = K_{УБ} \cdot K_{УЭ} = \beta \frac{R_{кир, УБ}}{R_{кир, УЭ}} \alpha \frac{R_{нэ}}{R_{кир, УБ}} = \alpha \cdot K_{УЭ} \quad (7-35)$$

бўлади. Бундан кўринадики, УЭ — УБ схемалардан ташкил топган икки каскадли кучайтиргичнинг кучайтириш коэффициенти битта УЭ схемага нисбатан кичик. Агар сигнал манбаининг чиқиш қаршилиги ва кучайтиргичнинг нагрукка қаршилиги тахминан тенг ва бир неча ўн килоомни ташкил этса, УЭ схемада; чи-



7.12- расм. Кўп босқичли кучайтиргич.

қиш ва кириш қаршиликлари кичик бўлса ($100 \text{ Ом} > R$) — биринчи каскад УЭ ёки УБ ва иккинчи каскад УК схемада; чиқиш ва кириш қаршиликлари катта бўлса ($R > 100 \text{ кОм}$) — биринчи каскадда УК ва иккинчиси УЭ схемада йиғилади.

Агар кучайтиргичнинг нагрузкаси, сигнал манбаининг қаршилигидан анча катта бўлса, ҳар иккала каскад УЭ қилиб олинади. Кучайтиргичнинг нагрузка қаршилиги сигнал манбаи чиқиш қаршилигидан кичик бўлса, ҳар иккала каскад УЭ ёки биринчи каскад УЭ, иккинчиси УК қилиб танланади.

Кўп каскадли кучайтиргичларда юқорида айtilган тавсиялар биринчи ва охири каскадларга тааллуқлидир. Оралиқ каскадлар УЭ схемада бажарилади.

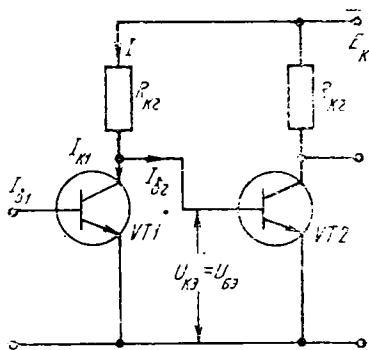
Умуман олганда, кучайтиргичларни биполяр ва униполяр транзисторлардан (майдонли транзисторлар) дурагай ҳолда тузган маъқул. Чунки, умумий исток (УИ) ли ёки умумий, стокли (УС) схемаларда ток бўйича катта кучайтириш коэффиценти олинса, биполяр транзисторли схемаларда кучланиш бўйича катта кучайтириш коэффиценти олинади. Бундай кучайтиргичларнинг кириш қаршилигини катта, чиқиш қаршилигини кичикроқ қилиб олинади. Кучайтиргичнинг дурагай схемаларидан айримлари 7.12- расмда келтирилган. Бу схемаларда р-каналли майдонли транзисторлар ишлатилган. Шунга ўхшаш n-каналли майдонли транзистор ёки п-р-п типли биполяр транзисторлар ишлатилиши мумкин.

Бир каскад иккинчи каскад билан сигим орқали ёки бевосита боғланиши мумкин. Сигим орқали боғланишда биринчи каскадда кучайган сигнал иккинчисига ажратувчи конденсатор орқали узатилади. 7.2- расмда бу вазифани C конденсатор бажаради. 7.2- расм, б да транзисторли схема учун C нинг қийматини форму-

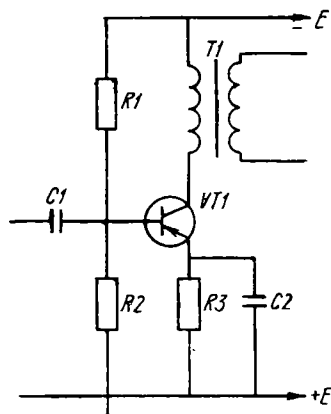
$$C \geq \frac{0,37 \cdot 10^6}{v(R_3 + R_{\text{кнр}})} \quad (7-36)$$

ла орқали ҳисоблаш мумкин. Бу ерда f_n — кучайтиргичга бериладиган сигналнинг энг паст частотаси; $R_{\text{кнр}}$ — кейинги каскаднинг кириш қаршилиги. Бунда кучайтиргичга f_n частотали сигнал берилганда, C конденсатор туфайли кучайтириш коэффициенти 10% га камаяди деб қаралади.

Кучайтиргичнинг бир босқичи, иккинчи босқич билан бевосита уланиши ҳам мумкин (7.13- расм).



7.13- расм. Тўғридан-тўғри боғланишли кучайтиргич



7.14- расм. Трансформаторли кучайтиргич.

Агар ўзгарувчан ток сигнали билан биргаликда, унинг ўзгармас ташкил этувчисини ҳам кучайтириш ва бошқа каскадларга ўтказиш зарур бўлса, каскадлар сифим орқали уланмайди. Бундай ҳолларда кучайтириш босқичлари бевосита боғланади (баъзи адабиётларда гальваник боғланиш). Бевосита боғланган транзисторларда биринчи транзистор кичик коллектор кучланишида ишлай оладиган бўлиши керак. Чунки, унинг кучланиши иккинчи транзисторнинг база кучланиши билан бир хил бўлади.

Агар $VT 1$ очиқ бўлса, $U_{кз} = U_{бз}$, кичик бўлади ва $VT 2$ ёпиқ бўлади. $VT 1$ базасида ток камая бошлаши билан $U_{кз}$ орта боради ва $VT 2$ ҳам очила боради. $VT 1$ дан ўтувчи ток I камая борган сари $VT 2$ дан ўтувчи I_2 ток орта боради. Натижада $VT 1$ ёпилса, $VT 2$ тўла очилади. Шундай қилиб, кучайтиргич умумий токнинг I_1 ва I_2 ташкил этувчиларга ажралиб, уларнинг қийматлари мос равишда ўзгариб туришига асосланиб ишлайди. Бу ўзгариш $VT 1$ нинг чиқиш, $VT 2$ нинг кириш қаршиликлари ўзгаришлари ҳисобига содир бўлади. Бу ерда $R_{к1}$.

$VT 2$ кириш қаршилигига нисбатан анча катта бўлганлигидан айнан $R_{кнр}$ $2VT 1$ учун нагрузка вазифасини ўтайди ва ток узатиш самарадорлиги юқори бўлади. Иккинчи каскаднинг кириш қаршилигини ўзгартириш учун $VT 2$ базаси $VT 1$ коллекторига қаршилиқ орқали ҳам уланиши мумкин.

р-р-р типдаги транзистор билан биргаликда кейинги каскадда п-р-п типдаги транзисторни ҳам ишлатиш мумкин. Бундай улаш ҷайниқса чиқишда ҳолинчи сатҳга яқин бўлган кучланишни олиш зарур бўлганда қўлланилади.

Юқорида айтиб ўтилган ҳар иккала усулда ҳам ток узатиш коэффиценти камаяди.

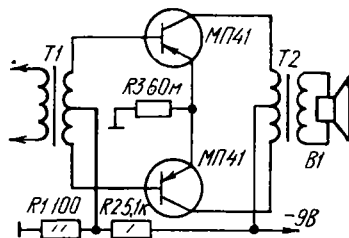
Бевосита улаш усули интеграл микросхемаларда кенг қўлланилади.

Каскадларни трансформатор орқали боғланганда биринчи каскаднинг чиқишини иккинчи каскаднинг кириши билан мослаш осонлашади. Бошқача қилиб айтганда, қувват бир каскаддан иккинчисига тўла ўтказилади. Трансформаторли каскадлар энергияни тежаб ишлатиш зарур бўлган ҳолларда, масалан, кўчма қурилмаларда кенг қўлланилади. Бу усулнинг камчилиги шундаки, қурилманинг ўлчамлари ва массаси катта, таннархи қиммат ва частота характеристикасининг ёмонлигидадир. Трансформаторли кучайтиргичнинг схемаси 7.14-расмда келтирилган.

Қувват кучайтиргичлари. Максимал фойдали иш коэффиценти (ФИК) га эга бўлиш — қувват кучайтиргичларга қўйиладиган асосий талабларидан биридир. Қувват кучайтиргичлари асосан, кучайтиришнинг охириги босқичида қўлланилади. Шу сабабли ундан чиққан сигнал бевосита истеъмолчига берилади. Кучайтиргичнинг чиқиш қаршилиги бирор усулда истеъмолчининг қаршилигига мослапади. Қаршиликларни мослаштириш мақсадида, мословчи трансформаторлар қўлланилиши мумкин. 7.14-расмда бир тактли шундай кучайтиргич схемаси келтирилган. Бу схема УЭ бўлиб, қувват кучайтиргичларида УК ёки УБ схемалар қўлланилмайди. Бир тактли схеманинг ФИК 40% дан ошмайди. Қувват кучайтиргичларида электрон лампалардан асосан пентодлар, транзисторлардан эса катта қувватлилари ишлатилади. Бир тактли кучайтиргичда $P_{\max} \geq 2 P_n / \eta_{\text{тр}}$; $U_{\text{к.э. max}} > 2E$ шартлар бажарилиши ҳисобга олиниб транзистор танланади. $P_{\max}$ транзисторда сочиладиган максимал қувват; P_n — нагрузкадаги фойдали қувват; $\eta_{\text{тр}}$ — трансформаторнинг ФИК; $U_{\text{к.э. max}}$ — коллектор-эмиттер оралиғига бериладиган максимал кучланиш; E — манбанинг кучланиши. Умуман олганда транзисторли кучайтиргичлар уч хил кучайтириш режимида ишлайди: А, В ва АВ. А синфдаги кучайтиришда чиқиш токи кучайтириладиган сигналнинг бутун даври давомида оқиб туради. Чиқиш токи сигналнинг фақат ярим даврида оқиб турса В синфдаги кучайтириш дейилади. Чиқиш токи ярим даврга нисбатан кўпроқ вақт оқиб турадиган режим АВ синфдаги кучайтириш деб аталади. Иш режимини танлаш база ва эмиттер оралиғига маълум миқдордаги кучланишни бериш орқали амалга оширилади. АВ ва В режимда икки тактли кучайтиргичлар ишлайди. Уларнинг ФИК 50%дан ортади. Бу режимда ток манбаидан сарфланадиган энергия кам, негаки, сигнал бўлмаганда транзистордан ток ўтмайди. Лекин А синфдаги кучайтиришга нисбатан ночизиқли бузилишлар кўп бўлади.

Икки тактли трансформаторли қувват кучайтиргичлари асосан АВ кучайтириш режимида ишлаб ФИК 50% дан юқори бўлади. Кучайтиргичнинг типик схемаси 7.15-расмда келтирилган. Транзисторлар базасига кучланиш R_1 , R_2 кучланиш тақсимлагичлардан берилади. Ишчи температура интервалини кенгайтириш мақсадида R_1 ёки R_2 нинг ўрнига температурага қараб ўзгариб боровчи қаршилиқлар қўйиш мумкин. R_2 қаршилиқ ўрнига — позистор, R_1 ўрнига — термистор ёки тўғри ўтишда ишлайдиган қилиб уланган ярим ўтказкичли диод ишлатилади.

Икки тактли кучайтиргичларда, АВ кучайтириш режими олинган бўлса, унга мос транзисторларни



7.15- расм. Икки тактли трансформаторли қувват кучайтиргичи.

$$P_{\max} > 0.2 \frac{P_n}{\eta_{\text{тр}}}; U_{\text{кэ max}} > 2E \quad (7-37)$$

шарт бажарилиши ҳисобга олиниб танланади. Бунда транзистор, хараактеристиканинг тўғри чизиқли қисмида ишлаши керак. Коллектордаги $U_{\text{к min}}$ кучланиш, чиқиш хараактеристикада тўғри чизиқли қисм бошланадиган жойга мос келиши керак. Ишчи нуқтага мос келадиган коллектор токи $I_{\text{ко}}$ ни олинган транзистор коллектор токининг максимал қийматининг 3...5% ни ташкил қиладиган қилиб танланади. Ишчи нуқта $U_{\text{к}} = U_{\text{ко}} \approx E$ ва $I_{\text{к}} = I_{\text{ко}}$ координаталарга мос келган жойда танланади. Транзисторнинг базасига бериладиган силжиш кучланиши $U_{\text{к}} = U_{\text{ко}}$ га мос келган кириш хараактеристикасидан аниқланади. Каскаднинг чиқишидаги қувват:

$$P_n = 0.5 (U_{\text{ко}} - U_{\text{к min}}) (I_{\text{к max}} - I_{\text{ко}}) \cdot \eta_{\text{тр}} \quad (7-38)$$

Транзистор коллекторида сочиладиган максимал қувват:

$$P_{\text{к max}} = 0.1 E I_{\text{к max}} \quad (7-39)$$

орқали ҳисобланади. Коллектордаги нагрузка қаршилиги:

$$R = \frac{E - U_{\text{к min}}}{I_{\text{к max}} - I_{\text{ко}}} \quad (7-40)$$

трансформаторнинг трансформация коэффициенти:

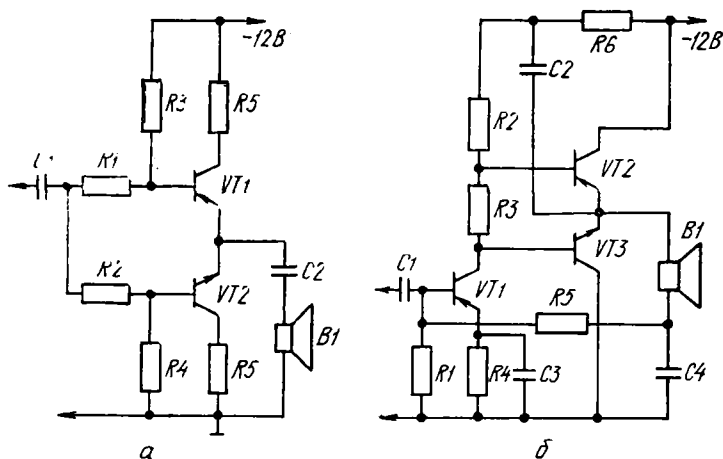
$$n = 0.5 \sqrt{\frac{R_n}{R_{\text{к}} \cdot \eta_{\text{тр}}}} \quad (7-41)$$

формула орқали аниқланади.

Кучайтиргичларнинг трансформаторсиз схемаси кичик ўлчамли, частота диапозони кенгроқ бўлади. Уларни олдинги босқич билан бевосита улаш мумкин. Шу боис уларни ўзгармас ток бў-

йича манфий тескари боғланишга киритиш мумкин. Трансформаторсиз схемалар уларда қўлланилган транзисторларнинг ўтказувчанлиги, уланиш усули, иш режими (АВ ва В) ҳамда олдинги ва кейинги каскадлар билан боғланиш усулига кўра турлича бўлади. Шулардан турли ўтказувчанликка эга бўлган транзисторли схемаларнинг параметрлари, бошқаларига нисбатан яхшироқ бўлади.

Бир типли ўтказувчанликка эга бўлган транзисторлардан йиғилган кучайтиргич, носимметрик бўлади. Чунки, улар турли схемада (одатда УЭ ва УК) уланади. Ночизиқли бузилишларни йўқотиш учун манфий тескари боғланиш киритишга тўғри келади. Бу эса ўз навбатида янги динамик бузилишларни ҳосил қилади. Икки тактли схемада чиқиш қаршилиги кичик бўлиши учун уни УК схема бўйича йиғилади (7.16- расм). Дастлабки ток ва кучла-



7.16- расм. Трансформаторсиз чиқишга эга бўлган қувват кучайтиргичлари.

ниши бўйича кучайтириш $VT1$ транзисторли схемада бажарилади. $VT3$ ва $VT2$ лар ўзаро симметрик эмиттер такрорлагичлари бўлиб, сигнални ток бўйича кучайтиради. $VT3$ ва $VT4$ транзисторларда силжиш кучланиши $R3$ диоддаги потенциал тушуvidан ҳосил қилинади. Бу қаршилиқ нагрузка қаршилиги $R2$ билан кетма-кет уланган. $VT1$ транзисторнинг базасига силжиш кучланиши $R1$ қаршилиқ орқали берилади. Кучланишни бундай усулда бериш, содда бўлса-да, $R1$ қаршилиқни аниқ танлашни тақозо қилади. Товуш ҳосил қилувчи динамик, $VT3$ ва $VT2$ транзистор эмиттерлари ва $C2$, конденсатор туташган нуқталарнинг оралиғига уланган. Конденсатор ва динамикни бундай усулда улаш, кўприксимон улаш деб аталиб, схема ток манбаига уланиб вақтида токнинг кескин ортишига йўл қўймайди.

Чиқиш трансформатори бўлмаган кучайтиргичларни ҳисоблаш қуйидагича боради.

Агар транзистор танланмаган бўлса, ишни нагрузкадаги кучланишнинг максимал қийматини аниқлашдан бошланади:

$$U_{тн} = 0,5 E - U_{к min} \quad (7-42)$$

бунда E — манбанинг кучланиши; $U_{к min}$ — коллектордаги минимал кучланиш бўлиб, характеристикада тўғри чизиқли қисм бошланадиган нуқтага тўғри келади ($U_{к min} = 0,5 \dots 1,5$ В).

Нагрузкада ажралаётган максимал қувват:

$$P_{н max} = \frac{U_{тн}^2}{2 R_n}, \quad (7-43)$$

бунда R_n — нагрузка қаршилиги.

Коллектордаги максимал ток

$$I_{кт} \approx \sqrt{\frac{2 P_n}{R_n}} \quad (7-44)$$

формула бўйича; ўртача токнинг максимал қиймати

$$I_{\text{ср}} = \frac{I_{кт}}{\pi} \quad (7-45)$$

формула бўйича; каскаднинг ФИК

$$\eta = 0,78 \left(1 - \frac{2 U_{к min}}{E} \right) \quad (7-46)$$

формула бўйича; коллекторда сочиладиган максимал қувват

$$P_k = \frac{P_n(1 - \eta)}{2\eta} \quad (7-47)$$

формула бўйича аниқланади.

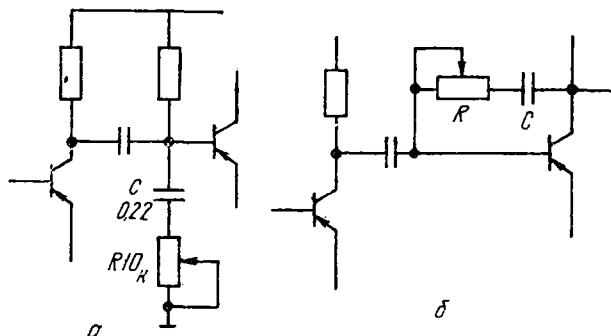
Агар манба кучланиши номаълум бўлса, уни қуйидагича топиш мумкин:

$$E \geq 2 \left(\sqrt{2 P_n \cdot R_n} + U_{к min} \right) \quad (7-48)$$

P_k , $I_{кт}$, $I_{\text{ср}}$ ва $U_{кз} \approx E$ га кўра транзистор типи танланади.

7.5. КУЧАЙТИРГИЧ ПАРАМЕТРЛАРИНИ БОШҚАРИШ

Товуш сигналларини кучайтирувчи кучайтиргичларда частота характеристикаси берилган диапазонда текис бўлиши талаб қилинади. Кучайтиргич таркибида, параметри берилган сигнал частотасига қараб ўзгарувчи элементлар бўлганлигидан, бир текис частота характеристикасини олиш қийин. Мана шундай ҳолларда қурилмага частота характеристикасига таъсир кўрсатувчи элементлар маълум схема бўйича киритилади. Бу қурилма *тембрни бошқариш қурилмаси* деб юритилади. Тембрни бошқариш дейилганда кучайтиргичнинг кучайтириш коэффицентини маълум частоталар учун кўпайтириш, айрим частоталар учун камайитириш тушунилади. Бошқариладиган частота диапозонига кўра юқори

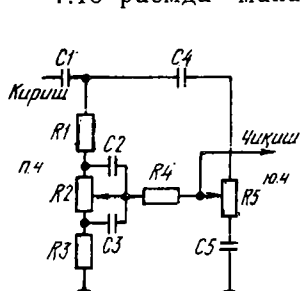


7.17- расм. Юқори частота бўйича тембрни бошқариш.

частота бўйича ёки паст частота бўйича тембрни бошқариш занжирларига бўлинади. Юқори частота бўйича тембрни бошқаришнинг оддий схемаси 7.17- расмда келтирилган. 7.17- расм, а да келтирилган схемада тембрни бошқарувчи система, иккинчи транзистор база занжирига уланган ўзгарувчан қаршилик R ва сиғим C дан иборат. R нинг силжийдиган контакти юқори вазиятда бўлганда, C конденсатор база ва корпус оралиғига бевосита улашиб қолади. Натижада сигналнинг юқори частотали ташкил этувчиларининг амплитудаси камаяди. R нинг силжийдиган контакти қуйи вазиятга ўтганда R , C нинг юқори частота бўйича шунтловчи хусусияти камайиб, юқори частотали сигналларнинг амплитудаси ортади. 7.17- расм, б да тембрни бошқарувчи система (R , C — занжир) манфий тескари боғланишни ҳосил қилади. Манфий тескари боғланиш орқали кучайтиргичнинг кучайтириш коэффициентини бошқариш сигнал частотасига ва R қаршилиқ силжийдиган контактнинг ҳолатига боғлиқ.

Юқори сифатли товуш сигналларини кучайтирувчи кучайтиргичларда паст ва юқори частота бўйича тембрни бошқарувчи схемалар киритилади.

7.18- расмда мана шундай схемалардан бири келтирилган.



7.18- расм. Юқори ва паст частота бўйича тембрни бошқаришнинг умумий схемаси.

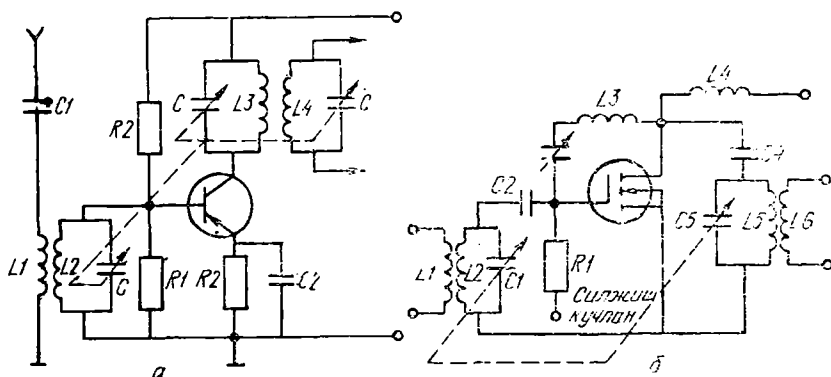
Схемада иккита занжир мавжуд. Улардан бири $R1$, $R2$, $R3$, $C2$, $C3$ ёрдамида сигнални паст частота бўйича иккинчиси $R5$, $C5$ ёрдамида сигнални юқори частота бўйича тембри бошқарилади. Схема ёрдамида частота характеристикасини бошқаришга, унга кирувчи элементлардан ташқари, схемадан олдин турувчи каскаднинг чиқиш қаршилиги ($R_{\text{чик}}$) ва схемадан кейин турувчи каскаднинг кириш қаршилиги ($R_{\text{кир}}$) таъсир кўрсатади: Схемдаги $R2$ ва $R5$ қаршилиқлар бир хил бўлиб, катталиги $R_{\text{чик}} < R < R_{\text{кир}}$ шартдан фой-

даланиб топилади. Қолган элементлар $R_1 = R_4 = 0,1 R$; $R_3 = 0,01 R$; $C_3 = \frac{0,1}{R}$; $C_c = 22 C_3$; $C_2 = 220 C_3$ $C_4 = 15 C_3$ ларга кўра танланади. Бунда C_3 — мкФ ларда, R — кОм ларда олинади. $R_{\text{чик}}$ қанчалик кичик $R_{\text{кир}}$ қанчалик катта бўлса, частота характеристикани шунчалик кенг кўламда бошқариш мумкин. Схемадан ўтган сигнал 10 ... 12 баробар камаяди, лекин уни қўшимча кучайтириш каскади орқали компенсациялаш мумкин.

Товуш сигналларини кучайтирувчи кучайтиргичларда товуш баландлиги ҳам бошқарилади. Бунинг учун кучайтиргич киришига бериладиган сигнал амплитудаси, бирор бир ўзгарувчан регистор орқали бошқарилади. Кучайтиргичга бериладиган сигнал амплитудаси кичик бўлса, бошқарувчи қаршилик кучайтиргичнинг биринчи каскадидан сўнг қўйилади. Бошқарувчи резисторнинг қаршилигига нисбатан, ундан кейин келувчи каскаднинг кириш қаршилиги катта бўлиши керак.

7.6. РЕЗОНАНСЛИ КУЧАЙТИРГИЧЛАР

Юқори частоталарда кучайтиргичнинг кучайтириш коэффициентини ошириш мақсадида, нагрузка сифатида тебраниш контурларидан фойдаланилади. Бунда тебраниш контурининг хусусий частотаси, кучайтирилиши керак бўладиган сигнал частотасига мосланади. Шу сабабли бундай кучайтиргичлар *резонансли кучайтиргичлар* деб аталади. Резонансли кучайтиргичнинг типик схемаси 7.19-расмда келтирилган. 7.19-расм, а да юқори частотали биполяр транзисторда йиғилган кучайтиргич келтирилган бўлиб, кириш ва чиқишда резонансли контурлар қўйилган. Контурларнинг ўзаро индуктив боғланганлиги мослаштиришни осонлаштиради. Ўзгарувчан сифимли конденсаторларнинг ротори битта ўққа ўрнатилганлигидан, уларни керакли частотага осонгина

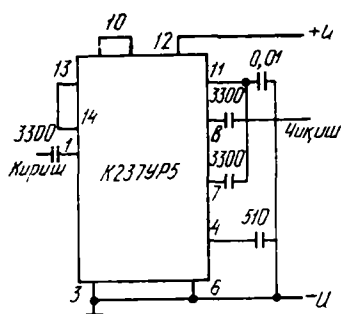


7.19- расм. Резонансли кучайтиргичлар:

а — биполярли транзисторда; б — майдон транзисторида йиғилган.

ўтказилади. Кириш контурларида кучланишлар резонанси, наг-
рузка контурида тоқлар резонанси кузатилади. 7.19-расм, 6 да
 n -каналли МОП транзисторида йиғилган кучайтиргич келтирил-
ган. Тоқ манбаи занжирига уланган $L4$ *фалтак* каскадлараро «па-
разит» тескари боғланишнинг бўлишига йўл қўймайди. Транзис-
торга силжиш кучланиши алоҳида манбадан берилади. $C2$ ва $C4$
конденсаторлар ўзгармас тоқ манбаининг $L5$ ва $L2$ орқали
шунгланиб қолишига йўл қўймайди. Кучайтиргич А режимида иш-
лайди. Кучайтиргичнинг частота характеристикаси боғланган
контурларнинг частота характеристикаси билан бир хил бўлади.
Частота ортиши билан кучайтиргичнинг кучайтириш коэффици-
енти ҳам ортади. Негаки,

$$Q = \frac{\omega_p \cdot L}{R} \quad \text{ва} \quad Z_p = \frac{\omega_p^2 L^2}{R} \quad (7-49)$$



7.20- расм. Оралиқ частота ку-
чайтиргичлари.

Частота ортиши билан кучайтиргич-
нинг частота ўтказиш полосаси ҳам
кенгайди.

Юқори частотали кучайтиргичлар-
ни кўп каскадли қилиб ясаш қийин.
Чунки резонанс контурларининг сони
ортиши билан уларни бир-бирига
созлаш анча қийинлашади. Шу са-
бабли радиоприёмникларда қабул қи-
линган сигнал бир босқичли юқори
частотали кучайтиргичда кучайти-
рилгандан сўнг, бошқа ягона частота-
га, яъни оралиқ частотага айлантири-
лади. Кучайтириш шундан сўнг ора-
лиқ частотада олиб борилади. Ку-

чайтириладиган сигнал частотаси ўзгартирилмаганлиги туфайли,
кучайтиришни бир неча босқичларда амалга ошириш мумкин. Бун-
да кучайтиргичнинг танловчанлиги ҳам ортади. 7.20- расмда ора-
лиқ частота кучайтиргичи келтирилган.

Оралиқ частота кучайтиргичлари бир тактли ҳамда икки такт-
ли бўлиши мумкин.

7.7. ЎЗГАРМАС ТОҚ КУЧАЙТИРГИЧЛАРИ

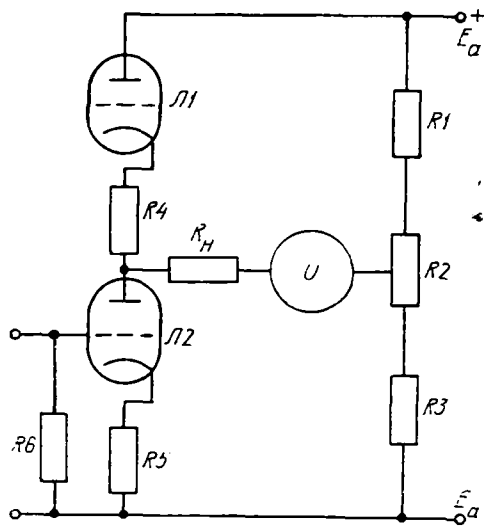
Катталиги жуда секин ўзгарадиган ёки ўзгаргандан сўнг узок
вақт мобайнида ўзгармасдан қоладиган сигналларни кучайтирув-
чи қурилма *ўзгармас тоқ кучайтиргичи* деб юритилади. Бу ку-
чайтиргичларнинг частота ўтказиш полосаси $\omega_p = 0$ дан бошла-
нади. Шу сабабли кучайтиргич босқичлари орасидаги боғланиш
бевосита (гальваник), конденсатор ёки трансформаторларсиз
амалга оширилади.

Бундай кучайтиргичлар электрон вольтметрлар, термoeлек-
трик ЭЮК ҳосил бўладиган қурилмалар ҳамда бошқа ўлчов иш-
ларини бажарувчи қурилмаларда кенг қўлланилади.

Ўзгармас ток кучайтиргичларининг ишига «ноль қийматнинг дрейфи» деб номланадиган ҳодиса катта таъсир кўрсатади. Бу ҳодиса лампа ёки транзистор токининг ўз-ўзидан ўзгариши натижасида кучайтиргичнинг киришига ҳеч қандай кучланиш берилмаса-да, унинг чиқишидаги кучланишнинг ўзгаришини англатади. Ноль қийматнинг дрейфи ток манба кучланишининг беқарорлиги, температура ўзгариши, контактларда термо ЭЮК ҳосил бўлиши, кучайтиргичларни туртиш ва қимирлаши туфайли ҳосил бўлади. Ноль қийматнинг дрейфини камайтириш мақсадида манба кучланиши стабилланади, лампа ва транзистор синчиклаб танланади, режимларнинг барқарорлигига алоҳида аҳамият берилади.

Ўзгармас ток кучайтиргичларидан, баланс (мувозанат)ли схемалар кенг тарқалган. Бу кучайтиргичларда манба кучланишлари ўзгариши натижасида ноль қийматнинг дрейфи ҳосил бўлиши бартараф қилинади.

7.21-расмда кетма-кет балансли лампали кучайтиргич схемаси келтирилган. Схема ўзига хос Уитсон кўприги ҳосил қилиб ясалган бўлиб, ўз ичига $VL1$ ва $VL2$ лампаларнинг эквивалент қаршиликларини: $R4$ ва $R5$ резисторларни ҳамда $R1$, $R2$ ва $R3$ қаршиликларни олади. Кўприк диагонаliga жойлашган A ва B нуқталар орасига нагрузка уланади. $VL2$ лампанинг кириш қисми қисқа туташтирилганда, $R2$ потенциометр сурилувчи контактининг жойи ўзгартирилиб, кўприкда баланс ҳосил қилинади. Манбада-



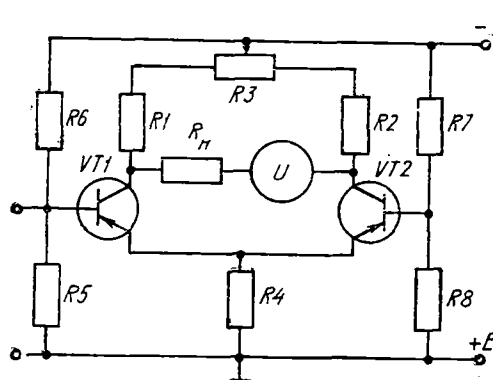
7.21- расм. Кетма-кет балансли лампали кучайтиргич.

даги кучланишнинг бироз ўзгариши кўприкдаги мувозанатни бузмайди. Чунки бу ўзгариш ҳар иккала елкада рўй беради. Агар $VL 2$ лампанинг кириш қисмига $U_{кпр}$ сигнал берилса, $VL 1$ ва $VL 2$ лампанинг қаршилиги ўзгаради, кўприкда мувозанат бузилиб нагрузка орқали ток ўтади. Каскаднинг кучайтириш коэффиценти:

$$K_n = \frac{U_{чик}}{U_{кпр}} = \frac{\mu R_{s1}}{R_{s1} + R_{i2} + R_5 (1 + \mu_2)} \approx \frac{\mu}{2}, \quad (7-50)$$

бунда R_{s1} ва R_{s2} — биринчи ва иккинчи лампанинг эквивалент қаршиликлари бўлиб,

$$R_{s1} \approx R_{s2} \approx R_{i2} + R (1 + \mu_2) \quad (7-51)$$



7.22- расм. Параллел-балансли транзисторли кучайтиргич.

ниши коллектор кучланишлари ўзгарганда схема барқарорлигини таъминлашга имкон беради.

Кириш кучланиши фақат битта транзистор база ва эмиттер оралиғига ёки иккала транзисторга берилиши мумкин. Биринчи ҳолда иккинчи транзистор базаси бирор қаршилиқ орқали умумий занжирга улаб қўйилади. Иккинчи ҳолда транзисторлар икки тактли кучайтиргичга ўхшаб ишлайди.

Бу схемада кетма-кет баланслига нисбатан ноль қийматнинг дрейфини йўқотиш даражаси камроқ, лекин каскаднинг кучайтириш коэффициенти катта бўлади.

Балансли кучайтиргичлар кўпинча дифференциал кучайтиргичлар деб ҳам юритилади. Чунки чиқиш сигнали иккита сигнал фарқи сифатида олинади. Дифференциал кучайтиргичларнинг частота ўтказиш полосаси кенг, барқарорлиги юқори бўлиб, улар кенг қўлланилади. Ундан частоталарни аралаштириш, сигналлар амплитудасини чеклаш, модуляциялаш ва сигнал частоталарини кўпайтириш мақсадларида ҳам фойдаланиш мумкин.

8- БОБ. АНАЛОГЛИ МИКРОСХЕМА ТЕХНИКАСИ ЭЛЕМЕНТЛАРИ

3.1. ИНТЕГРАЛ МИКРОСХЕМА ҲАҚИДА ТУШУНЧА

Интеграл — латинча сўз бўлиб, майда қисмлар мажмуаси, тўплами деган маънони билдиради. Микросхема эса икки сўздан: микро — кичик ва схема сўзларидан ташкил топган. Шундай қилиб, интеграл микросхема деганда бир ёки бир неча тугалланган схемаларни ўз ичига олган, ихчам, кичик ўлчамли қурилма тушунилади.

Интеграл микросхемалар тайёрланиш технологиясига кўра, ярим ўтказгичли; плёнкали ва гибрид (дурагай) турларга бўлинади.

Ярим ўтказгичли микросхемада ярим ўтказгич материали олиниб, унинг бутун ҳажми бўйлаб актив ва passив элементлар ҳосил қилинади.

Бошқа бир технология бўйича, яхлит корпус асосида алоҳида ярим ўтказгичли кристаллар жойлаштирилиб, улардан актив элементлар ҳосил қилинади. Уларнинг учлари эса плёнка шаклида тайёрланган passив элементларга уланади. Бу усулда тайёрланган микросхема дурагай микросхема дейилади. Агар микросхемада ҳамма элементлар ва элементларни бирлаштирувчи ўтказгичлар плёнка шаклида тайёрланган бўлса, бундай микросхема плёнкали микросхема деб юритилади.

Плёнкалар қалин ва юпқа бўлиши мумкин. Қалинлиги 1 мкм дан кичик бўлган плёнкалар шартли равишда юпқа плёнкали, 1 мкм дан қалин бўлганлари эса қалин плёнкали микросхемалар деб аталади.

Интеграл микросхемаларда мавжуд бўладиган элементлар сонини характерлаш учун интеграллаш коэффиценти тушунчаси киритилади. Бу коэффицент $k = \lg N$ билан аниқланади; N — микросхемага кирувчи элементлар сони. Масалан, учинчи даражали микросхема дейилганда, 1000 тагача элементи бўлган микросхема тушунилади. Ҳозирги пайтда олтинчи даражали микросхема ишлаб чиқилган. Интеграция даражаси юқори бўлган микросхемалар фақат ярим ўтказгичлардан ясалади.

Юпқа плёнкали микросхемаларда passив элементлар (резисторлар, конденсаторлар, индуктив ғалтаклар) ўтказгич ва диэлектрикларни вакуумда чанглатиш усули билан диэлектрик асосга ўрнатилиб ясалади. Сўнгра схеманинг керакли жойларига актив элементларнинг уланиш учлари ёки ярим ўтказгичли микросхема учлари кавшарланади. Зарур бўлган элемент катталигига тузатиш киритиш мумкин. Бунинг учун лазер нури ёрдамида айрим жойлари куйдирилади.

Интеграл микросхемалар вазифасига кўра аналогли ва рақамли турларга бўлинади.

Аналог ва рақамли сигналлар ҳақида 2- бобда баён қилинган.

Узлуксиз функция кўринишида ифодаланган сигналларни қайта ишловчи ва ўзгартирувчи микросхема *аналогли микросхема* дейилади.

Иккилик ёки бошқа рақамли кодларда ифодаланган сигналларни қайта ишловчи ва ўзгартирувчи микросхема *рақамли микросхема* дейилади.

Интеграл микросхемалар ОСТ 11.073.915.—8 бўйича тўртта элемент ёрдамида маркаланади. Биринчи элемент микросхеманинг конструктив-технологик группасини билдиради: 1,5 6,7 ярим ўтказгичли микросхемаларни; 2,4, 8— дурагай микросхемаларни; қолганлари 3 рақами билан белгиланади. Иккинчи элемент тартиб номерини, учинчи элемент ишлатилиш соҳасини билдиради. Масалан, генераторлар — Г, детекторлар — Д; коммутатор ва калитлар — К; кўп функцияли схема — Х; модуляторлар — М; ярим ўтказгичли passив элементлар тўплами — Н; иккиламчи ток ман-

бан схемалари — Г ва кучайтиргичлар — У (усилитель) ҳарфи билан белгиланади. Тўртинчи элемент битта сериядаги бир хил операцияни бажара оладиган микросхеманинг номерини билдиради. Тўртинчи элементдан сўнг, микросхемани бир ёки бир нечта параметри бўйича фарқловчи ҳарф қўйилади. Кенг қўлланадиган интеграл микросхемаларда шартли белгилардан олдин К ҳарфи қўйилади. Микросхема корпусининг материали ва типини кўрсатиш учун К ҳарфидан кейин қуйидаги ҳарфлар қўйилади: Р — иккинчи тип пластмассали корпуслар учун; М — иккинчи тип керамика, металл-керамика ва металл-шишали корпуслар учун; Е — иккинчи тип металл-полимер корпуслар учун; А — тўртинчи тип пластмасса корпуслар учун; И — тўртинчи тип керамика-шиша корпуслар учун. 1974 йилгача ишлаб чиқарилган микросхемаларда учинчи элемент биринчи рақамдан сўнг ёзилган.

Аналогли интеграл микросхемаларнинг қуйидаги турлари мавжуд: коммутаторлар (КР119КП1, КР143КТ1 ва ҳ.); рақамли сигнални аналог сигнаliga, аналог сигнални рақамли сигналга айлантириб берувчилар (К252КТ1А, К252ПА1 ва ҳ.); иккиламчи ток манбалари (К542НД1, К142ЕН1А ва ҳ.); кам қувватли кучайтиргичлар (К1184Д1А, КР119УИ1 ва ҳ.); филтрлар (К284СС2А, К284СС2Б); компараторлар (К554СА1, К554СА3Б ва ҳ.); опто-электрон схемалар (К249КН1А, К249КП2 ва ҳ.); генераторлар (КР119АТ1, КР127ГФ1 ва ҳ.); радио ва телевизион приёмниклар учун интеграл схемалар (К174УН7, К174УП1 ва ҳ.); маиший техника учун интеграл схемалар (КМ189ХА1, КР189ХА2 ва ҳ.) ва бошқа аналогли схемалар (К118ТЛ1А, КР198НТ1А ва ҳ.).

8.2. Операцион кучайтиргичлар (ОК)

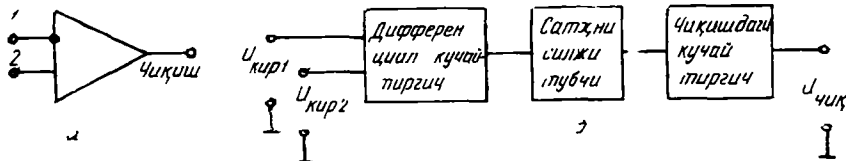
Аналогли интеграл микросхемалардан ҳозирги кунда энг кўп фойдаланиладигани операцион кучайтиргичлар (ОК) ҳисобланади. Чунки ОК лар асосида турли чизиқли, ночизиқли аналог ва рақамли электрон қурилмалар ясалади.

Операцион кучайтиргич — катта кучайтириш коэффициентига, кенг частота ўтказиш полосасига ва бир нечта киришга эга бўлган кучайтирувчи қурилма. Бу кучайтиргичларда чизиқли характеристика ҳосил қилиш учун каскадлар бир-бири билан бевосита боғланади. Шу сабабли унинг частота ўтказиш полосаси нолдан бошлаб катта частоталарни ўз ичига олади. Одатда, кириш ва чиқиш қаршиликлари орасидаги муносабатни мувофиқлаштириш учун кучайтиргичга тескари боғланиш киритилади.

Операцион кучайтиргич икки ёки уч каскадли схемадан тузилади. Уч каскадли схема киришида дифференциал кучайтиргич, кучланиш бўйича кучайтиргич ва сигнал амплитудаси кучайтиргичидан иборат.

Охирги чиқиш каскад ўз ичига кучланиш сатҳини силжиткич ва чиқиш сигнаlinи шакллантиргичларни олади.

Кучайтиргич чиқишидаги эмиттер такрорлагич ОК чиқиш қаршилигини кичик қаршиликли нагрузкага мослаш учун хизмат қилиб, ОК нинг кучайтириш коэффициентига таъсир қилмайди.



8.1- расм. Операцион кучайтиргич:

а — шартли белгиси, б — блок схемаси.

Икки каскадли ОК да кириш каскади дифференциал кучайтиргич вазифаларини ўзида мужассамлаштирган бўлади (8.1-расм).

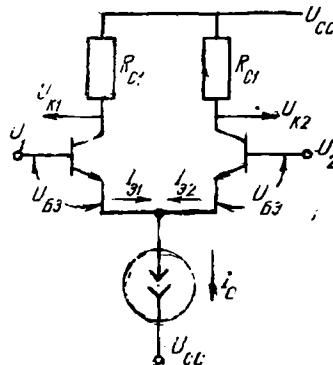
Қўп турдаги ОК ларни ички элементларига кўра икки гурппага ажратиш мумкин. Дастлабки чиқарилган ОК ларда асосан п-р-п тип транзисторлар ишлатилган бўлиб, уларда бир неча резисторлардан фойдаланилган.

Иккинчи гурппа ОК ларда эса резисторлар сони кескин камайтирилган бўлиб, п-р-п ва р-р-р транзисторлар комплекментар структурда уланган. Биринчи гурппа ОК ларга уч каскадли К153УД1 ни, иккинчи гурппа ОК ларга икки каскадли К140УД7 ни кўрсатиш мумкин.

ОК имкониятларини ошириш мақсадида унга ташқаридан қўшимча элементлар уланади ва параметрларини ўзгартириш учун бошқарувчи сигналлар берилади. Бу типдаги ОК лар програмлаштирувчи ОК лар деб юритилади. Унга мисол қилиб К140УД12 ни келтириш мумкин.

ОКнинг асосий характеристикалари киришдаги дифференциал каскад параметрлари билан белгиланади. Бу каскаднинг оддий схемаси 8.2-расмда келтирилган.

Транзисторлардаги эмиттер — база оралиги вольт-ампер характеристикасини



8.2. расм. Операцион кучайтиргичдаги дифференциал кучайтиргич

$$I_{\text{Э}} = I_{\text{ЭБТ}} \exp \frac{U_{\text{БЭ}}}{\varphi_{\text{T}}} \quad (8-1)$$

формула орқали ифодалаш мумкин. φ_{T} — температура потенциали ($T = 300 \text{ K}$ учун $\varphi_{\text{T}} = 26 \text{ мВ}$); $I_{\text{ЭБТ}}$ — эмиттернинг тескари токи; $U_{\text{БЭ}}$ — база-эмиттер ўтишини бошқарувчи кучланиш. Бу ифода $U_{\text{БЭ}} > \varphi_{\text{T}}$ бўлган ҳол учун тўғридир. (8—1) формулага асосланиб дифференциал каскаднинг параметрларини ҳисоблаш мумкин. ОК нинг кириш дифференциал қаршилиги $R_{\text{кпр. д}} = 2h_{11\text{Б}}$ га тенг бўлиб, кучланиш бўйича кучайтириш коэффициент

$$K_U = \frac{U_{K1}}{U_1 - U_2} = \frac{U_{K2}}{U_1 - U_2} \quad (8-2)$$

Шундай қилиб, кучланиш бўйича кучайтириш коэффициентини, умумий эмиттерли каскад кучайтириш коэффициентининг ярмига тенг, чунки (8—2) ни

$$K_U = \frac{h_{21Э} \cdot R_K}{2h_{11Э}}$$

кўринишда ёзиш мумкин. Унга умумий эмиттерли каскаднинг кириш қаршилиги $h_{11Э}$ ҳам киради. Бу қаршилик транзисторнинг эмиттер токи ёки дифференциал каскад ток манбаи I_0 нинг номиналига боғлиқ бўлади. Агар транзисторнинг ток узатиш коэффициенти $h_{21Э} \gg 1$ бўлса,

$$h_{11Э} = \frac{h_{21Э} \cdot \varphi_T}{I_0} = \frac{2h_{21Э} \cdot \varphi_T}{I_0}$$

бўлади. У ҳолда

$$R_{\text{кнр.д.}} = \frac{4 h_{21Э} \cdot \varphi_T}{I_0} \quad (8-3)$$

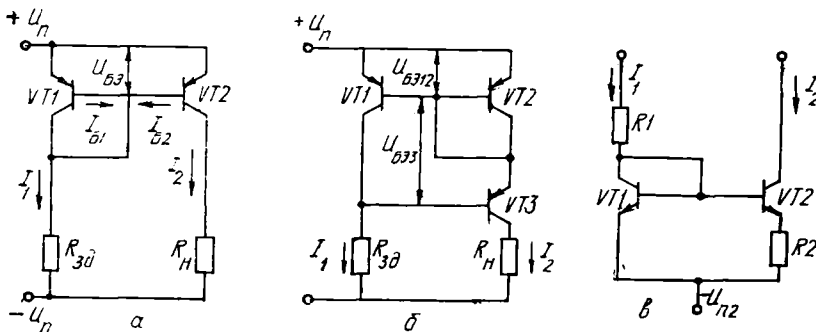
$$K_U = \frac{R_K \cdot I_0}{4 \varphi_T} \quad (8-4)$$

Бу ифодалардан ток манбаи I_0 ни ўзгартириб ОК нинг кириш дифференциал қаршилигини ва кучланиш бўйича кучайтириш коэффициентини ўзгартириш мумкинлиги келиб чиқади.

Эмиттер токи I_0 , бу параметрлардан ташқари, ОК нинг кириш токига, чиқиш кучланишнинг ўсиш тезлигига ва истеъмол қиладиган қувватига ҳам таъсир кўрсатади.

Программалаштирилган ток манбаи ОК ларда «ток кўзгулари» схемасида амалга оширилади.

Ток кўзгулари. Ток кўзгуси деб аталувчи барқарор ток генераторининг схемаси 8.3- расмда келтирилган. 8.3- расм, а даги схемада VT1 ва



8.3-расм. «Ток кўзгулари» типли барқарор ток генераторлари:

а — оддий; б — тақмиллашган; в — кичик тоқларни стабилловчи.

VT2 транзисторлар бир хил. Шу сабабли I_{B1} ва I_{B2} лар тахминан тенг бўлади. Занжирдан ўтувчи I_1 ва I_2 тоқлар

$$I_1 = I_{K1} + I_{B1} + I_{B2} = (h_{21\beta(1)} + 1)I_{B1} + I_{B2} \quad (8-5)$$

$$I_2 = I_{K2} = h_{21\beta(2)} \cdot I_{B2}$$

га тенг бўлади.

Агар I_{B1} ва I_{B2} лар. ҳамда $h_{21\beta(1)}$ ва $h_{21\beta(2)}$ лар ўзаро тенг бўлса, I_1 ва I_2 ларнинг нисбати ҳам бирга яқин бўлади.

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{h_{21\beta(2)}}{(h_{21\beta(1)} + 1) \frac{I_{B1}}{I_{B2}} + 1} \quad (8-6)$$

Бу схемаларнинг камчилиги тоқлар нисбати бирга тенг бўлмаслиги ҳамда нағрузка қаршилигига боғлиқ бўлишидир. 8.3-расм, б да бу камчилик йўқотилган. Унда транзистор ўзгармас база кучланишида ишлайди. Схепада:

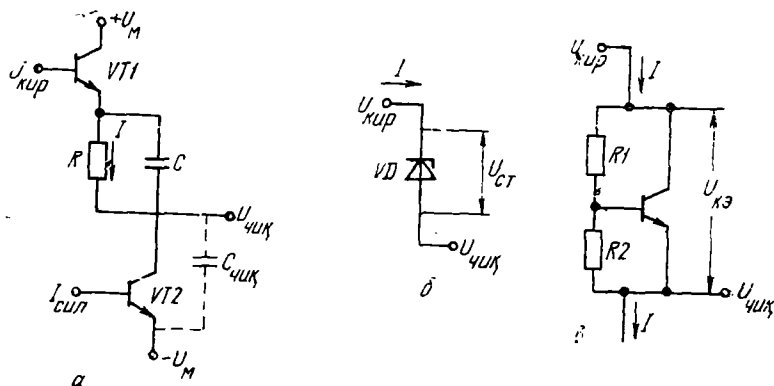
$$I_1 = I_{K1} + I_{B3} \text{ ва } I_2 = I_{K2} + I_{B1} + I_{B1} - I_{B3} \quad (8-7)$$

I_1 ва I_2 таркибига кирувчи тоқлар нағрузка қаршилигига боғлиқ бўлмасдан, ўзгармас $U_{B\beta 1,2}$ ва $U_{B\beta 3}$ кучланишлар билан белгиланади. Демак, I_2/I_1 нисбат нағрузка қаршилигига боғлиқ бўлмаслиги керак. 8.3-расм, а, б да келтирилган барқарор тоқ генераторлари I_2/I_1 нисбатнинг бирга яқин бўлишини таъминлайди ва шу сабабли тоқ кўзгуларин деб аталади.

Баъзи ҳолларда бу нисбатнинг бирдан фарқ қилиши талаб қилинади. Масалан, микросхепада жуда кичик силжиш тоқини барқарорлаштириш зарур бўлса, 8.3-расм, в да кўрсатилган схемадан фойдаланилади. Унинг муҳим афзаллиги шундаки, кичик $R1$ ва $R2$ резисторларда жуда кичик (бир неча микроаппер) I_2 барқарор тоқни ҳосил қилиш мумкин.

Микросхемаларда баъзи нуқталарнинг потенциалини бошқа нуқталарга нисбатан кўпайтириш ёки камайитириш лозим бўлади. Бунинг учун кучланиш сатҳини силжитувчи схемалар қўлланилади.

Кучланиш сатҳини силжитувчи схемалар. 8.4-расмда кучланиш сатҳини силжитувчи схемалардан намуналар келтирилган. 8.4-расм, а да силжиш $U_{\text{кпр}} - N_{\text{чик}} = U_{B\beta 1} + IR$ га тенг бўлиб, нағрузка бўлмаса, унда ўзгарувчан кучланиш тушуви ҳам бўлмайди. Сигим C барқарор тоқ генератори коллектор занжири сигимини компенсациялайди. Компенсациялаш шарти $RC = R_{\text{чик}} \cdot C_{\text{чик}}$. Бунда $R_{\text{чик}}$ — барқарор тоқ генераторининг нағрузка қаршилиги билан биргаликдаги чиқиш қаршилиги; $C_{\text{чик}}$ — чиқиш сигими, 8.4-расм б да кучланиш сатҳининг силжиши диоднинг кучланишни барқарорлаш қиймати қадар бўлади. Микросхемаларда диод вазифасини одатда интеграл диодлар ўтайди. Схеманинг камчилиги шундаки, тешиб ўтиш токи барқарор бўлмаганлигидан шовқинлар ҳосил бўлади.



8.4- расм. Кучланиш сатҳини силжитувчи схемалар:

а — эмиттер такрорлагичли ва барқарор ток генератори билан; б — стабилитрон билан, в — R_1/R_2 ўзгариши билан ўзгартирувчи.

8.4- расм, в даги схема ёрдамида R_1/R_2 нисбатни ўзгартириб кучланишни кенг оралиқда ўзгартириш мумкин:

$I_6 = 0$ деб ҳисоблаб:

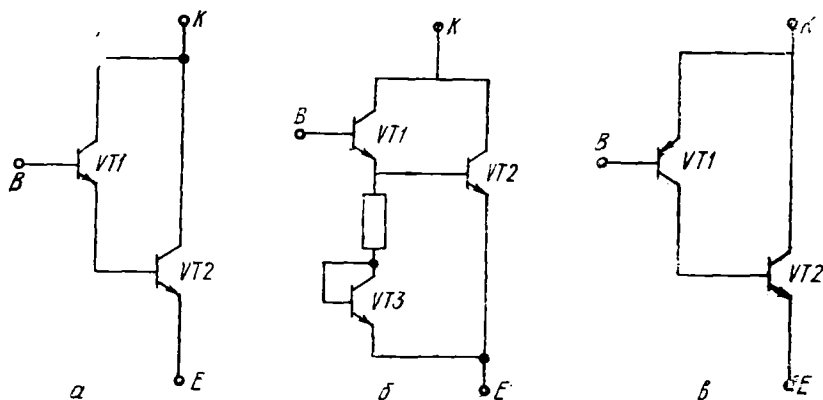
$$\frac{R_1 + R_2}{R_1} = \frac{U_{кэ}}{U_{БЭ}}, \quad (8-7)$$

бундан

$$U_{кэ} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) U_{БЭ}$$

Баъзан бу схема $U_{БЭ}$ «кўпайтиргич» ёки «ўзгарувчан стабилитрон» деб ҳам аталади.

Интеграл микросхемаларда кучайтириш коэффициентини ошириш мақсадида таркибий транзисторлар ишлатилади.



8.5- расм. Таркибий транзисторлар.

катта ($R_{\text{кир}} = \infty$), шу сабабли $I_{\text{кир}1} = I_{\text{кир}2} = 0$. Чиқиш қаршилиги нолга тенг ($R_{\text{чик}} = 0$), шу боис $U_{\text{чик}} = e = K(U_{\text{чик}2} - U_{\text{чик}1})$; $U_{\text{кир}} = 0$ бўлганда, чиқиш кучланиши нолга тенг ва схеманинг кучайтириш коэффициентини чексиз катта бўлади ($K_0 \rightarrow \infty$). Албатта бу шартлар бажариладиган кучайтиргични амалда ясаб бўлмасада, уларда кечадиган жараёнларни акс эттиришда маълум қулайликлар туғилади. ОК да катта кучайтириш коэффициентига эга бўлган дифференциал кучайтиргич ишлатилади. Шунинг учун унга маълум усулда манфий тескари боғланиш киритиб кўпгина операцияларни бажарадиган схемаларни ҳосил қилиш мумкин. Қиритиладиган манфий тескари боғланиш унинг динамик диапазодини кенгайтириши билан биргаликда, ОК нинг барқарорлигини оширади. ОК га манфий тескари боғланиш киритилган типик схема 8.7- расмда келтирилган. Идеал ОК учун $I_{\text{кир}} = 0$ демак, $I_1 = I_2$

$$I_1 = \frac{U_{R1}}{R_1} = \frac{1}{R_1} (E_r - U_{\text{ки}1}), \quad (8-8)$$

$$I_2 = \frac{1}{R_2} (U_{\text{ки}2} - U_{\text{чик}}).$$

Шуларни ҳисобга олган ҳолда ОК нинг кучайтириш коэффициенти

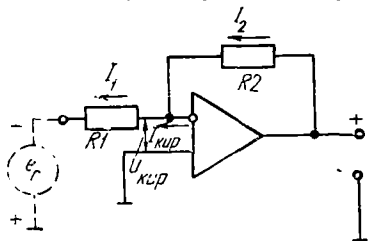
$$K = \frac{U_{\text{чик}}}{E_r} = - \frac{\frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{1}{K_0} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)} \quad (8-9)$$

бўлади. Агар ОК нинг тескари боғланиш киритилмагандаги кучайтириш коэффициенти катта бўлса ($K_0 \rightarrow \infty$)

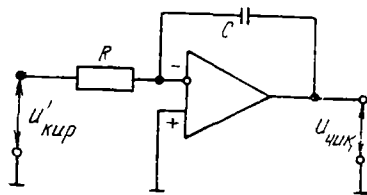
$$K = - \frac{R_2}{R_1} \quad (8-10)$$

бўлади. Бу ифодадан тескари боғланиш киритилган ОК нинг кучайтириш коэффициенти $R1$ ва $R2$ га боғлиқ бўлиб қолиши маълум бўлади.

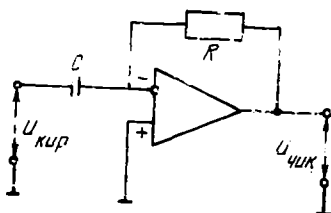
ОК га қўшимча элементлар улаб, турли операцияларни (математик) бажара оладиган схемалар ҳосил қилиш мумкин. ОК нинг номи ҳам шу схемалар асосида қўйилган.



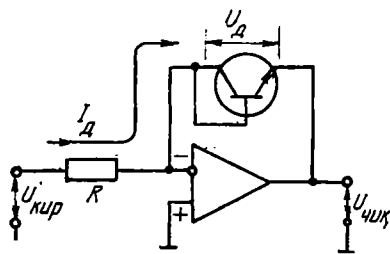
8.7- расм. Операцион кучайтиргичга манфий тескари боғланиш киритилган схемаси.



8.8- расм. Интегратор.



8.9- расм. Дифференциатор.



8.10- расм. Логарифмловчи схема.

Интегратор. 8.7- расмдаги $R2$ резисторни конденсатор билан алмаштирайлик (8.8- расм). Киришга $U_{кпр}$ берилса R резистор орқали ўтган ток C конденсаторни зарядлай бошлайди. Конденсаторда ҳосил бўлган кучланиш чиқиш кучланиши бўлиб, у

$$U_{чик} = -\frac{1}{RC} \int U_{кпр} \cdot dt \quad (8-11)$$

га тенг.

Дифференциатор схемаси 8.9- расмда келтирилган. Бу схемада қаршилиқ конденсатор билан алмаштирилган. Киришга берилган кучланиш, конденсаторни зарядлайди. Зарядланиш токи:

$$I = C \frac{dU_{кпр}}{dt}. \quad (8-12)$$

Бу ток қаршилиқ орқали ўтиб, унда кучланиш ҳосил қилади:

$$U_{чик} = -RC \frac{dU_{кпр}}{dt}. \quad (8-13)$$

Логарифмловчи схемалар. Бу схемаларда $R1$ ёки $R2$ резисторлар вазифасини р-п ўтишли диодлар бажаради. Маълумки, диоддан ўтувчи ток

$$I_d \approx I_T \exp\left(\frac{U_d}{U_T}\right)$$

эди. Бу тенгликни логарифмласак

$$U_d = U_T \ln(I_d/I_T)$$

га эга бўламиз.

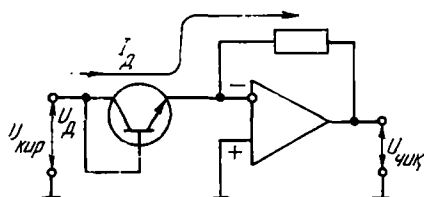
Логарифмловчи схема 8.10- расмда келтирилган. Резистор R дан ўтувчи ток диоддан ҳам ўтади.

$$I_d = \frac{U_{кпр}}{R}$$

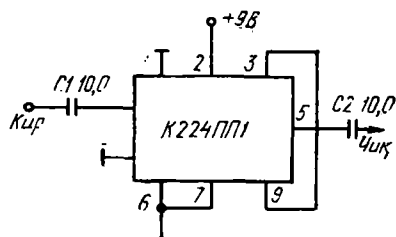
Чиқишдаги кучланиш:

$$U_{чик} = -U_d \approx -U_T \ln\left(\frac{U_{кпр}}{RI_T}\right) \quad (8-14)$$

Бир нечта логарифмловчи кучайтиргичлар чиқиш кучланишларини йиғиб, логарифмик кучланишлар кўпайтмасига тенг кучланишни ҳосил қилиш мумкин.



8.11-расм. Антилогарифмловчи схема.



8.12-расм. Микросхемада йиғилган дастлабки кучайтиргич босқичи.

Антилогарифмловчи схема 8.11-расмда келтирилган. Диоддаги кучланиш кириш кучланишига тенг. Чиқишдаги кучланиш эса:

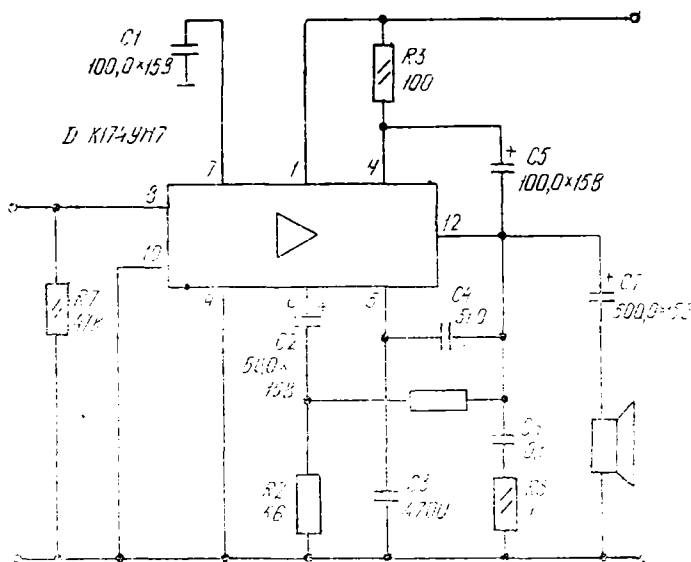
$$U_{чик} = -I_d \cdot R \approx -R I_T \exp \left(\frac{U_{кпр}}{R I_T} \right) \quad (8-15)$$

Логарифмловчи схемалар оддий аналогли кўпайтиргич ва тақсимловчиларни қуриш имконини беради.

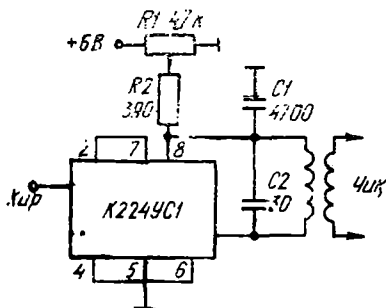
Интеграл микросхемалардан тўзилган кучайтиргичлар

1. Дастлабки кучайтиргич босқичи (8.12-расм). Кучайтиргичнинг кириш қаршилиги 2 кОм, чиқиш қаршилиги 500 Ом бўлиб, кучайтириш коэффиценти 100 га тенг. Унда температура бўйича барқарорловчи элементлар бўлиб, кириш қисмига микрофон уланиши мумкин.

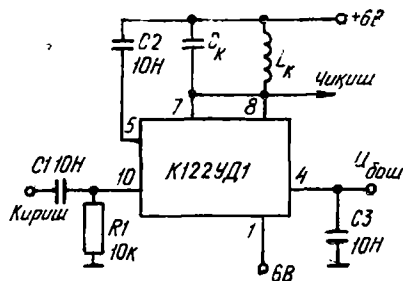
2. Қувват кучайтиргичи (8.13-расм). Бу паст частотали қувват



8.13-расм. K174УН17 да йиғилган қувват кучайтиргич



8.14- расм. Микросхемада йиғилган резонансли кучайтиргич.



8.15- расм. Микросхемада йиғилган дифференциал кучайтиргич.

кучайтиргичи K174УН7 микросхемаси асосида йиғилган бўлиб, нагрузка қаршилиги 4 Ом бўлганда 1 Вт чиқиш қувватини беради. Кучайтиргичнинг сезgirлиги 15 ... 30 мВ га тенг.

3. Резонансли кучайтиргич (8.14- расм). Кучайтиргичнинг частота бўйича юқори чегараси 100 МГц гача боради. Кириш қаршилиги 150 Ом га тенг бўлиб, R1 потенциометр ёрдамида каскаднинг кучайтириш коэффициентини 100 гача ўзгартириш мумкин.

Дифференциал кучайтиргич (8.15- расм). Кучайтиргич асосида K122УД1 микросхема ётади. Унда дифференциал кучайтиргич биполяр транзисторлар асосида йиғилган бўлиб, ток режими бошқа биполяр транзистор орқали барқарорлаштирилган. Бу кучайтиргич резонансли кучайтиргич бўлиб, кириш сигнали дифференциал жуфтликни ҳосил қилувчи транзистор базасига берилади. Бошқарувчи кучланиш дифференциал жуфтликни ҳосил қилувчи иккинчи транзисторнинг базасига берилади. Кучайтиргич 100 кГц ли сигнални кучайтиришга мосланган.

9. БОБ. РАҚАМЛИ МИКРОСХЕМА ТЕХНИКАСИ АСОСЛАРИ

9.1. РАҚАМЛИ СИГНАЛЛАР ВА МАНТИҚИЙ СХЕМАЛАР ҲАҚИДА УМУМИЙ ТУШУНЧА

Электр сигналларининг классификациясига кўра (2- боб) сигналлар аналогли ёки рақамли кўринишда берилиши мумкин. Аналогли сигналларни кучайтириш, генерациялаш, частотасини ўзгартириш юқорида кўриб ўтилди. Аналогли сигналлар билан ишлайдиган қурилмалардан ўтаётганда сигналлар баъзан бузилишларга учраши мумкин. Бунинг бартараф этиш учун электрон қурилмаларга мураккаб ўзгартиришлар киритишга тўғри келади.

Электр сигналлари рақамли кўринишда берилган бўлса, радиоэлектрон қурилмаларда улар жуда кам бузилишга учрайди. Бунинг сабабини тушунтириш учун сигналларни рақамли кўринишда ифодалашни эслатиб ўтайлик. Айтайлик, оддий гармоник

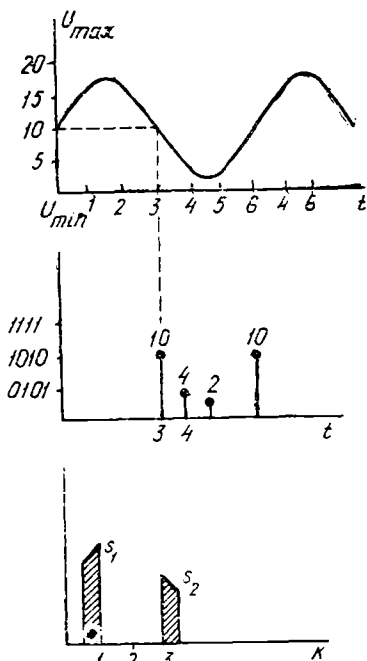
тебраниш $U = U_0 \sin \omega t$ кўринишда берилган бўлсин (9.1-расм). Графикка кўра маълум бир вақтга тўғри келган кучланишнинг оний қиймати сонлар ўқида маълум бир рақамга мос келади. Шу сабабли сигналнинг вақтга боғлиқ ҳолда ўзгаришини рақамлар кетма-кетлиги орқали ифодалаш мумкин. Вақтнинг оний қийматига мос келган сигнал катталигини, кичик юзалар қиймати орқали ҳам ифодаласа бўлади. Шундай қилиб, сигнал ўзгариши рақамлар воситасида ифодаланиб, уларни кучайтириш, ўзгартириш ва бошқа жараёнларни амалга ошириш мумкин. Лекин бунинг учун рақамларни электрон қурилмалар ўқий оладиган ҳолатга келтириш зарур.

Электрон қурилмаларда ўнлик система ўрнига иккилик система ишлатиш анча қулайдир, чунки иккилик системада ҳар қандай сонни иккита символ — 0 ва 1 воситасида ифодалаш мумкин. Бунинг қулайлиги шундаки, уни ифодалаш учун электрон қурилманинг фақат икки ҳолатда бўлиши етарлидир (масалан, 1 — транзистор очик, 0 — транзистор ёпиқ). Ўнлик система билан иккилик система бир-бирдан тубдан фарқ қилмайди. Масалан, ўнлик системада такрорланиш ўнлар, юзлар, минглардан сўнг бўлса, иккилик системада иккилар, тўртлар, саккизлар тарзида такрорланади. Ўнлик системадаги 3 ни иккиликда — 11; 5 ни 101; 11 ни — 1011 ва 26 ни 11010 кўринишда ифодаланади. Каср сонлардан $5\frac{3}{8}$ ни 101, 011 кўринишида ёзилади. Ўнлик системадан иккилик системага ўтиш учун сонни кетма-кет иккига бўлиб борилади.

Масалан:

$$\begin{array}{r}
 26 \overline{) 2} \\
 0 \quad 13 \overline{) 2} \\
 \quad 1 \quad 6 \overline{) 2} \\
 \quad \quad 0 \quad 3 \overline{) 2} \\
 \quad \quad \quad 1 \quad 1
 \end{array}$$

Иккилик системада арифметик амаллар жуда оддий бажарилади. Масалан, қўшиш ва кўпайтиришни кўрайлик:



9.1- расм. Сигналларни рақамли кўринишда ифодалаш.

$$\begin{array}{ll} 0 + 0 = 0 & 0 \times 0 = 0 \\ 1 + 0 = 1 & 1 \times 0 = 0 \\ 0 + 1 = 1 & 0 \times 1 = 0 \\ 1 + 1 = 10 & 1 \times 1 = 0 \end{array}$$

Айириш амалини бажариш ҳисоблаш машиналарида қўшиш билан алмаштирилади. Аввал айирилувчи тескари кодда ифодаланади, яъни ноллар ўрнига бирлар, бирлар ўрнига эса ноллар қўйилади. Кўпайтиришда фақат иккинчи кўпайтувчида қанча бирлар бўлса, биринчи кўпайтувчини шунча марта ўзгартиришсиз кўчириб ёзиш керак, бунда ҳар сафар ҳамма сонларни чапга бир хона суриш, сўнгра олинган сонларни қўшиш керак. Шундай қилиб, кўпайтириш ҳам қўшишга келтирилади. Иккилик системада бўлиш ҳам қўшиш билан алмаштирилади. 1 ва 0 кодларни мантиқий сўзлар «ҳақиқий» ва «ёлғон» каби жумлалар билан ҳам ифодалаш мумкин. Мураккаб тузилган жумланинг ёзилиши *мантиқий функция* деб аталади.

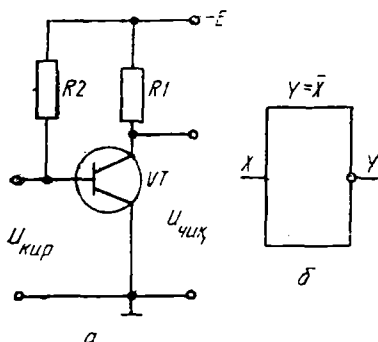
бу ерда функция ва унинг аргументлари $x_1, x_2, \dots, x_n$ лар иккилик системасида ифодаланади.

$$y = F(x_1, x_2, \dots, x_n) \quad (9-1)$$

Умуман олганда рақамли сигналлар билан ишлашга асосланган радиоэлектрон қурилмалар бир қанча содда мантиқий схемалардан ташкил топган. ЭМАС схемаси (9.2-расм) киришига сигнал берилса (1), чиқишида кучланиш кескин камади (0) ва аксинча, киришга кучланиш берилмаса (0),

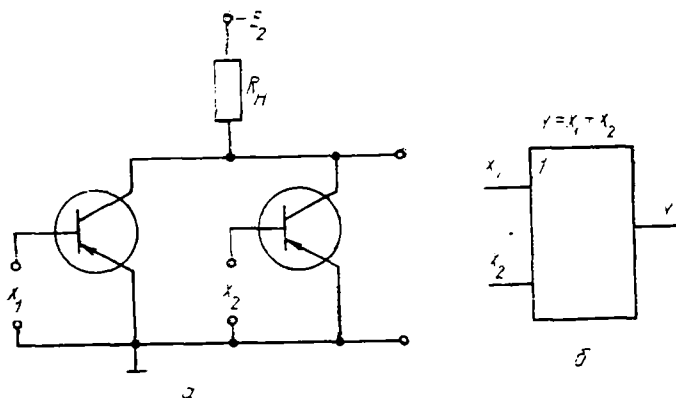
чиқишда кучланиш бўлади (1). ЭМАС схемаси кириш сигналнинг ишорасини ўзгартирмайди ва киришда сигналнинг бор ёки йўқлигига қараб икки ҳолатдан бирида бўлиши мумкин. Оралиқ ҳолатни схема қайд этмайди.

9.2- расм. ЭМАС схемаси (а) ва унинг шартли белгиланиши (б).



ЕКИ схемаси (9.3-расм)да бир нечта кириш бўлиб, битта чиқиш бор. Схеманинг киришларидан бирига ёки бир нечасига сигнал берилса, чиқишда кучланиш ҳосил бўлади.

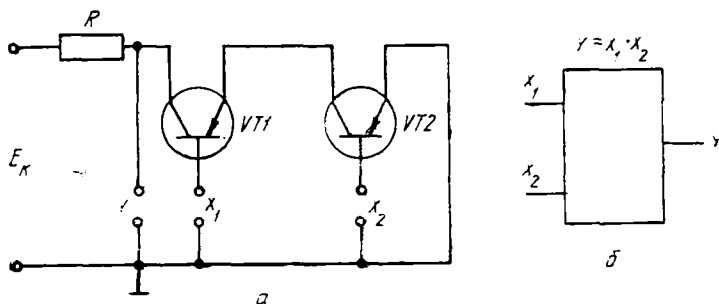
ҲАМ схемасида сигналлар унинг ҳамма киришларига берилгандагина чиқишда сигнал пайдо бўлади (9.4-расм). Мантиқий схемаларнинг тўплами мантиқий базис деб аталади. Юқорида айтилганидек мантиқий базис ЭМАС, ЕКИ ва ҲАМ мантиқий схемаларидан ташкил топади. Бу мантиқий схемалардан ЭМАС ва ЕКИ нинг бажарадиган ишни бошқа иккита мантиқий схема ёрдамида бажариш мумкин. Масалан ҲАМ ни ЭМАС, ЕКИ, ЭМАС орқали ЕКИ ни ЭМАС, ҲАМ, ЭМАС орқали бажариш мумкин. Минимал мантиқий схемага эга бўлган мантиқий базисга ҲАМ, ЭМАС ва ЕКИ, ЭМАС ларни келтириш мумкин.



9.3- расм. ЁКИ схемаси (а) ва унинг шартли белгиланиши (б).

Оддий мантикий функцияларни бажарувчи электрон занжирлар мантикий элементлар деб юритилади. Мантикий элементлар ҲАМ, ЭМАС ва ЕКИ, ЭМАС дан ташқари ҲАМ — ЕКИ — ЭМАС, ҲАМ, ЕКИ ва уларнинг бошқа комбинацияларидан ташкил топади.

Шундай қилиб, аналогли сигналларга нисбатан рақамли сигналлар билан ишлайдиган қурилмалар транзистор параметрларининг бироз фарқ қилишига ва бошқа радиодеталлар номиналлари-нинг ўзгаришига сезгир эмас. Шу билан бирга транзисторларни таъминлайдиган кучланишнинг озгина ўзгариши ҳам рақамли сигналларга ҳалақит бермайди. Чунки, рақамли сигналлардан «1» ни кўрсатиш учун ток манбаининг корпусга уланмаган мушбат қутби потенциали, «0» ни кўрсатиш учун умумий сим ёки қурилма корпуси потенциали олинса, уларнинг бир-биридан фарқи умумий кучланиш ўзгаришига нисбатан анча катта бўлади. Бундан ташқари рақамли сигналлар импульс кўринишида тасвирланса, «1» сигнали — қисқа мушбат импульс, «0» — импульс бўлмаган ҳолни ифодалайди. Шу сабабли рақамли қурилмаларнинг шовқинларга нисбатан сезгирлиги кам. Бу қурилмада сигналнинг қуйи сатҳини юқори сатҳ сифатида, юқори сатҳини эса қуйи сатҳ си-



9.4- расм. ҲАМ схемаси (а) ва унинг шартли белгиланиши (б).

фатида янглиш қабул қилинган ҳолларда хатолик рўй бериши мумкин.

Айтиб ўтилган хусусиятлар микросхемаларни интеграциялаш имконини беради ва шунинг асосида ҳозирги кунда интеграл схемалар (ИС)дан ташқари, катта интеграл схемалар — ҚИС (БИС) ва ўта катта интеграл схемалар — УҚИС (СБИС) яшаш мумкин.

Рақамли интеграл схемалар информация (ахборот)ни қабул қилиш, сақлаш, ўзгартириш ва қайтариб бериш вазибаларини бажаради. Рақамлар кўринишида берилган информацияни ўзгартириш маълум кетма-кетликда арифметик ва мантиқий операцияларни бажариш орқали амалга оширилади.

Рақамли сигналлар билан ишлашнинг афзалликларини ҳисобга олган ҳолда, аналогли сигналларни ҳам рақамли сигналларга айлантириб, сўнгра унга ишлов бериш усули жорий қилинмоқда. Бунинг учун аналогли сигналларни рақамли сигналларга айлантирувчи қурилма ёрдамида рақамли сигналларга айлантирилади. Сўнгра маълум ўзгартириш, кучайтириш ва ҳ. ишлар бажарилганидан сўнг аксинча рақамли сигналлар аналогли сигналларга айлантирилади.

9.2. МАНТИҚИЙ ИНТЕГРАЛ СХЕМАЛАРНИНГ АСОСИЙ ПАРАМЕТРЛАРИ ВА КЛАССИФИКАЦИЯСИ

Рақамли интеграл схемалар (ИС) уни бошқарувчи сигналларга кўра импульсли ва потенциалли схемаларга бўлинади. Импульсли ИС лар қисқа муддатли импульслар ёрдамида бошқарилса, потенциалли ИС лар маълум катталиктидаги потенциал ёрдамида бошқарилади. Мантиқий элементларда нолга («0») кучланишнинг кичик қиймати, бирга («1») кучланишнинг катта қиймати мос келадиган қилиб танланса, *ижобий мантиқ* деб, аксинча тасвирланса, яъни «0» ни кучланишнинг катта қиймати билан, «1» ни кучланишнинг кичик қиймати билан ифодаланса, *салбий мантиқ* деб аталади. Шунга кўра мантиқий «бир» кучланиш — (U^1) деб ижобий мантиқий схема учун кучланишнинг катта қиймати, салбий мантиқий схема учун кучланишнинг қуйи қиймати тушунилади.

Мантиқий «ноль» кучланиш (U^0) деб, ижобий мантиқий схема учун кучланишнинг кичик сатҳи, салбий мантиқий схема учун кучланишнинг катта сатҳи тушунилади.

Микросхемани ҳисоблаш (номинал) режимини таъминлай оладиган сигнал кучланиши чиқишдаги сигнал ҳисоблаш кучланиши $U_{\text{хс}}$ дейилади. Булардан ташқари «1» ҳолатдаги ва «0» ҳолатдаги кириш токлари $I_{\text{кир}}^1$, $I_{\text{кир}}^0$ ва чиқиш токлари $I_{\text{чик}}^1$, $I_{\text{чик}}^0$ истеъмол токлари $I_{\text{ист}}^1$, $I_{\text{ист}}^0$ бўлади. Шунга мувофиқ тарзда истеъмол қувватлари $P_{\text{ист}}^1$, $P_{\text{ист}}^0$ деб олинади.

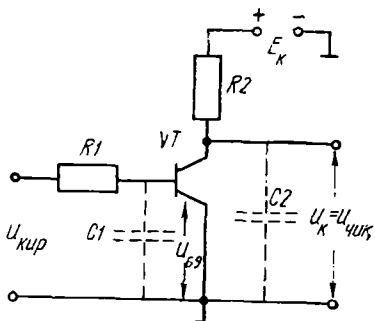
Рақамли микросхемаларни классификациялашда уларнинг қуйидаги аломатларига эътибор берилади: мантиқий схема ком-

понентларига; мантикий схемага уланадиган ярим ўтказгичли асбобларнинг уланиш усулига; мантикий схемалар орасидаги боғланиш турига. Бу белгиларига кўра мантикий ИС ни қуйидагича классификациялаш мумкин: *ТТЛ* — транзистор — транзистор — логика (мантиқ), *ЭСЛ* — эмиттернос связанной (боғланган)-логика (мантиқ); *МДП* — металл-диэлектрик — полупроводник (яримўтказгич) транзисторли мантиқ. Бу ИС ларнинг асосини биполяр ва майдонли транзисторлардан йнғилган электрон калитлар ташкил этади.

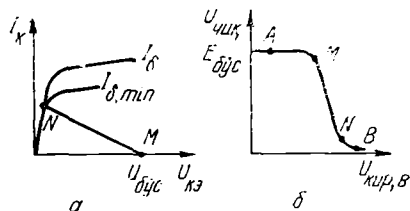
9.3. ЭЛЕКТРОН КАЛИТЛАР

Рақамли ИС ларда мантикий функциялар билан ишловчи схемалар транзисторли структурада бажарилади. Юқорида айтилганидек мантикий «0» ни, транзисторнинг ёпиқ ҳолатига, «1» ни транзисторнинг очиқ ҳолатига қийёсланади. Бу ҳолатлар транзисторли калитлар ёрдамида амалга оширилади. Электрон калитлар биполяр ва майдонли (униполяр) транзисторлардан тузилиши мумкин.

Биполяр транзисторли электрон калит. Бу калитнинг оддий схемаси 9.5-расмда келтирилган. Калитнинг киришига кучланиш берил-

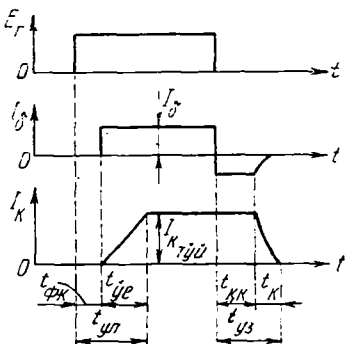


9.5-расм. Биполяр транзисторли электрон калит.



9.6-расм. Умумий эмиттерли транзисторли калит характеристикаси:

а — чиқиш, *б* — узатиш.



маса, транзистор ёпиқ ҳолатда бўлади. Бунда коллектор кучланиши манба кучланиши E_k га тенг бўлади. Кириш кучланиши бироз орттириб бўсағавий кучланишга етганда база орқали ток ўта бошлайди. Бунда транзисторнинг чиқиш характеристикаси (9.6-расм), *а*) ишчи

9.7-расм. Киришга тўғри бурчакли кучланиш берилганда база ва коллектор токи ўзгаришларини кўрсатадиган диаграмма.

нуқта MN чизиқ бўйича силжиши мумкин. Кремнийли транзисторларда MN соҳа бўсағавий кучланиш $U_{БЭ\ бўс} \approx 0,6$ В дан, база-эмиттер тўйиниши кучланиши $U_{БЭ\ тўй} \approx 0,8$ В гача бўлади. Кучланиш база-эмиттер тўйиниши қийматига етганда, коллектор кучланиши кескин камаяди. Бу катталик 0 дан 0,4 В гача бўлиши мумкин. Тўйиниш режимида ҳам эмиттер, ҳам коллекторнинг р-п ўтиши тўғри йўналишда силжиган бўлади. Масалан, $U_{БЭ\ тўй} = +0,8$ В бўлса, $U_{КБ} = -0,7$ В; $U_{КЭ\ тўй} = U_{КБ} + U_{БЭ} = -0,7 + 0,8 = +0,1$ В бўлади. Агар транзисторнинг ток узатиш коэффициенти катта сигналларда h_{21} га тенг бўлса, тўйиниш ҳосил қилувчи энг кичик база токи:

$$I_{B\ min} = \frac{I_{К\ тўй}}{h_{21э}}$$

тўйиниш даражаси:

$$S = \frac{I_{Б}}{I_{Б\ тўй}} = \frac{h_{21э} \cdot I_{Б}}{I_{К\ тўй}} \quad (9-1)$$

Бу ҳолда транзисторли калит очилади.

Агар базадаги кучланиш $U_{БЭ\ бўс}$ дан камайтирилса, транзистор ёпилади. Коллектордаги кучланиш ортиб,

$$U_{К\ max} = U_{К\ чик} = E_{к} - I_{Кн} \cdot R_2 \approx E_{к} \quad (9-2)$$

га тенг бўлади; $I_{Кн}$ — иссиқлик токи.

База-эмиттер орқали ўтувчи иссиқлик токи R_1 резистордан ўтиб, ундаги кучланишни орттиради ва транзисторни тўла ёпилишига йўл қўймайди. Интеграл схемалар одатда битта кучланиш манбаидан таъминланганлиги туфайли бошқарув кучланишининг ишораси ўзгармайди ва транзистор тўла ёпилмайди. Транзистордан ўтувчи ток тўйиниш токининг 2% дан камроғини ташкил қилса, уни шартли равишда ёпиқ деб қабул қилинади.

Қиришга П шаклдаги импульс берилган ҳол билан танишиб чиқайлик. 9.7-расмда база токининг импульс токидан биров кечикиб ортиши кўрсатилган. Бу кечикишнинг сабаби эмиттер ва коллектор ўтишлари база қаршилиги орқали зарядланиб олишига маълум муддат кераклигидадир. Бу кўрсатилган сифмлар ўзгармас ток билан зарядланганда база-эмиттер кучланиши тўйинишга етгунга қадар чизиқли тарзда ўзгаради. Натижада транзистор очилади. 9.7-расмда коллектор токи $I_{к}$ нинг ўзгариб бориши ҳам кўрсатилган.

Қиришга берилган импульснинг камайиши даврида база токи ўз йўналишини ўзгартиради ва сўрилиш бошланади. Бунда ортиқча зарядлар сўрилиб кетмагунча коллектор токи тўйиниш токига тенг бўлади ва транзистор режими актив соҳа чегарасига етади. Шундан сўнг коллектор токи асимптотик равишда нолга интилади. Транзистор ёпилади. 9.7-расмга асосан транзисторнинг уланиш вақти

$$t_{ул} = t_{фк} + t_{ўс} \quad (9-4)$$

га тенг. Бунда $t_{\text{фк}}$ — коллектордаги импульс токи фронтининг кечикиш вақти; t_{yc} — коллектор токи фронтининг давомийлиги.

Узилиш вақти

$$t_{\text{yz}} = t_{\text{кк}} + t_{\text{к}} \quad (9-5)$$

га тенг. Бунда $t_{\text{кк}}$ — импульс қирқилишини кечиктириш вақти; $t_{\text{к}}$ — импульс қирқилиш давомийлиги.

Калитнинг тезкорлиги сигнал тарқалишини кечиктириш ўртача вақти билан характерланади.

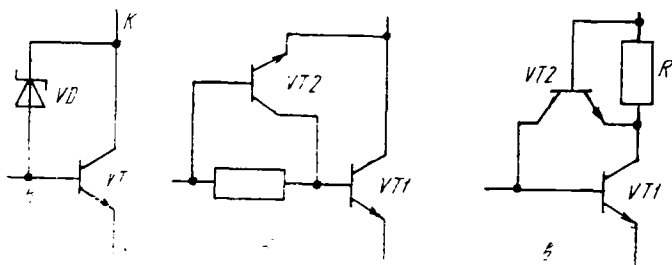
$$t_{\text{к1}} = 0,5 (t_{\text{y.л}} + t_{\text{yz}}) \quad (8-6)$$

Бу кечиктириш асосан заряд ташувчиларнинг сўрилиб кетиш вақти билан белгиланади.

Тезкорликни ошириш. Уланиш вақтини ошириш учун 9.5-расмдаги $R1$ резисторга параллел ҳолда конденсатор улаш мумкин. Сигим етарли бўлганда киришдаги ҳамма кучланиш базага берилади. Микросхемаларда конденсаторлар катта жойни эгаллаганликлари туфайли бу усул кам қўлланилади.

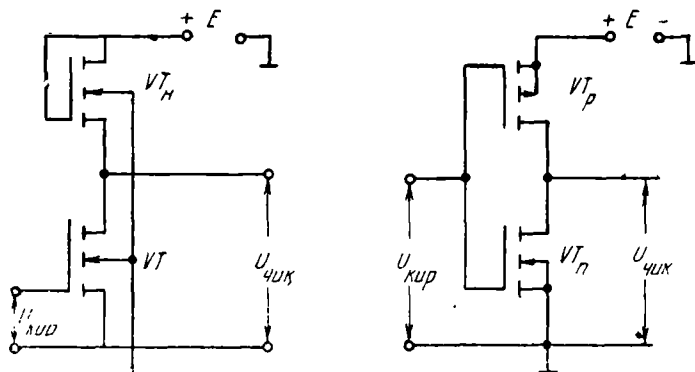
Микросхемада калит тезкорлигини ошириш учун Шотки диоддан фойдаланилади. Уни база ва эмиттер оралиғига уланади (9.8-расм). Шотки диоднинг очилиш кучланиши (0,4 В) коллектор ўтиши (0,5—0,6В) кучланишига нисбатан кичик. Бундан ташқари Шотки диодида диффузион сигим бўлмасдан фақат тўсиқ сигими бўлади. Чунки Шотки диоди фақат асосий ток ташувчилар ёрдамида ишлайди. Шу сабабли диод транзистор базасида зарядлар тўпланишига йўл қўймайди. Шотки диодни улаш транзисторли калит тезкорлигини оширади. Лекин бунда коллектор-эмиттер қолдиқ кучланиши бирмунча ортади. 9.8-расм б, в лардаги схемада Шотки диоди бажарадиган вазифани VT2 транзистори бажаради.

МДП-транзисторли электрон калит. 6-бобда айтиб ўтилганидек МДП-транзисторларини тайёрлаш технологияси, биполяр транзисторларни тайёрлашга нисбатан анча осон. Бу нарса ИС ларни тайёрлашда анча қўл келади. Шу сабабли МДП-транзис-



9.8- расм. Электрон калит тезкорлигини ошириш усуллари:

а — Шотки диоди ёрдамида; б, в — биполяр транзисторларда.



9.9- расм. МДП транзисторли электрон калит:

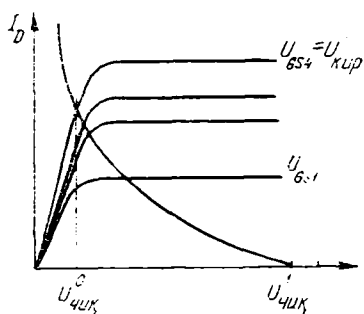
а — п — каналли, б — комплементар транзисторли.

торларидан ҳам электрон калитлар тузилади. Бундай калитларнинг схемаси 9.9- расмда келтирилган.

9.9- расм, а да келтирилган схемада VT транзистор актив элемент вазифасини, VT_n — динамик нагрузка вазифасини ўтайди.

VT_n — транзисторнинг стоки ва затворига бир хил кучланиш берилганда, у ночизиқли резистор каби ишлайди. Унинг вольт-ампер характеристикаси

$$I_D = \frac{1}{2} b_n (E - U_{чык} - U_{GS_0})^2 \quad (9-7)$$



9.10- расм. МДП транзисторли электрон калитдаги актив транзисторнинг вольт-ампер характеристикаси.

формула билан ифодаланади. Бунда b_n — характеристиканинг нисбий тиклиги; U_{GS_0} — транзисторнинг очилиш кучланиши.

9.10- расмда актив VT транзисторнинг вольт-ампер характеристикаси келтирилган. Унда нагрузка чизиғи парабола кўринишида келтирилган.

Агар кириш кучланиши $U_{кпр} \leq U_{GS_0}$ бўлса, VT транзистор берк бўлади. У ҳолда VT_n ҳам берк бўлади.

Шунда (9—7) ни 0 га тенглаб,

$$U_{чык. \max} = U_{чык}^1 = E - U_{GS_0} \quad (9-8)$$

га бўламыз.

Шундай қилиб, калитнинг чиқиш потенциали «1» га мос келади ва E га яқин бўлади.

Агар кириш кучланиши $U_{кпр}$ бўсағавий кучланиш U_{GS_0} дан ортиқ бўлса, VT очила бошлайди ва I_D сток токини ҳосил қилиб, чиқиш

кучланиши $U_{\text{чик}}$ камаяди. Бу пайтда VT_n транзисторда кучланиш ортади ва у ҳам очилади. Албатта, чиқиш кучланиши кичик бўлиши учун транзисторнинг очик ҳолдаги статик қаршилиги VT_n нинг очик ҳолдаги статик қаршилигидан кичик бўлиши керак. Бунинг учун VT ва VT_n транзисторлар ҳар хил бўлиши керак. Актив транзистор кенг ва қисқа каналга эга бўлса, нагрузка транзистори тор ва узун каналга эга бўлиши мумкин.

Қўрилатган калитда ўтиш жараёнлари кириш кучланиши сакраб ўзгарганда, VT транзистор токи ҳам сакраб ўзгаради деб қараладиган ҳолда ўрганилади. Ўтиш жараёнлари асосан транзисторда мавжуд бўладиган турли сифимлар зарядланиши ва зарядсизланиши билан белгиланади. Бу сифимлар паразит сифимлар (C_n) деб аталади.

Калитнинг узилиб-улиши вақтининг кечикиши билан танишайлик. Буни чиқиш кучланиши $0,5 E$ га тенг бўлган пайтдан бошлаймиз.

Калит очилиш (уланиш) пайтида C_n конденсаторда $C_n E$ миқдорда заряд бўлади ва у очик VT транзистор орқали зарядсизланади. Бошланғич даврда VT транзистор характеристиканинг қия қисмида ишлаганлиги туфайли зарядсизланиш токи деярли камаймайди. Шу сабабли калит уланиши давридаги кечикиш вақти:

$$t_{\text{кеч}}^{1,0} = \frac{0,5 E C_n}{I_0} \quad (9-9)$$

Калит ёпилиши даврида C_n , VT_n транзистори токидан зарядланади. Калит ёпилишидаги кечикиш вақти

$$t_{\text{кеч}}^{0,1} \approx \frac{C_n \ln 2}{b_n (0,5E - U_{GS_0})} \quad (9-10)$$

га тенг.

Юқорида айтиб ўтилганидек VT_n нинг очик ҳолдаги қаршилиги VT га қараганда катта бўлганлигидан $t_{\text{кеч}}^{0,1} > t_{\text{кеч}}^{1,0}$ бўлади. Уларни тенглаштириш учун VT ва VT_n лар бир хил бўлиши керак. Бу эса ўз навбатида $U_{\text{чик}}^0$ нинг ортишига олиб келади.

9.9- расм, б да комплементар МДП-транзисторли калит схемаси келтирилган. Бу схемада иккита калит элементи бор. Бири n каналли VT_p транзисторидан, иккинчиси p каналли VT_p транзисторидан йиғилган. VT_n транзистор асосига кичик потенциал ($-E$) берилса, VT_p транзистор асосига катта потенциал ($+E$) берилади. Шу сабабли МДП каналлини изоляцияловчи $p-n$ ўтишлар берк бўлади.

Бу калитларнинг характерли хусусияти шундаки, ҳар иккала транзистор кириш сигнали билан бошқарилади. Кичик кириш кучланишида VT_n ёпиқ, VT_p очик бўлади. Бунда чиқиш кучланиши катта бўлади:

$$U_{\text{чик. п.ах}} = U_{\text{чик}}^1 \approx E$$

Катта кириш кучланиши берилганда, VT_n очик, VT_p ёпиқ бўлади. Бу ҳолатда чиқиш кучланиши кичик бўлади:

$$U_{\text{чик. min}} = U_{\text{чик}}^0 = 0.$$

Булардан кўринадики, калитнинг ҳар иккала ҳолатида ҳам транзисторлардан бири ёпиқ бўлиб, энергияни кам истеъмол қилади, яъни бу пайтда энергия паразит снгимларни зарядлашга сарфланади.

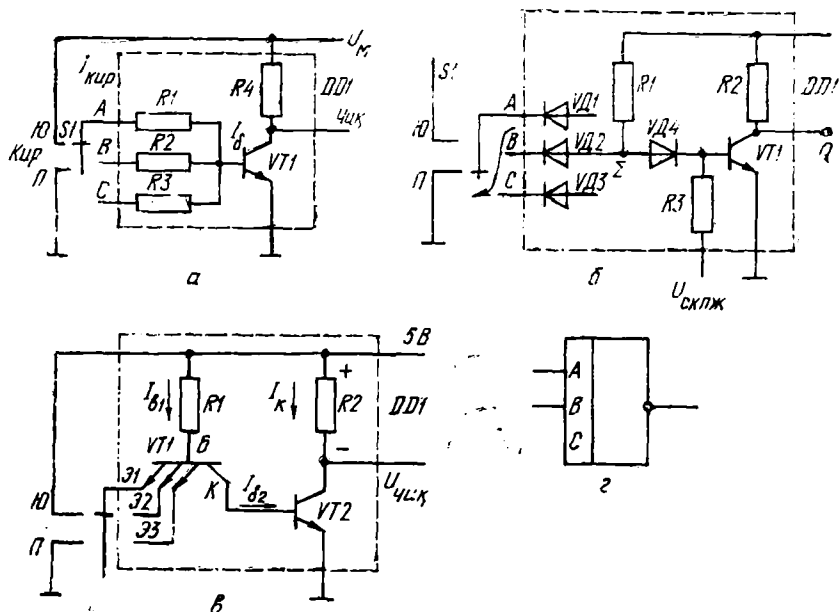
Комплементар МДП-транзисторли калитларда ўтиш жараёнлари бир хил типдаги транзисторли калитларда кечувчи ўтиш жараёнлари билан бир хил бўлади.

9.4. РАҚАМЛИ ИНТЕГРАЛ СХЕМАЛАРДАГИ АСОСИЙ МАНТИҚИЙ ЭЛЕМЕНТЛАР

Рақамли микросхема техникасида оддий мантиқий операциялар мантиқий элементлар ёрдамида амалга оширилади. Дастлабки даврларда ҳар бир микросхема битта мантиқий элементдан иборат бўлган бўлса, кейинги пайтларда битта кристаллда бундай мантиқий элементлардан бир нечтаси ясала бошланди. Уларни ўзаро улаб маълум тартибли структуралар ҳосил қилинди. Бу структуралар ҳозирги кунда қанчалик мураккаб тузилишга эга бўлмасин, улардаги мантиқий элементларнинг принципаал схемаси ўзгаргани йўқ. Қуйида мана шу микросхемаларнинг асосий мантиқий элементлари билан танишиб чиқамиз.

9.4.1. Транзистор — транзистор мантиқий рақамли микросхемалар (ТТЛ)

Бу турга кирувчи мантиқий схемаларнинг дастлабки вариантлари 9.11-расмда келтирилган. Схемада узиб-улагич $S1$ икки ҳолатда уланиши мумкин. $Ю$ ҳолатига уланганда A киришига $U_{\text{кир}}^1 = U_{\text{н}}$ юқори сатҳли кучланиш, $П$ ҳолатида пастки сатҳли кучланиш ($U_{\text{кир}}^0 = 0$) уланади. A киришига юқори кучланиш берилганда (9.11-расм, a) манбанинг мусбат қутбидан $R1$ резистор орқали транзистор базасига тўйинтирувчи I_0 база токи оқиб қиради. Бу ток юқори сатҳли кириш токи $I_{\text{кир}}$ деб аталади. $S1$ узиб-улагич $П$ ҳолатда уланганда транзистор очилмайди. 9.11-расм, b да қаршиликлар ўрнига диодлар уланган ҳол кўрсатилган. Қаршилик уланган ҳолга (РТЛ) нисбатан, диодларда (ДТЛ) уланиш вақти анча кичик бўлади. Бу схемада $S1$ узиб-улагич $П$ ҳолатга ўтказилганда, манбадан $R1 - VD1 - S1$ орқали ток ўта бошлайди ва Σ нуқтада кучланиш 0.7 В гача пасаяди. Шунда силжиш кучланиши $U_{\text{сил}}$ транзисторни беркитади ва чиқишда юқори сатҳли кучланиш ҳосил бўлади. ДТЛ элементли интеграл микросхемалар кўплаб ишлаб чиқарила бошлаганидан сўнг диодлар матричаси ўрнига кўп эмиттерли транзисторни қўллаш анча қулай эканлиги маълум бўлди (9.11-расм, $в$). Бунда тўртта р-п ўтишли $VT1$ транзистор, диодлар матричаси вазифасини бажаради. ТТЛ элементини $S1$ узиб-улагичнинг паст сатҳига уланса, $U_{\text{н}} = 5$ В ли манбадан бошлаб R_0 , база-эмиттер ўтиши ҳамда S нинг $П$ контакти орқали корпусга



9.11- расм. Дастлабки ТТЛ элементлари:

а- битта транзисторли РТЛ, б- ДТЛ элементи; в- оддий ТТЛ элементи; г- шартли белгиланиши

$I_{\text{кир}}^0$ токи ўтади. База токи $I_{\text{кир}}^0 = I_0 = \frac{U_m - U_{\text{БЭ}}}{R_0}$ ни R_0 резистор

чеклаб туради. Тез ишловчи ва тежамли микросхемаларда R_0 нинг қиймати бир-биридан 15 баробарга фарқ қилади. Агар транзистор эмиттерларнинг ҳаммаси биргаликда қўшиб уланса, ҳеч қандай ўзгариш рўй бермайди. Шу сабабли унинг ишлатилмаётган киришларини очиқ қолдириш мумкин. ТТЛ элементининг ихтиёрий бир кириши корпусга уланган бўлиб, бошқа киришига ихтиёрий сатҳга эга бўлган кучланиш берилса, $U_{\text{чик}}$ чиқиш кучланиши ўзгармайди. $S1$ узиб-улагич $Ю$ ҳолатга ўтказилса (9.10-расм, в) $VT1$ нинг эмиттер база ўтиши беркилади. Чунки, база ва эмиттер умумий манбага улашиб қолганлигидан улар оралиғида потенциаллар фарқи бўлмайди. Энди база токи база-коллектор занжири бўйлаб ўта бошлайди ва $VT1$ коллекторида юқори сатҳли кучланиш ҳосил бўлади. Чиқиш кучланиши

$$U_{\text{чик}}^1 \approx U_m \left(\frac{R_k}{R_k + R_3} \right) \quad (9-11)$$

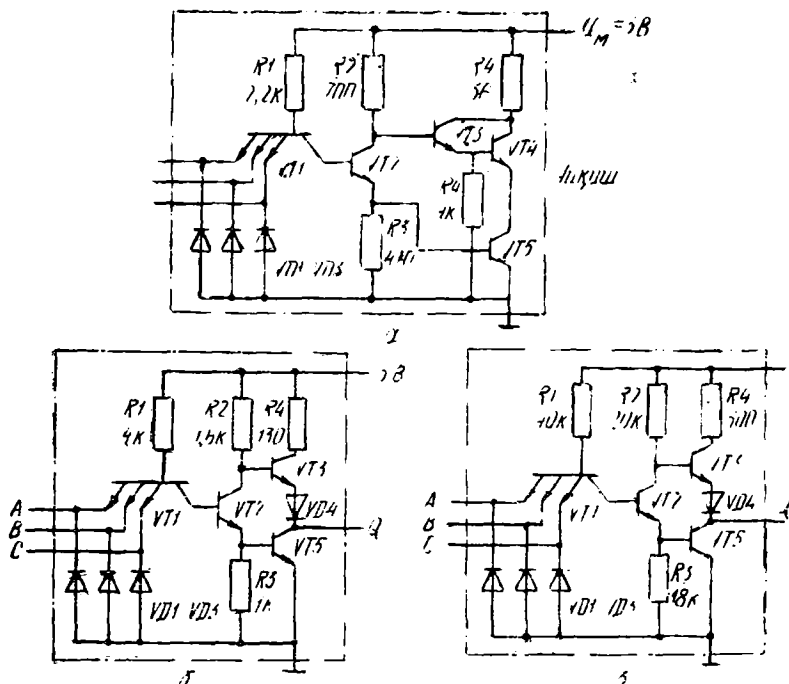
га тенг бўлади.

Бу схемада $VT2$ транзистор қўшилган бўлиб, унинг ёрдамида чиқиш сигналнинг фазаси 180° га ўзгаради, схема эса инвентор-ли деб юритилади.

Инвентор микросхеманинг асосини ташкил қилиб, чиқиши очиқ коллекторлардан иборат бўлиб, у мустақил ҳолда кенг қўл-

ланилади. Инверсияни кўрсатиш учун мантиқий схемада сигнал фазаси ўзгарадиган кириш ёки чиқиш доирача билан белгиланади. Инверсияланган жараёни ифодаловчи буйруқ белгиси устига эса чизиқча чизилади. Масалан, $\bar{I}$ — инверсияланган кириш, $\bar{U}$ инверсияланган чиқиш, ёзиш (ҳисоблаш, яъни ёз) ҳс. Бу белги бажариладиган операцияларнинг қарама-қарши эканлигини ҳам ифодалайди.

9.12-расмда дастлабки *ТТЛ* элементларининг учта варианты келтирилган. Резисторларнинг номиналига қаралмаса схемада эмиттер такрорлагичли *VT3*, *VT4* таркибий транзистор мавжуд

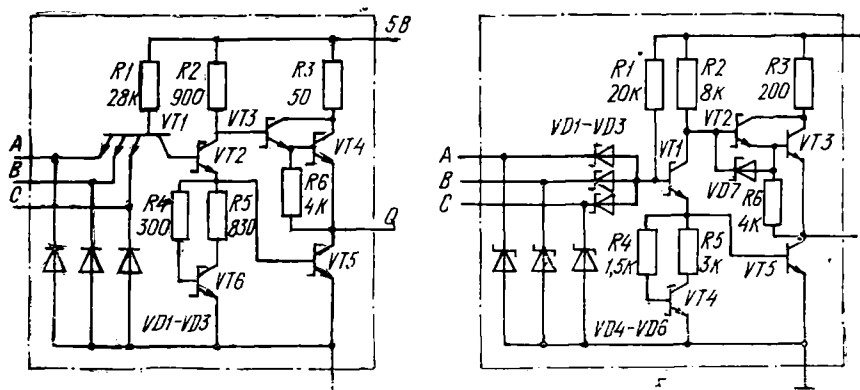


9.12- расм. Бирламчи *ТТЛ* мантиқий элементларнинг принципал схемаси:

а — ММТЛ, б — СТТЛ, в — M_M ТТЛ.

эканлигини кўриш мумкин. 9.12-расм, в да таркибий транзисторлар ўрнига сатҳни силжитувчи *VD4* қўйилган. Схемаларнинг қолган қисми ўхшаш. 9.12-расм, а да *ТТЛ* нинг катта қувватли калит қисми кўрсатилган бўлиб, *K131* микросхема асосини ташкил қилади. 9.12-расм, б да энг кўп ишлатиладиган мантиқий элемент схемаси келтирилган. Бу схема *K155* сериянинг асосини ташкил қилади. Бу серия стандарт *ТТЛ* (*СТТЛ*) деб аталади. 9.12-расм, в да *ТТЛ* элементининг учинчи варианты кам қувватли (M_M *ТТЛ*) мантиқий элемент келтирилган. У асосан *K134* мик-

росхемасида ишлатилади. Бу мантиқий схемада резисторлар номинали катта. Шотки транзисторлари асосида 70- йиллар бошида дастлабки ТТЛ лар ишлаб чиқарила бошланди. 9.13-рasm, *в* да юқори тезлик билан ишловчи мантиқий элемент схемалари келтирилган. Бу элемент К531 микросхеманинг асосини ташкил этади. Бу элементда эмиттер резистори ўрнида импульс шаклини яхшилаш учун ток генератори VT4 транзистор ва R4, R5 резисторлар ишлатилган. Бу ерда қолган резисторларнинг номинали К131 ники билан бир хил. 9.13-рasm, *б* да К555 микросхеманинг асоси бўлган М_м ТТЛШ мантиқий элемент келтирилган.



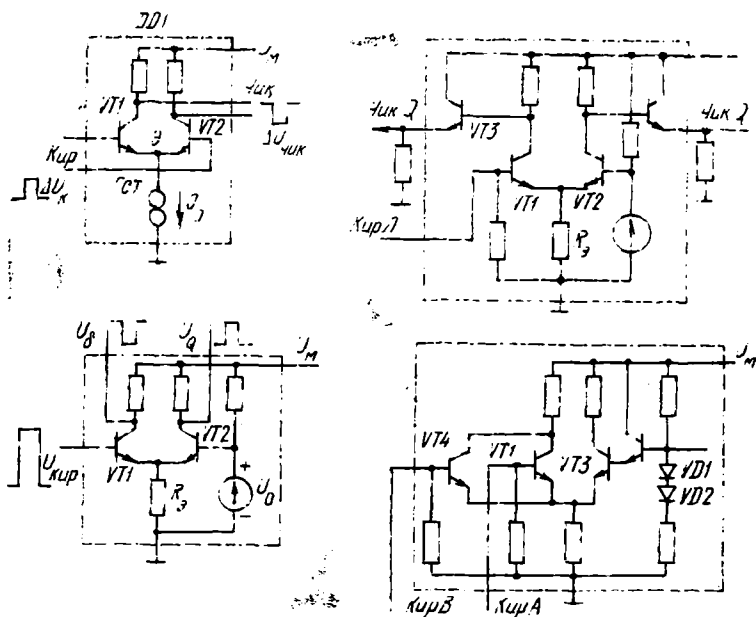
9.13- расм. Шотки транзисторли мантиқий элементлар:

а — ТТЛШ; *б* — М_м ТТЛШ.

Ҳозирги кунда ишлатилаётган ТТЛ микросхемалари ўртача интеграцияга эга. Уларда 1000 ва ундан ортиқ транзисторлар жойлашади. Ундан катта интеграцияга эга бўлган ИС ларда (БИС) транзисторлар сони 100000 тага яқинлашади. Улар асосида микропроцессорлар, контроллерлар, хотира қурилмалари ва ҳ. лар ясалган. Ўта катта ИС ларда (СБИС) 350000 та транзистор бўлиб, процессорида эса 32 разряд бор.

9.4.2. ЭСЛ типдаги рақамли микросхемалар

Эмиттер — боғланишли мантиқий (ЭСЛ) рақамли микросхемалар ҳозирги даврда субнаносекундли диапазонда ишлай олганлигидан энг тез ишловчи микросхемалардир. ЭСЛнинг муҳим хусусияти шундаки, мантиқий элементнинг схемаси интеграл дифференциал кучайтиргич асосида қурилган. Улардаги транзисторлар токни узиб-улаганлари ҳолда мутлақо тўйиниш режимига ўтмайди. 9.14-рasm, *а* да ДД1 мантиқий элементнинг асоси, *б* токни алмаштириб-улагич келтирилган. Агар кириш сигнали $\Delta U_{\text{кир}}$ ёрдамида VT 1 транзистор очилса, ундан Э эмиттерлар уланган жойдан чиққан ҳамма ток I_0 ўтади. VT 1 коллекторида қуйи сатҳли куч-



9.14- расм. ЭСЛ элементларининг асосий схемалари:

а — токни узиб улагич дифференциал каскади; б — таянч киришли токни узиб улагич, в — шунинг ўзи, чиқишда эмиттер такрорлагич; г — икки киришли элемент.

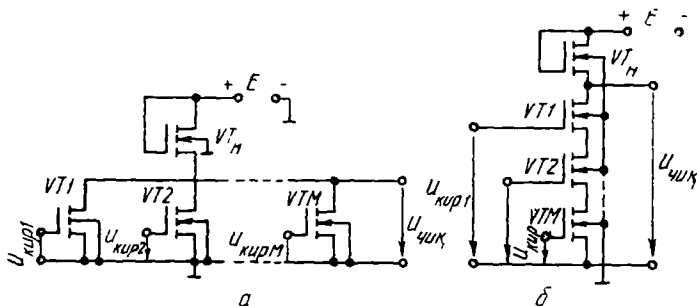
ланиш ҳосил бўлади. Бу пайтда VT_2 да ток бўлмайди ва унинг коллекторида юқори сатҳли кучланиш бўлади. Схемада барқарор ток генератори (СТГ) нинг бўлиши, чиқишда номинал кучланиш сатҳини қатъий сақлаб туриш ичкони беради. Аналог схемали дифференциал кучайтиргичларда $\Delta U_{\text{чик}}$ кучланишлар фарқидан фойдаланилар эди. Бунда I_0 ни алмаштириб — улагич микросхема иккита инверсияли мантиқий чиқишлар: Q ва $\bar{Q}$ га эга бўлиб, уларда юқори сатҳли U_Q ва қуйи сатҳли $U_{\bar{Q}}$ кучланишлар ажратиб олинади. 9.14-расм, б да оддий бир киришли ЭСЛ элементи келтирилган. 9.14-расм, а дагига нисбатан, бунда таянч кучланиш манбаи мавжуд. Бу кучланиш токни алмаштириб улагичнинг ишлаш чегарасини белгилайди ва шу билан дифференциал кучайтиргич, мантиқий элементга айланади. 9.14-расм г да бир неча мантиқий киришлар ҳосил қилиш учун таркибий транзистор ва бир неча параллел уланган кириш транзисторлари кўрсатилган. Бунда мантиқий кириш А ва В ларнинг вазифасини VT_4 ва VT_1 транзисторлар бажаради. ЭСЛ схемаларида коллектор занжирлари ерга уланиб, эмиттер занжирлари манфий кучланиш манбаига уланади.

ЭСЛ типдаги рақамли микросхемаларга К500 ва К1500 серияли микросхемаларни кўрсатиш мумкин. К1500 микросхемаси К500 га нисбатан кўпроқ қувват истеъмол қилади ($p = 250 \dots 750 \text{ мВт}$).

9.4.3. МДП типдаги рақамли микросхемалар

МДП типдаги рақамли микросхемалар икки хил бўлади: бир хил типли (МДПТЛ) ва комплементар (КМДПТЛ).

МДПТЛ типдаги элемент кўпинча индукцияланган n каналли МДП транзисторларидан тузилади. Бу транзисторлар затвор кучланиши ноль бўлганда ёпилади. Тезкорлиги катта бўлиб, сигнал сатҳи бўйича *ТТЛ* элементи қатори туради.



9.15- расм. МДПТЛ типли рақамли микросхемалар:

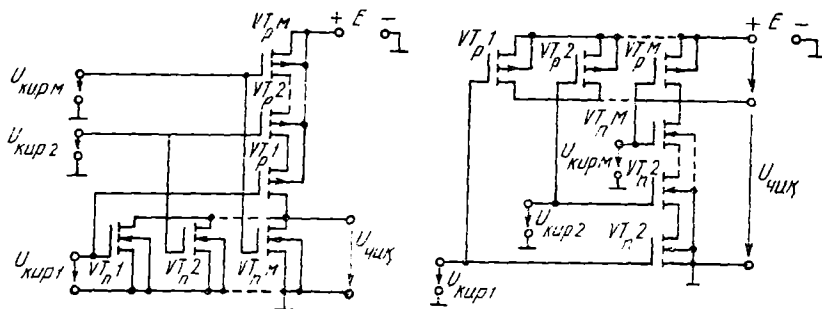
a — параллел уланган, *б* — кетма-кет уланган.

ЁКИ — ЭМАС ва ҲАМ — ЭМАС мантиқий функцияларини бажарадиган МДПТЛ элементларининг типик схемаси 9.15-расмда келтирилган. 9.15-расм, *a* да $VT_1, VT_2, \dots, VT_M$ — бошқарувчи, VT_n — нагрузка қаршилиги вазифасини ўтайди. Агар киришлардан бирига катта кириш кучланиши $U_{kir,i}^1$ берилса, унга мос бўлган транзистор очилади ва ундан ток ўта бошлайди. Чикиш кучланиши кичик қийматга эга бўлади: $U_{chik} = U_{chik}^0$.

Киришлар сонини кўпайтирилса, параллел уланган транзисторлар сонини ҳам ортади. Натижада уларнинг сифмлари қўшилиб элементнинг тезкорлиги камаюди. Шу сабабдан киришлар сонини чекланган. 9.15-расм, *б* даги схеманинг ҳамма киришларига катта кириш кучланишлари берилган бўлса, чиқишида кучланиш кичик $U_{chik} = U_{chik}^0$ бўлади. Лекин бу схемада U_{chik}^0 кучланиш қиймати 9.15-расм, *a* даги схеманикига нисбатан M марта катта бўлади.

КМДПТЛ типдаги элементлар n ва p -каналли МДП транзисторларда амалга оширилади.

ЁКИ — ЭМАС мантиқий функциясини бажарадиган элемент схемаси 9.16-расм, *a* да келтирилган. Бу схемада киришларидан бирига $U_{kir,i} = U_{kir}^1$ катта кучланиш берилган бўлса, кичик чиқиш кучланишини $U_{chik} = U_{chik}^0$ ҳосил бўлади. Чунки бу пайтда n каналли $VT_{n,i}$ транзистор очик бўлса, p -каналли $VT_{p,i}$ ёпиқ бўлади. Агар барча киришларга кичик кучланиш берилган бўлса, чиқишида $U_{chik} = U_{chik}^1$ бўлади.



9.16- расм. КМДПТЛ типли рақамли микросхемалар:

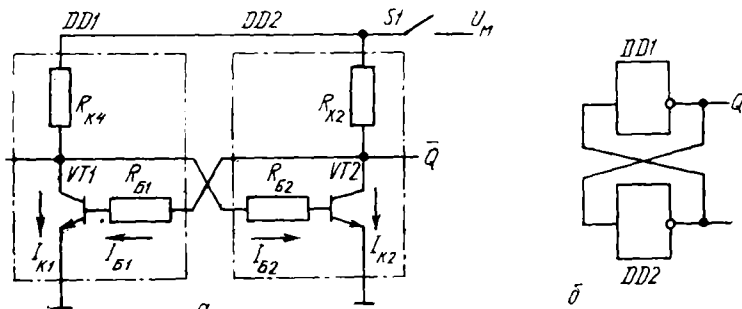
а — ЕКИ — ЭМАС схемаси; б — ХАМ — ЭМАС схемаси.

9.16- расм, б да келтирилган ХАМ — ЭМАС вазифасини бажарувчи элемент ҳам юқоридагидек ишлайди.

КМДПТЛ элементларига мисол қилиб К176 аналогн СД 4000А ва К561 сериялардаги элементларни кўрсатиш мумкин. Манба кучланиши 9 В. Микросхеманинг ишлаш тезлиги манба кучланишининг катталигига боғлиқ бўлганлигидан, унга нисбатан К561 (аналогн СД4000 В) нинг ишлаш тезлиги катта. К561 кучланиши 15 В бўлган манбага уланади.

9.5. ТРИГГЕРЛАР

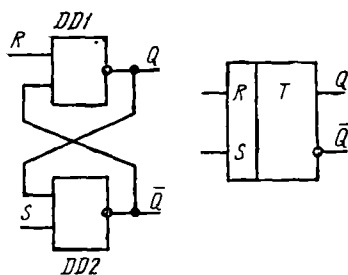
Триггер — 1 бит информацияни сақлаш хусусиятига эга бўлган мантикий қурилма (1 бит деганда иккита ҳолат «1» ва «0» ни ифодаловчи 1 хона тушунилади). Умуман, иккита турғун ҳолатга эга бўлган ҳамма қурилмаларни триггер дейиш мумкин. Ҳар қандай триггер асосида иккита инвертордан иборат ҳалқа ётади (9.17- расм). Унинг схематик белгиланиши 9.17- расм, б да келтирилган. Бошланғич даврда VT1 ёки VT2 лардан бирининг коллекторидаги кучланиш бирор сабабга кўра камайган дейлик. Масалан, VT1 ники камайса, VT2 нинг $I_{б2}$ база токи ҳам камаяди, демак, ундаги коллектор токи $I_{к2}$ ҳам камаяди. VT2 нинг коллекто-



9.17- расм. Икки инверторли ҳалқа (а) ва унинг белгиси (б)

ридаги $U_m \rightarrow I_{k2} \cdot R_{k2}$ кучланиш эса ортади. Натижада I_{61} янада ортиб, VT I тўйинган ҳолатга ўтади. Бу жараён кўчкисимон равишда кечганлиги учун уни регенератив жараён деб аталади. Бундан кейин I_{k1} ва I_{k2} лар ўзгармайди. 1 бит информацияни ёзиш учун унга бошқарувчи ва ишга туширувчи занжир киришти керак бўлади.

Оддий RS триггери иккита ЁКИ — ЭМАС ва ХАМ — ЭМАС элементларидан ташкил топган бўлиб, тескари боғланишга эга (9.18-рasm). Триггерда иккита Q ва $\bar{Q}$ чиқиш бўлиб, улардаги сигналлар бир-бирига нисбатан инверсияланган. Унда шунингдек иккита S ва R киришлар ҳам бор. (*Set* — ўрнатиш, *Reset* — ташлаш.) Айтайлик, триггер киришига $S = 1$ ва $R = 0$ сигналлар берилган бўлсин. У ҳолда ЁКИ — ЭМАС мантиқий элементнинг чиқишидаги сигнал



9.18- рasm. RS триггери (a) ва унинг шартли белгиси (б).

$$\bar{Q} = \overline{S + Q} = \bar{1} + \bar{Q} \quad (9-12)$$

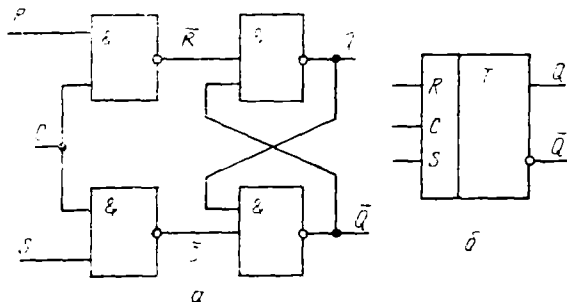
бўлади. Чиқишдаги Q сигнал:

$$\bar{Q} = R + \bar{Q} = 1 \quad (9-13)$$

Киришдаги сигналлар тескари бўлганда ($S = 0, R = 1$) чиқишда ҳам тескари бўлади. Агар киришдаги ҳар иккала сигнал бир хил бўлса $S = R = 0$, чиқишдаги сигнал киришга сигнал берилмасдан олдин қандай бўлса, шундайлигича қолади. Бундан RS — триггердан хотира элементи сифатида фойдаланиш имконияти борлиги келиб чиқади.

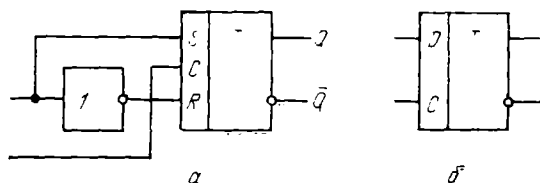
Синхрон RS — триггери оддий RS — триггерига иккита ХАМ ёхуд ХАМ — ЭМАС мантиқий элементларини қўшиш орқали амалга оширилади (9.19-рasm).

Кириш сигналлари ХАМ — ЭМАС элементлари орқали фақат бу элементларнинг бошқа киришларига синхронимпульслар бе-



9.19- рasm. Синхрон RS триггери (a) ва унинг шартли белгиси (б).

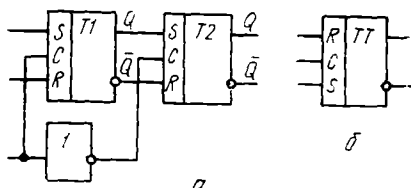
рилгандагина ўта олади. Шу сабабли триггернинг ҳолати синхрoимпульслар бўлган ҳолдагина ўзгариши мумкин. D — триггер фақат битта информацияли киришга эга. У мантиқий D сигнални эслаб қолиш учун мўлжалланган (*delay* — кечиктириш) бўлиб, у ўз ҳолатини синхрoимпульс келгандагина ўзгартиради. Бундай триггерни синхрон RS — триггер ва мантиқий ЭМАС элементи билан улаб ҳосил қилинади (9.20-расм).



9.20-расм. D — триггер (a) ва унинг шартли белгиси (б).

Бу схемада S киришга мантиқий D сигнал R — киришга инверсияланган $\bar{D}$ сигнал берилади.

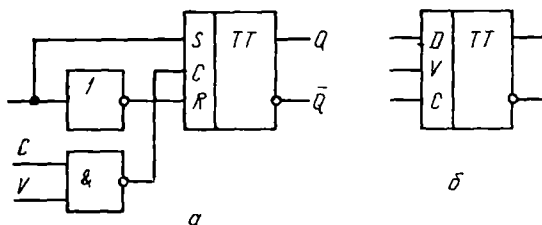
Икки поғонали триггерлар етакчи — етакланувчи схемалар асосида амалга оширилади. Бу MS — триггер деб ҳам аталади (*master* — уста, *slave* — ёрдамчи). Бундай триггернинг тузилиши ва шартли белгиси 9.21-расмда келтирилган. Бу схемада $T1$ триггер — етакчи, $T2$ триггер — етакланувчи ҳисобланади. Етакланувчи триггер етакчи триггер



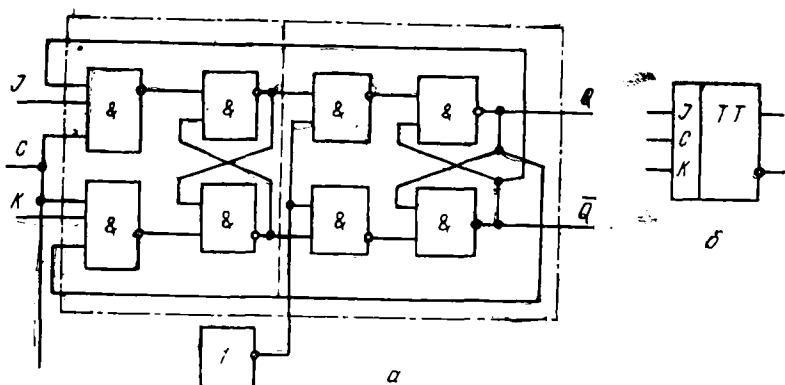
9.21-расм. Икки поғонали триггер (a) ва унинг шартли белгиси (б).

ҳолатини эслаб қолиш учун хизмат қилади. Синхронлаштирувчи импульслар $T1$ ва $T2$ ларга қарама-қарши фазада берилганидан, $T2$ триггер ҳолатининг алмашиниши $T1$ триггер ҳолати алмашинишига нисбатан бироз кечикиб рўй беради. Икки поғонали триггерлардан DV , JK ва T — триггерлар кенг 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. Ман қилинган $V = 0$ сигналда D киришда сигнал берилишидан қатъи назар триггер ўз ҳолатини сақлайди. DV триггернинг тузилиши ва шартли белгиси 9.22-расмда келтирилган.



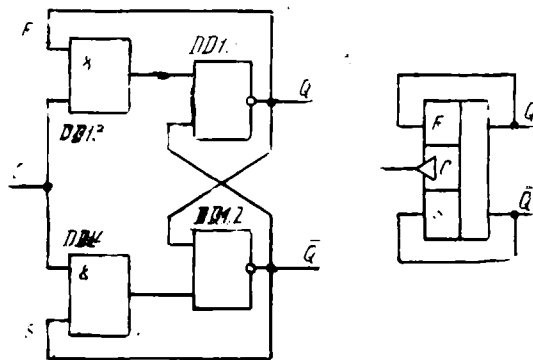
9.22-расм. DV триггер (a) ва унинг шартли белгиси (б).



9.23-расм. JK — триггер (а) ва унинг шартли белгиси (б).

JK — триггер RS — триггер каби иккита I — «1» ни ўргатиш 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 қилинган. ҲАМ — ЭМАС мантиқий элементлардан ташкил топган JK — триггер схемаси ва шартли белгиси 9.23-расмда келтирилган. Бундай триггер иккита синхронлашган RS — триггердан иборат бўлиб, етакчи-етақланувчи схемаси бўйича уланган $T1$ триггер киришига учта киришли ҲАМ — ЭМАС элементлари уланган. Бу киришларининг биринчисига, синхронлаштирувчи импульслар, иккинчисига — бошқарувчи I ва K сигналлар берилган. Учинчи кириш бошқарувчи тескари боғланиш ҳосил қилиш учун хизмат қилади.

Агар $I=K=1$ бўлса, ҳар иккала ҲАМ — ЭМАС кириш элементлари очиқ қолади ва навбатдаги синхронимпульс, «1» сигнали триггер чиқишидан киришига берилган ҲАМ — ЭМАС элементи орқали ўтади.



9.24-расм. T — триггер (а) ва унинг шартли белгиси (б).

T — триггер (*toggle* — алмаштириб-улагич), асосан сигнал частотасини бўлиб берувчи ва ҳисобловчи сифатида ишлатилади. Унинг схемаси ва шартли белгиси 9.24-расмда келтирилган. T — триггерга ҳар бир синхроимпульс берилганда ўз ҳолатини тескарисига ўзгартиради. Шу сабабли инверсия белгиси C билан белгиланади.

9.6. ЎРТА ВА КАТТА ИНТЕГРАЛ СХЕМАЛАР

Интеграл схемаларнинг мураккаблиги функционал интеграция даражаси билан белгиланади:

$$K_u = \lg N_{эл}, \quad (9 - 14)$$

бунда $N_{эл}$ — битта микросхемадаги ҲАМ — ЭМАС ёхуд ЁКИ — ЭМАС элементлари сони.

Интеграция даражаси $K_u \approx 1$ бўлган ИС ни кичик (МИС), $K_u = 1$ — 2 бўлганларини ўрта (СИС), $K_u = 2$ — 4 бўлганларини катта (БИС) ва $K > 4$ бўлса, ўта катта (СБИС) ИС лар деб аталади. Улар бири-биридан мантиқий элементлари сони ҳамда иқтисодий жиҳатдан самардорлиги билан фарқланади.

ИС ни ташкил қилган кристалларда элементлар сонини орттириш икки сабабга кўра чеклангандир. Буларга элемент ўлчамлари ва сарфланадиган энергиялар киради. Кичик (МИС) ИС ларда кристалл юзасини элемент билан тўлдириш даражаси, БИС ларга нисбатан кичик бўлади. БИС ларда элементлар кичик ўлчамга эга бўлиб, халақитлар ҳам кам. Элемент ўлчамларини БИСларда камайтиришнинг яна бир усули бир элементнинг маълум бир соҳаси бир вақтнинг ўзида иккита вазифани бажарадиган қилиб ясалади (масалан, кўп эмиттерли ёки кўп коллекторли транзистор).

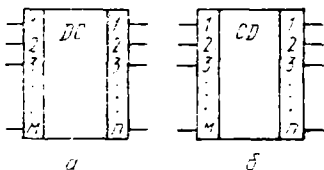
Ўрта ИС ларга мисол тариқасида комбинацион ва тадрижий ИС ларни келтириш мумкин.

9.6.1. Комбинацион мантиқий ИС

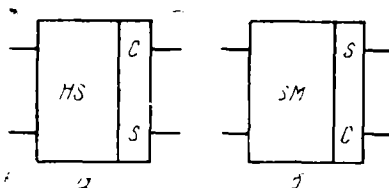
Рақамли информацияни хотирада сақламаган ҳолда ўзгартирувчи қурилмалар комбинацион ИС дейилади. Комбинацион ИС чиқишидаги сигнал тўлалигича кириш сигнали билан белгиляниб, ИС нинг айни пайтдаги ҳолатига боғлиқ бўлмайди. Комбинацион ИС га дешифраторлар, шифраторлар, кодларни ўзгартирувчилар, мультимплексорлар, демультимплексорлар, ярим тўпловчилар, тўпловчилар ва арифметик қурилмалар киради.

Бундай ИС лар ҲАМ — ЭМАС, ЁКИ — ЭМАС каби мантиқий элементлардан ташкил топган.

Дешифратор деб M та кириш ва $n \leq 2$ та чиқишдан тузилган ўзгарувчилари $X_1, \dots, X_n^*$ бўлган иккилик системали M -разрядли тўпламни «танийдиган» ва кириш тўпламига қараб чиқишларидан бирида мантиқий «1» ёки «0» сигнали берадиган функционал қурилмага айтилади. Унинг шартли белгиси 9.25-расмда келтирилган.



9.25- расм. Дешифратор (а) ва шифраторнинг (б) шартли белгиланиши.



9.26- расм. Ярим тўловчи (а) ва тўловчи (б) нинг шартли белгиланиши.

Дешифраторлар рақамли қурилмаларнинг ижрочи қисмида жойлашиб кириш қисмига берилган сигналга қараб, бошқарувчи сигнал ҳосил қилади. Хусусан, дешифраторлар иккилик сонларни ўнлик сонларга айлантириш учун хизмат қилади. Ишлатилаётган СИС дешифраторлари ЭСЛ элементларида йиғилади.

Шифратор — дешифраторга нисбатан тескари операцияларни бажарадиган функционал қурилма. Шифратор n та чиқишга ва $M \leq 2$ та киришга эга. У M киришга берилган «0» ёки «1» сигналини, n — разрядли иккилик код — иккилик ўзгарувчилар $F_1, \dots, F_n$ тўпламига айлантиради. Шифраторнинг шартли белгиси 9.25- расм, б да келтирилган.

Код ўзгартиргич — M -разрядли кодни, n -разрядли кодга айлантирадиган функционал қурилма. Агар дешифратор чиқишини шифратор кириши билан уланса, мураккаб код ўзгартиргич ҳосил бўлади. Бунга мисол тариқасида M -хонали иккилик кодни, n -хонали ўнли кодга айлантиргични келтириш мумкин.

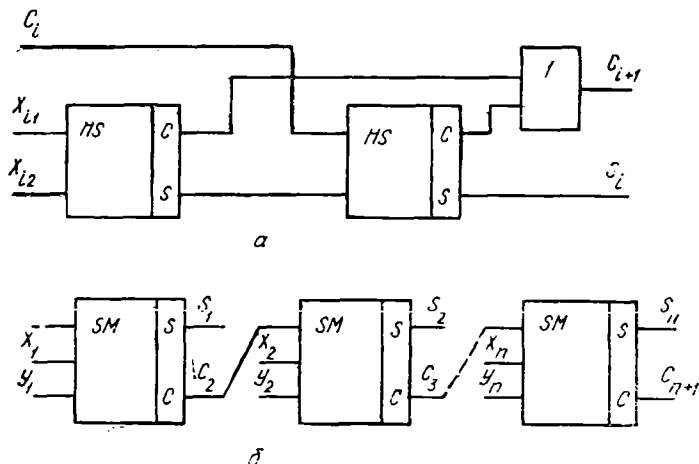
Мультиплексор — киришга берилган бир неча рақамлар оқимини ягона чиқиш оқимига айлантириб берувчи қурилма. Мультиплексорлар битта линия орқали бир неча манбадан олинаётган рақамли сигналларни узатиш зарур бўлганда ишлатилади. Кириш линиясини танлаш *адреслар коди* S_1, S_2, S орқали бошқарилади. Агар адреслар коди n -хонали иккилик сон бўлса, $M = 2^n$ та кириш линияларидан биттасини танлаб олиш имконини беради.

Демультимплексор — мультиплексордан олинган таркибий информация оқимидан, алоҳида ташкил этувчиларни ажратадиган функционал қурилма. Демультимплексор олинган адресга кўра, информацияни чиқишлардан бирига йўналтиради. Қолган чиқишларда «0» сигнали сақланади.

Ярим тўловчи (полусумматор) — иккита бир хил бир хонали иккилик системадаги сонни (X_1 ва X_2) қўшувчи функционал қурилма. Агар $X_1 = X_2 = 1$ бўлса, йиғинди $X_1, X_2 = 10$ — икки хонали сон чиқади. Шу сабабли ярим тўловчида иккита чиқиш бўлиб, улардан бирига (S) модулдаги X_1 ва X_2 ларнинг йиғиндиси берилса, иккинчисига (C) ҳосил бўлган сондан катта хонага ўтказилиши керак бўладиган қисми берилади (9.26- расм, а).

Тўловчи (сумматор) — кўп хонали, иккилик системадаги сонларни қўшувчи функционал қурилма (9.26- расм, б). Бунда кўп хонали сон-

ларни қўшиш, хоналар бўйлаб амалга оширилиши билан биргаликда уларни хоналараро кўчиради. Кўп хонали тўпловчининг асосий қисми, комбинацион бир хонали тўпловчи бўлиб, унда i -хонадаги иккита X_i ва Y_i сонлари қўшилади ва ҳосил бўлган йиғиндига, $(i-1)$ хонадан i -хонага ўтказилган C_i ни қўшади. Учта бир хонали иккилик системадаги сонлар, икки хонали иккилик системадаги сон билан ифодаланади, шунинг учун бир хонали тўпловчи битта чиқишга модули $2 - S_i$ га тенг бўлган йиғиндини беради, бошқа чиқишга — катта $(i+1)$ -хонага ўтказилган C_{i+1} ни беради. Бир хонали тўпловчилар иккита ярим тўпловчи орқали йиғилади (9.27- расм, а). Кўп хонали тўпловчилар



9.27- расм. Бир хонали (а) ва кўп хонали (б) тўпловчининг блок схемаси.

бир хонали тўпловчилардан йиғилади. 9.27- расм б да кетма-кет ўтказишли оддий кўп хонали тўпловчининг блок-схемаси келтирилган. Бундай тўпловчида ўтказиш сигнали катта i -хонада ҳақиқий бўлиши учун олдинги $(i-1)$ -хонада ўтказиш сигнали аниқланиши даркор. Кўп хонали сонларни қўшишни бажаришга кетадиган вақтни камайтириш мақсадида параллел ўтказиш схемаси ишлатилади. Иккилик системасидаги битта сондан иккинчисини айлантириш ҳам тўпловчилар ёрдамида амалга оширилади.

Арифметик — мантиқий блоклар (АМБ) — кўп хонали иккилик системадаги сонлар устида арифметик ва мантиқий операциялар бажарадиган қурилма. АМБ таркибига инверсиялаш, мантиқий кўпайтириш, мантиқий қўшиш, айлантириш, қўшимча кодга ўтказиш, битта хонага силжитиш ва ҳ. киради. АМБ алоҳида ИС лар кўринишида ишланиб, БИС ва СБИС лар таркибига макро-элемент сифатида киради ҳамда 2-, 4-, 8- ва 16- хонали сонлар устида операциялар бажаради. Кўп хонали арифметик-мантиқий қурилмалар АМБ лардан йиғилади.

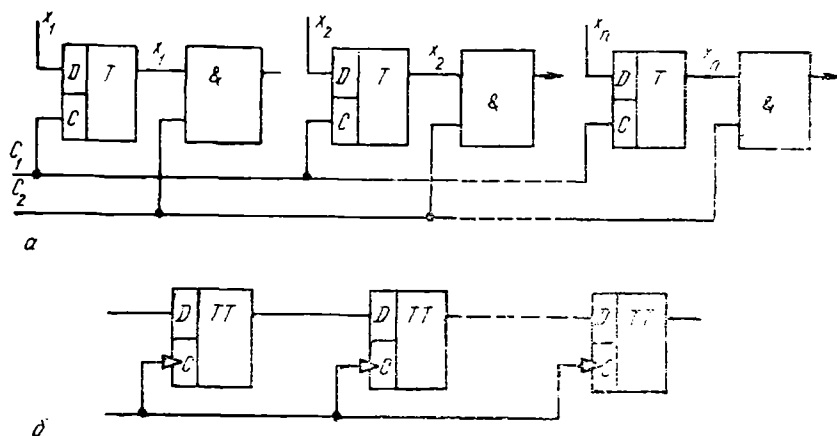
Программалаштирилган мантиқий матрицали ИС лар буюртмачининг талабига кўра ясалади. Унинг таркиби маълум структурада йиғилган АМБ лардан иборат.

9.6.2: Тадрижий ИС лар

Комбинацион-мантиқий ИС ларнинг ҳолати унга киритилган ўзгарувчан информацияга боғлиқ бўлса, тадрижий ИС ларнинг ҳолати киритилаётган сигналларнинг кетма-кетлигига боғлиқ бўлади. Тадрижий ИС ларга регистрлар, ҳисоблагичлар, сонлар генераторлари киради.

Регистр — иккилик кодда берилган информацияни сақловчи ва уни керакли хонага суриб берувчи функционал қурилмадан иборат. Регистр бир хил хотира элементларидан ва бошқарувчи комбинацион схемадан иборат. Ҳар бир элементда иккилик код бўйича битта хонани сақлаш мумкин, шу боис хотира элементини унга мос келган комбинацион схеманинг тегишли қисми билан биргаликда регистр хонаси деб юритилади. Кўп хонали кодни регистрорга киритиш ва чиқариш параллел ёки кетма-кет равишда амалга оширилади. Параллел киритишда ҳамма хоналар бирданга тўлади, кетма-кет киритишда — хоналар навбатма-навбат тўлиб боради. Булардан ташқари комбинацион регистрлар мавжуд бўлиб, улар кетма-кет ва параллел регистрлар комбинацияси бўлади. Масалан, киритиш параллел ҳолда, чиқариш кетма-кет ҳолда ва аксинча бўлиши мумкин.

Параллел регистр (9.28-расм, а) хотира вазифасини бажаради ва кўпинча D триггерда амалга оширилади. Регистрга код киритиш C_1 киришга синхронловчи импульс берилганда амалга оширилади. Бунда триггерлар кириш сигналлари $X_1, X_2, \dots, X_n$ ни хотирада сақлаб қолади. Сақланаётган кодни регистрдан олиш учун C_2 га ҳисобловчи импульс берилади.



9.28-расм. Регистрнинг блок схемаси:

а — параллел; б — кетма-кет.

Кетма-кет регистр (9.28-расм, б) икки босқичли DV ёки RS триггерларда амалга оширилади. Синхронлаштирувчи импульс регистрнинг ҳамма хоналарига берилганда, триггерларнинг кириши очилади. Биринчи синхронлаштирувчи импульс коднинг энг кичик хонаси — X_1 ни регистрнинг биринчи хонасига ёзади. Кейинги синхроимпульс коднинг кичик хонасини, регистрнинг иккинчи хонасига ўтказиши ва биринчи хонага коднинг иккинчи хонаси — X_2 ёзилади ва ҳ. Шундай қилиб, навбатдаги синхроимпульс киришдаги кодни битта хонага силжитилади.

Ҳисоблагич (счётчик) берилган импульслар сони билан аниқланадиган функционал қурилма. Йиғувчи, айирувчи ва реверсив ҳисоблагичлар мавжуд. Кириш қисмига импульс берилганда чиқиши бир бирлик катталиikka ортувчи ҳисоблагич йиғувчи бўлиб ҳисобланади. Агар киришга берилган импульс ҳисоблагичда сақланаётган катталикини бир бирликка камайтирса, ҳисоблагич айирувчи бўлиб ҳисобланади. Реверсив ҳисоблагич эса ҳам йиғувчи, ҳам айирувчи бўлиб хизмат қилади.

Ҳисоблагич ҳам, регистр каби хоналарга бўлинади. Ҳисоблагич ҳисоблаши мумкин бўлган энг катта сон ҳисоблаш модули $K_c \leq 2^n$ деб аталади. Бу ерда n — ҳисоблагичдаги хоналар сони. Бошланғич ҳолатда ҳисоблагич ($K_c + 1$) та импульсни қайтаради. Ҳисоблагичларда бошланғич ҳолатни белгилувчи R кириш ва бошланғич сонни белгилувчи S қўшимча киришлар бўлади.

Оддий *кетма-кет ҳисоблагич* T — триггерлар занжиридан иборат. Бу ҳисоблагичда навбатдаги триггер олдинги триггер сигнали билан бошқарилади. Шу сабабли кўп хонали ҳисоблагичларда охириги триггер, дастлабкисига нисбатан бир оз кечикиб ишлайди.

Параллел ҳисоблагичда бундай камчилик йўқ. Уларда ҳисобловчи импульслар триггерлар киришига бир вақтда берилади. Параллел ҳисоблагичларда RS —, JK —, D триггерлари ишлатилади.

Реверсив ҳисоблагич олдинги ҳисоблагичлардан ҳисоблаш йўналишини ўзгартира олиши билан фарқланади. Бунинг учун ташқаридан ҳисоблаш йўналишини ўзгартирувчи сигнал берилади. Сигнал $\bar{X}_{AM}$, $\bar{E}K\bar{I}$ мантиқий элементлар томонидан ҳосил қилинади.

9.7. 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 $U_A(k)$ алмаштириш демакдир. Бундай дискретлаштириш амплитудавий-импульсли модулятор ёрдамида бажарилади.

Унинг битта киришига дискретланувчи аналогли сигнал берилса, бош-қасига 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 *сигналнинг тенг $1/(2\omega_{\text{ю}})$ вақтлар ичидаги саноқ қийматлари маълум бўлса, ундан спектрда частотаси $\omega_{\text{ю}}$ дан катта бўлмаган ихтиёрий сигнални тиклаш мумкин:*

$$S(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} S_k \frac{\sin \omega_{\text{ю}} \left(t - \frac{k\pi}{\omega_{\text{ю}}} \right)}{\omega_{\text{ю}} \left(t - \frac{k\pi}{\omega_{\text{ю}}} \right)} \quad (9-15)$$

Дискретлаш даврида сигналнинг саноқ қийматлари турлича бўлади. Сигнал сатҳига мувофиқ равишда квантлаш усули билан сигналнинг саноқ қийматларини рақамли сигналларга айлантириш мумкин.

Кириш кучланиши ўзгарадиган U_{max} дан U_{min} гача бўлган оралиқ 2^n интервалга бўлинади. Интервалнинг кенглиги

$$\Delta = \frac{U_{\text{max}} - U_{\text{min}}}{2^n} \quad (9-16)$$

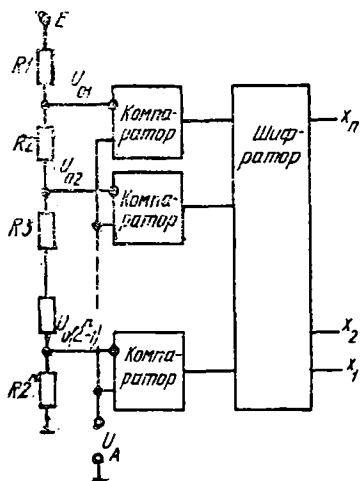
квантлаш қадами дейилади. Ҳар бир интервалга n хонали код белгиланади. Одатда бу код иккилик системасида ёзилган интервал номерига тенг. Сигнал квантланганда ва аксинча рақамли сигнал қайтадан аналогли сигналга айлантирилганда маълум бир бузилишлар ҳосил бўлади. Бу квантлаш шовқини дейилади. Квантлаш шовқинининг эффектив кучланиши:

$$U_{\omega} = \left[\int_{-\Delta/2}^{\Delta/2} \frac{U^2 dU}{\Delta} \right] = \frac{\Delta}{12} \quad (9-17)$$

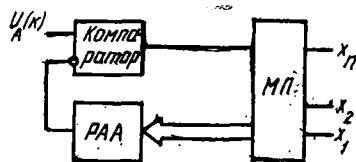
Сигнални дискретлаш ва квантлаш аналогли сигнални рақамли сигналга айлантирувчилар — АРСРА орқали амалга оширилади. Аксинча, рақамли сигналдан аналогли сигнални тиклаш рақамли сигнални аналогли сигналга айлантирувчилар (РСАСА) ёрдамида бажарилади.

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 $2^n - 1$ та компаратор ёрдамида таянч кучланишлари билан солиштирилади (9.29-расм). Таянч кучланишлари резисторли тақсимлагичлардан олинади. Агар квантланувчи кучланиш n — таянч кучланишидан кичик бўлса, n -компараторнинг чиқишида мантиқий



9.29- расм. Сигналларни компараторлар ёрдамида квантлаш.



9.30- расм. Хоналар бўйлаб тенглаштириш усули билан сигналларни квантлаш (РАА — рақамли сигналларни аналогли сигналларга айлантиргич; МП — микропроцессор).

қурилмаларда битта саноқни ўзгартириш вақти 20—100 нс атрофида бўлади.

Иккинчи усул хоналар бўйлаб тенглаштириш деб аталади. Бунга кўра квантланувчи кучланиш $U_A(k)$, n марта кетма-кет, n та таянч кучланиш билан солиштирилади (9.30- расм). Олдин $U_A(k)$ кучланиш катта хонали таянч кучланиши билан солиштирилади:

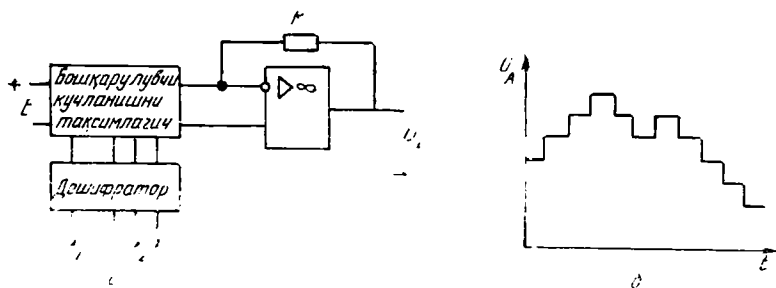
$$U_{10 \dots 0} = U_{\min} + \frac{U_{\max} - U_{\min}}{2^n} \cdot 2^{n-1} = \frac{U_{\max} + U_{\min}}{2} \quad (9-18)$$

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. Сўнггра $U_A(k)$ кучланиш $(n-1)$ хонали таянч кучланиши билан солиштирилади:

$$U_{xn1 \dots 0} = X_n U_{10 \dots 0} + \frac{U_{\max} - U_{\min}}{2^n} \cdot 2^{n-2} \quad (9-19)$$

ва коднинг $(n-1)$ -хонасининг қиймати аниқланади. Бундан кейинги ҳар бир солиштириш навбатдаги код хонасининг қийматини белгилайди.

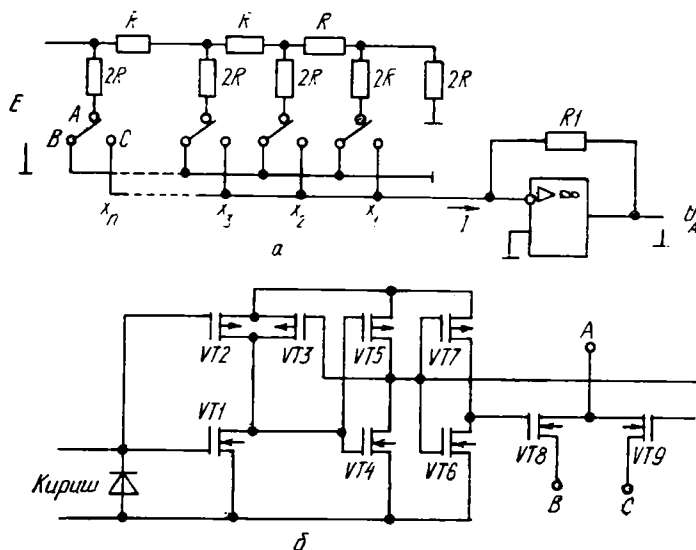
Учинчи усул — кетма-кет ҳисоблаш усули деб аталади. Бу усул квант қадами Δ га тенг бўлган минимал таянч кучланишларини, квантланувчи $U_A(k)$ кучланишга тенглашгунча ёки ундан каттароқ қийматларга эришгунга қадар неча марта қўшиб чиқиш кераклигини ҳисоблашга асосланган. Бу усулни ортиб борувчи таянч кучланишли манба ёрдамида амалга ошириш мумкин. Агар i -тактли интервалда таянч кучланиши $U_{oi} = U_{\min} + \Delta i$ бўлса, $U_A(k) \geq U_{oi}$ шарт бажарилганда, i -сонининг коди рақамли сигнал $U_D(kn)$ нинг кодини беради.



9.31- расм. Рақамли сигналларни аналогли сигналларга айлантиргичнинг блок схемаси (а) ва унинг чиқишидаги кучланиш ўзгариши (б).

Бу типда ишловчи бир нечта схемалар мавжуд (9.30- 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, кўпинча бошқарилувчи резисторли кучланиш тақсимлагичлар орқали амалга оширилади (9.31- расм). Бунда рақамли сигнал U_D нинг коди $X_n \dots X_2, X_1$ га қараб турли хил резисторлар уланади. Рақамли сигналнинг коди ўзгариши билан тақсимлагичнинг ўтказиш коэффициенти ҳам ўзгаради. Ўтказиш коэффициенти ўзгарганлиги туфайли, бу тақсимлагичнинг киришига донмий кучланиш берилса-да, чиқинш кучланиши нотекис ўзгаради. Кучланиш тақсимлагичларини улаш ва узиш электрон калитлар орқали амалга оширилади.



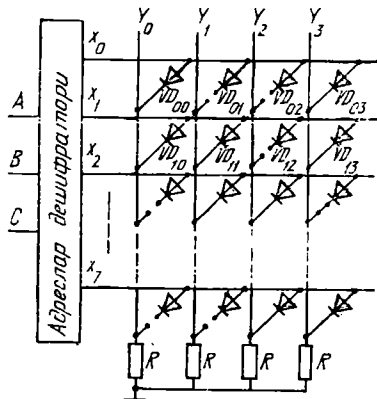
9.32- расм. Кучланиш тақсимлагич вазифасини бажарувчи қаршиликлар матрицаси (а) ва сигналларни бошқарувчи калит схемаси (б).

Кучланиш тақсимлагичи вазифасини қаршилиқлар матрицаси ўтайди. Бундай матрицанинг кўриниши 9.32- расм, а да келтирилган. Иккилик системадаги сигналларни бошқарувчи калит схемаси 9.32- расм, б да кўрсатилган. Рақамли сигнални аналог сигнаliga айлантиришнинг аниқлик даражаси резисторларнинг тайёрланиш аниқлигига ва уларнинг иш режимида параметрларининг барқарорлигига боғлиқ.

9.8. ХОТИРА ҚУРИЛМАЛАРИ

Электрон ҳисоблаш машиналарида (ЭХМ) рақамли информацияларни хотирада сақловчи қурилмалар ишлатилади. Буларга магнит ленталари, магнит дисклари ва барабанларига ёзилган ахборотлар билан ишловчи қурилмаларни кўрсатиш мумкин. Ушбу бўлимда кенг қўлланиладиган ярим ўтказгичли хотира қурилмалари билан танишилади. Уларда хотира ячейкалари сифатида диодлар, биполяр ва униполяр транзисторлар ишлатилади.

Информацияни сақлаш муддатига кўра, хотира қурилмалари доимий хотира қурилмалари (ДХ) ва оператив хотира қурилмалари (ОХ) га бўлинади. ДХ ларда информация узоқ вақт сақланиб, қурилма ток манбаидан узилганда ҳам ахборот сақланиб қолади. ОХ ларда эса информация ЭХМ ишлаб турган даврагагина ёзилиши ва сақланиши мумкин.



9.33- расм. Адреси уч разрядли бўлиб, матрицанинг горизонтал ўтказгичларига бериладиган ДЕС схемаси.

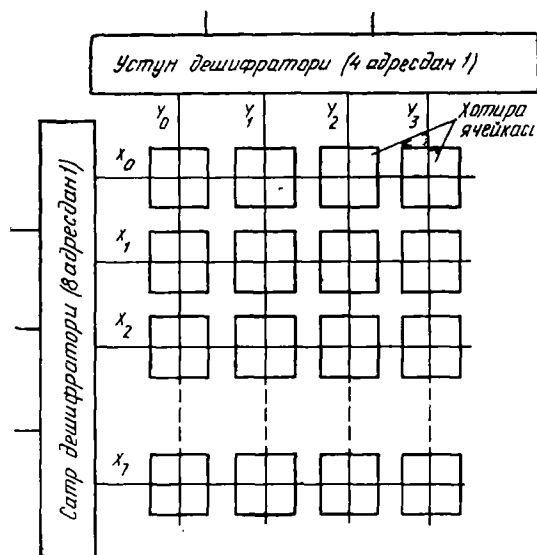
Доимий хотира қурилмалари. 9.33- расмда саккиз қатор ва тўрт устунга эга бўлган диод матрицали хотира қурилмаси келтирилган.

Дешифратор адреси киришлари АБС ларга берилган адресли сўз унинг чиқишларидан бирида бирлик кучланишни ҳосил қилади. Масалан, 000 адрес сўзи берилганда X_0 чиқишда кучланиш ҳосил қилади.

Диодли матрицанинг ҳамма ячейкаларида диодлар мавжуд бўлиб, баъзилари узилган бўлади. Кетма-кет уланган эрувчан ўтказгич ёзиш пайтида куйиб узилиши мумкин.

Агар 001 адресли буйруқ берилса, горизонтал X_1 ўтказгичда ҳамда $VD13$, $VD11$ ва $VD10$ диодлар орқали Y_3 , Y_1 , Y_0 чиқишларда кучланиш ҳосил қилади. Бу эса вертикал чиқиш ўтказгичларида 1011 деган тўрт хонали сўзнинг ёзилишига мос келади.

Одатда, диодли хотира ячейкалари ўрнида, p ва n каналли МДП ва КМДП ли майдон транзисторлари ишлатилади. МДП транзисторлар ишлатилганда $X_0—X_7$ горизонтал ўтказгичларга транзисторларнинг затвори уланади. Транзисторларнинг истоки



9.34- расм. Адреси беш разрядли бўлиб, матрица-
нинг горизонтал ва вертикал ўтказгичларига бери-
ладиган ДЭС схемаси.

ерга, стоки эса матрицанинг y_0 — y_3 вертикал симларига ула-
нади. Резисторларнинг учлари эса ток манбаига уланади.

9.34- расмдаги ДХ матричасида адреслар икки қисмга бўлин-
ган бўлиб, улар матрицанинг ҳам горизонтал, ҳам вертикал сим-
ларига берилиши мумкин. Хотирани бундай ташкил қилиш адрес-
лар сони кўп бўлганда қулайдир. Хотира ячейкалари сифатида
ҲАМ — ЭМАС схемасини иккита киришини Х ва Y симларига
улар кесишадиган нуқтага улаб ишлатиш мумкин. ҲАМ — ЭМАС
схемаларининг чиқишлари параллел уланади.

Хотира ячейкасига информацияни ёзиш турли усулда: маса-
лан, ҲАМ — ЭМАС схемаси киришидаги эмиттер учларини куй-
дириш ёки эмиттер учларини Х ва Y симларига уламасдан қол-
дириш орқали амалга оширилиши мумкин. Қурилма қуйидагича
ишлайди. Адрес дешифровка қилингандан сўнг матрицанинг бит-
та горизонтал ва битта вертикал ўтказгичларида кучланиш ҳо-
сил бўлади. Бу эса ҲАМ — ЭМАС схемасининг умумий чиқишида
0 ёки 1 пайдо бўлишига олиб келади. 0 ёки 1 ҳосил бўлиши
эмиттер кириши кесишиш нуқтасига уланган ёки уланмаганлиги-
га боғлиқ. Умуман олганда, битта матрица ҳар бир адрес учун
бир хонадаги ахборотни сақлай олади. Шу боис хотирага n -хо-
нали сўзни ёзиш учун n -матрица керак бўлади. Келтирилган ДХ
да сақланаётган n -хонали сўзларнинг умумий сони $2^k \cdot 2^l = 2^{(k+l)}$ га
тенг. Бунда k ва l — дешифратор горизонтал ва вертикал ўтказгичлар-
нинг киришлари сони, 2^k ва 2^l — горизонтал ва вертикал ўтказгичлар

сони 9.34-расмда келтирилган ҳолда $k = 3$; $l = 2$. Демак, $2^k \cdot 2^l = 2^3 \cdot 2^2 = 32$.

Ҳозирги кунда қўлланилаётган микро ЭҲМ ларнинг ДХ лари бунга нисбатан анча катта хотирага эга.

Программали ДХ. Юқорида келтирилган ДХ, одатда ишлаб чиқарувчи томонидан программалаштирилади. Уларда хотиранинг ҳамма ячейкалари тайёрланиб, ўзаро металл ўтказгичлар воситасида уланади.

ДХ ларнинг баъзи турларини бир неча марта программалаштириш мумкин. Масалан, затвори изоляцияланган МДП транзисторининг хотира ячейкасида программа бўйича тўпланган заряд йил давомида сақланиши мумкин. Бундай ячейкаларни янгидан программалаштириш учун улардаги заряд ультрабинафша ёки рентген нурлари ёрдамида йўқотилади. Бундай типли ДХ лар репрограммалаштирилувчи ДХ лар деб аталади.

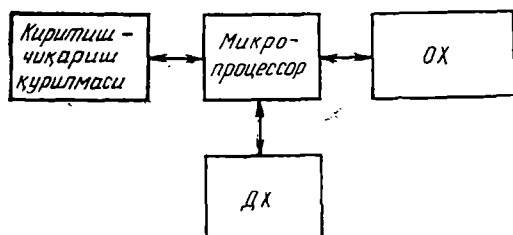
Оператив хотирада сақловчи қурилмалар. ОХ қурилмаларда адрес матрицалари 9.34-расмда келтирилган матрица каби бўлади. Фарқи шундаки, хотира ячейкаси сифатида оддий триггерлар, яъни 1 бит информацияни сақловчи бистабил ячейкалар ишлатилади.

ОХ ларда адресни шифрсизлаш пайтида X_1 ва Y_1 матрицалар ўтказгичларида, мантикий 1 га мос келган кучланишлар пайдо бўлади. Бу кучланиш ёзиш/ҳисоблаш деб узиб-уловчи мантикий схема билан биргаликда, беқарор ячейкани унга 1 бит информацияни ёзиш ёки унда сақланаётган хотирадан 1 бит информацияни ҳисоблаш учун улайди.

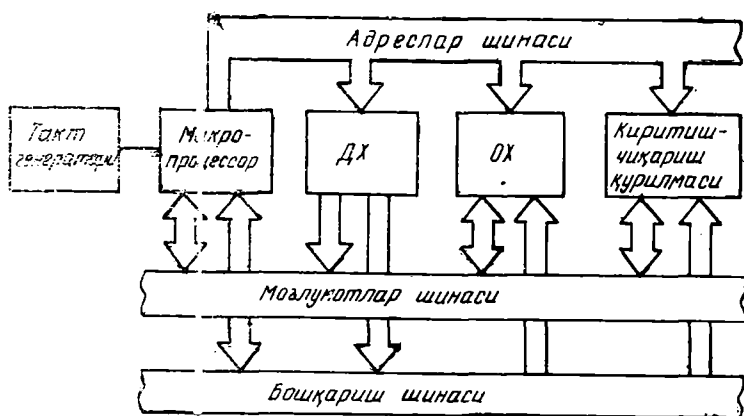
9.9. МИКРО ЭҲМ ВА МИКРОПРОЦЕССОР

Ҳар қандай рақамли ЭҲМ бир неча функционал қурилмадан иборат. Буларга информацияни киритувчи ва чиқарувчи қурилма, марказий процессор, ОХ ва ДХ лар кирази (9.35-расм). Микро ЭҲМ ларда марказий процессор вазифасини микропроцессор деб аталувчи битта ёки бир нечта БИС лар бажаради.

Информацияни киритувчи ва чиқарувчи қурилма кириш сигналинини иккилик кодга, чиқиш сигналинини эса ишлатиш учун қулай кўринишдаги сигналга айлантириб беради. Киришда қайд қилинган бир қанча информацияларни олиш учун мультимплексор, информацияни бир нечта чиқишга узатиш учун демультимплексор ишлатилади.



9.35- расм. Микро ЭҲМ нинг содалаштирилган блок схемаси.

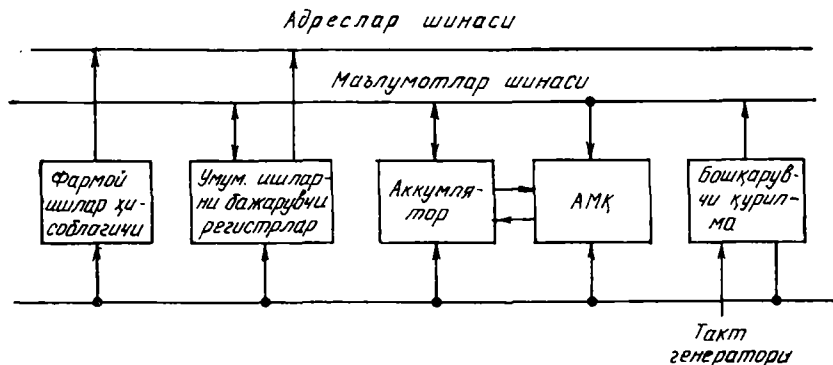


9.36- расм. Микро ЭХМ нинг структура схемаси.

ДХ қурилмасига одатда микро ЭХМ бажарадиган ҳисоблашлар программаси ҳамда бу ҳисоблашларни бажаришда керак бўладиган маълумотлар ёзилади. ОХ га эса оралиқ ҳисоблашлар натижаси ёзилади.

Микро ЭХМ нинг марказий процессори ҳисоблаш ишларини ҳамда ЭХМ нинг қолган функционал қурилмалари ишини мувофиқлаштиради. ЭХМ функционал блоклари орасидаги алоқа 9.36- расмда келтирилган. Унда алоҳида уланувчи шиналар кўрсатилган. Масалан, саккиз хонали сон саккиз линияли шина орқали узатилади.

Микропроцессорнинг структура схемаси 9.37- расмда келтирилган. Микропроцессорга кирувчи бошқарувчи қурилма такт генераторидан берилаётган импульслар билан синхронлаштирилади ва у ўз навбатида процессордаги бошқа қурилмалар ишини синхронлайди. Уларга буйруқлар ҳисоблагичи, умумий ишларни бажарувчи регистр ва аккумулятор деб аталувчи регистр киради.



9.37- расм. Микропроцессорнинг структура тузилиши.

Буйруқлар ҳисоблагичи бўлиб, навбатдаги бажариладиган буйруқ сақланаётган регистр хизмат қилади.

Микропроцессорнинг бош регистри бўлиб, аккумулятор ҳисобланади. Арифметик ва мантиқий операцияларни бажаришда, у бажарилган операция натижаларини хотирада сақловчи қурилма ва бирорта операнд (операнд — операциялар бажариладиган объект катталиги, масалан арифметик операнд — сонлардан иборат: қўшишда — қўшилувчи сон) манбаи бўлиб хизмат қилади. Масалан, қўшиш операциясида аккумуляторда олдин биринчи қўшилувчи, сўнгра йиғинди ёзилади. Айрим микропроцессорларда бир нечта аккумулятор бўлади. Сонлар ва адреслар устида бажариладиган арифметик ва мантиқий операциялар бошқарувчи қурилмадан берилувчи импульслар билан бошқариладиган арифметик-мантиқий қурилма (АМҚ) да бажарилади.

Умумий ишларни бажарувчи регистрлар ўта оператив хотирани ташкил қилиб оралиқ натижалар, адреслар ва буйруқларни вақтинча сақлаш учун ишлатилади.

9.37-расмда келтирилган микропроцессорда келтирилган регистрлардан ташқари яна бир нечта регистрлар мавжуд бўлиб, улардан («стек») деб аталувчи регистрлар муҳим аҳамиятга эга. Бу регистрнинг ишлаш принципи қуйидагича. Унга бериладиган ахборот *А, Б, С, Д ...* бўлсин, дейлик. Агар ахборот шу тартибда берилса, ундан ахборот фақат *... Д, С, Б, А* тартибда олиниши мумкин.

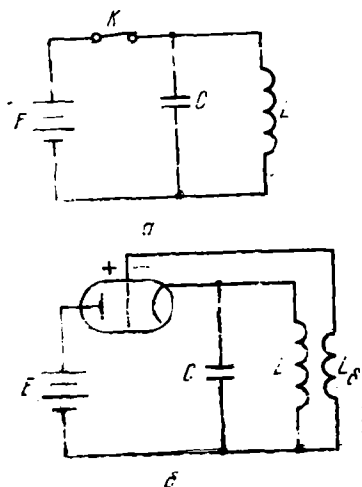
10- Б О Б

ГАРМОНИК ТЕБРАНИШЛАР ГЕНЕРАТОРЛАРИ ВА ВА ИМПУЛЬСЛИ ҚУРИЛМАЛАРНИНГ ЭЛЕМЕНТЛАРИ

10.1. СЎНМАС ТЕБРАНИШЛАР ҲОСИЛ БЎЛИШ ШАРТЛАРИ

Индуктивлик ва сўғимдан иборат занжирда электромагнит тебранишлар ҳосил бўлиш жараёни (3.7-расм) 3-бобда кўриб ўтилган эди. Занжирга ташқаридан қисқа муддат берилган ўзгармас ток энергияси, электромагнит тебранишлар ҳосил қилишининг физик асослари ҳам келтириб ўтилган эди. Бундай контурда актив қаршилиқ доимо мавжуд бўлиб тебранишлар сўнувчи характерга эга бўлади. Тебранишлар сўнмаслиги учун контурда йўқолган энергияни даврий равишда бирорта ток манбаидан бериб туриш керак 10.1-расм, *a* да контурга энергия бериш учун калит уланиши керак. Лекин, калит доимий уланган ҳолда қолса, контурда тебранишлар вужудга келмайди, чунки конденсатор тўла зарядланган ҳолда қолади. Тебранишлар вужудга келиши учун калит даврий равишда улашиб-узилиб туриши керак. Бу деган сўз, тебранишлар частотаси 500 кГц бўлса, бир секунд ичида калит 500000 марта улашиб — узилиши зарур. Бу вазифани бирорта механик ёки электромеханик қурилма бажара олмайди. Бундай ҳолларда инерцияга эга бўлмаган асбоблар — электрон лампа ёки транзистор калит сифатида ишлатилади. Ҳақиқа-

тан ҳам, лампанинг бошқарувчи тўрига катодга нисбатан етарли миқдорда манфий кучланиш берилса, лампадан ток ўтмайди. Бу ҳолда лампа «ёпиқ», яъни калитнинг узилган ҳолатига тўғри келади. Лампа бошқарувчи тўрига, катодга нисбатан мусбат потенциал берилса, лампа «очиқ», яъни калитнинг уланган ҳолатига тўғри келади. Худди шундай ҳолатлар р-р-р тип транзисторнинг базасига мусбат, п-р-п тип транзистор базасига манфий потенциал берилганда транзисторлар «ёпиқ» ва аксинча ҳолларда «очиқ» ҳолатга ўтганлигидан, электрон лампа ва транзистордан электрон калит сифатида фойдаланиш мумкин.



10.1- расм. Сўнмас тебранишлар ҳосил қилиш.

Шу сабабли электрон лампа ёки транзистордан контури ток манбаига уловчи калит сифатида фойдаланиш мумкин (10.1- расм, б). Бунинг учун лампанинг тўрига бирор манбадан навбатма-навбат мусбат ва манфий потенциал бериб турилади. Лекин бу узиб-улаш контурда ҳосил бўлаётган тебранишлар фазаси билан мос келиши керак. Акс ҳолда бериладиган энергия тебранишларни кучайтирмай, уларни сўндиришга «ёрдам» бериши мумкин. Шу сабабли калитни очиш ва ёпиш контурда ҳосил бўлаётган тебранишлар ҳисобига амалга оширилади. Бунинг учун контурда ҳосил бўлаётган тебранишларнинг бир қисми олиниб қайтадан лампа тўрига берилади (10.1- расм, б). Контурнинг манбага уланиши, яъни тебранишлар фазаси мос тушиши L_6 ғалтагининг лампа тўрига уланадиган учлари ўрни алмаштирилиб танланади. Бу система лампали генератор деб аталади. Шундай қилиб, лампали генераторда ҳосил бўладиган электромагнит тебранишлари сўнмаслиги учун иккита шарт бажарилиши керак:

1) Лампа аноди ва тўридаги ўзгарувчан кучланиш фаза жиҳатидан 180° га фарқ қилиши;

2) тескари боғланиш кучли бўлиши керак.

Умуман олганда лампали ёки транзисторли генератор тескари боғланишга эга бўлган кучайтиргичдан унчалик фарқ қилмайди. Негаки, контурда ҳосил бўлаётган тебранишлар, қайтадан лампа тўрига берилиб, унда кучайтирилади. Контур энди нагрузка (юк) ролини бажариб, кучайган сигналларни қабул қилади ва яна қайтадан лампа тўрига узатади. Бундай кучайтиргичнинг кучайтириш коэффициенти K га тенг бўлса, тебранишлар сўнмаслиги учун, тескари боғланиш коэффициенти

$$\beta > \frac{1}{K} \quad (10 - 1)$$

бўлиши керак.

Умуман олганда, бу шартларни қаноатлантирувчи тескари боғланиш — мусбат тескари боғланиш деб юритилади. Коэффициентлар β ва K частотага боғлиқ бўлганлиги учун (10—1) шарт бирорта ω_0 частота учун бажарилиши мумкин.

10.2. LC-ГЕНЕРАТОРЛАР

Генераторларда ишлатиладиган электрон асбоблар турига кўра лампали ёки транзисторли генераторларга бўлинади. Агар тебраниш контури сифатида LC занжир ишлатилган бўлса, бундай генератор LC-генератор деб аталади.

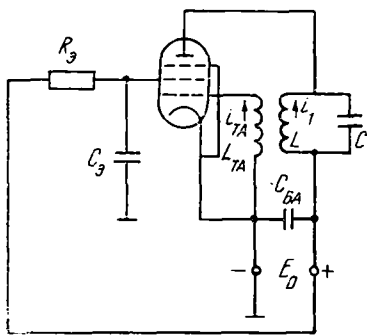
Юқорида айтиб ўтилгандек гармоник тебранишлар генераторининг асосини мусбат тескари боғланишга бўлган кучайтиргич ташкил қилади ва унда (10—1) шарт фақат битта частота учун бажарилади. Кучайтиргич резонансли кучайтиргич бўлиб, тескари боғланиш 3-бобда кўриб ўтилганидек индуктив, сиғим ва автотрансформаторли бўлиши мумкин.

Индуктив боғланишли генераторларда тескари боғланиш алоҳида $L_{\text{боф}}$ ғалтаги орқали амалга оширилади (10.2-расм). Контур ғалтаги L дан ўтувчи ток, ғалтакнинг индуктивлиги туфайли ўсувчи характерга эга бўлиб, генератор ток манбаига уланганда, ғалтак атрофида ҳосил бўлган магнит оқими ҳам қисқа вақт давомида ўзгарувчи бўлади. Бу оқим $L_{\text{боф}}$ ғалтагини ҳам кесиб ўтиб унда

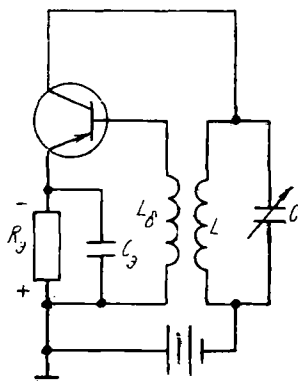
$$U_{\text{тб}} = M \frac{di}{dt} \quad (10-2)$$

тескари боғланиш кучланишини ҳосил қилади. Бу кучланиш тўр ва катод оралиғига шундай фазада бериладики, натижада лампа беркилади. Шу даврда зарядланишга улгурган контурдаги C конденсатор зарядсизлана бошлайди. Контурда тебранишлар вужудга келиб, $L_{\text{боф}}$ орқали лампа тўрига берилади ва унда кучайтирилади.

Берилган схемада тескари боғланиш коэффициенти:



10.2-расм. Индуктив боғланишли генератор.



10.3-расм. Транзисторда йиғилган генератор.

$$\beta = \frac{M}{L} \quad (10-3)$$

га тенг. Бунда ўзароиндукция коэффиценти M ни ошириб (10—1) шартни бажарилишига эришиш мумкин.

Генераторлар ҳам кучайтиргичлар каби A , B ва AB режимларида ишлайди.

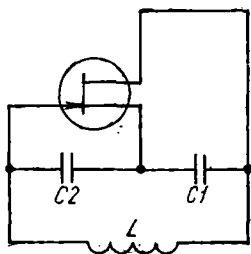
Генератор A режимда ишлаганда, ишчи нуқта характеристикадаги тўғри чизиқли участканинг ўртасида жойлашади. Бу режимда тескари боғланиш коэффиценти орта бориб $\beta = \beta_{y\bar{n}}$ қийматида барқарор тебранишлар ҳосил бўлади ва аксинча. β нинг қийматини камайтириб борилса, $\beta = \beta_{c\bar{y}\bar{n}}$ қийматида тебранишлар сўнади. A режимда $\beta_{y\bar{n}} = \beta_{c\bar{y}\bar{n}}$ бўлиб, генераторнинг «юмшоқ» иш режими деб юритилади.

Генератор B режимда ишлаганда ишчи нуқта характеристика тўғри чизиқли қисмининг қуйи қисмида жойлашади. Бу режимда $\beta_{y\bar{n}} \neq \beta_{c\bar{y}\bar{n}}$ бўлиб, генераторнинг қаттиқ иш режими деб аталади.

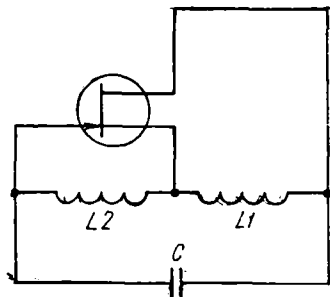
Қаттиқ режимда ҳосил бўлаётган сўнмас тебранишларнинг амплитудаси, юмшоқ режимга нисбатан катта бўлади. Шунингдек, қаттиқ иш режимда токнинг ўзгармас ташкил этувчиси кам бўлиши билан бирга, юмшоқ режимга нисбатан ФИК ҳам катта бўлади.

Индуктив боғланишли транзисторда йиғилган генераторнинг схемаси 10.3-расмда келтирилган. Ишчи нуқтани белгиловчи кучланиш R_e дан ўтувчи эмиттер токи ҳисобига ҳосил қилинади. Бу схемада, тебранишлар бўлмаганда эмиттер токи жуда кичик бўлиб, силжиш кучланиши нолга тенг. Тебранишлар пайдо бўлиши билан эмиттер токи орта боради. Пульсацияларни камайтириш учун R_e га C_e параллел уланади. Тебранишлар амплитудаси ортса, транзистордаги ток ҳам ортади. Натижада базадаги силжиш кучланиши ҳам ортиб, ишчи нуқта чапга қараб сурилади ва коллектор токи камаяди. Бу жараёнлар температура ўзгарганда ҳам боради.

Сигим боғланишли генераторларда (10.4-расм) тебраниш контури электрон асбоблар билан конденсатор орқали боғланади. Бунда ўзаро боғланиш учта нуқта орқали бажарилиб, схема уч



10.4-расм. Сигим боғланишли генератор.



10.5-расм. Автотрансформатор боғланишли генератор.

нуқтали генератор деб ҳам аталади. Бу схемада ўз-ўзини уйғотиш шарти

$$pSQ_0 x_{\text{боғ}} \geq 1 \quad (10-4)$$

га тенг. Бунда $x_{\text{боғ}} = 1/\omega_p \cdot C$; $p = \frac{U_{23}}{U_{13}}$ контурнинг уланиш коэффициенти; Q — контур аслиги; S — характеристика тиклиги.

Бу схемаларда ўзгармас ток манбаи параллел уланган. Тебранишлар частотаси қуйидаги ифода бўйича ҳисобланади:

$$\omega_2 = \frac{C_1 + C_2}{LC_1 \cdot C_2} \quad (10-5)$$

Автотрансформатор боғланишли генераторларда (10.5-расм) ҳам контур электрон асбоблар билан учта нуқтаси орқали уланади. Бунда боғланиш кучланиши сифатида контур ғалтагининг бир қисмидаги потенциал тушуви олинади. Тескари боғланиш коэффициенти

$$\beta = \frac{L_{\text{боғ}}}{L_a} e^{jn} \quad (10-6)$$

дан ҳисобланади.

Генераторнинг ўз-ўзини уйғотиш шарти

$$PSQ_0 \omega_p L_c \geq 1 \quad (10-7)$$

га тенг бўлиб, $P = L_a/L$ — контурнинг уланиш коэффициенти деб аталади.

Генераторлардаги тебранишлар частотасини

$$\omega^2 = \frac{1}{(L_1 + L_2 - 2M) \cdot C} \quad (10-8)$$

формула орқали ҳисоблаш мумкин. Бунда M — ўзаро индукция коэффициенти.

10.3. RC-ГЕНЕРАТОРЛАР

Тебранишлар частотасининг кичик бўлиши L ва C нинг катта бўлишини тақозо қилади. Натижада паст частотали генераторларнинг контурларида L ва C ишлатилса, уларнинг ўлчамлари жуда катталашиб кетади ва генератор беқарор ишлайди. Генератор частотасини ўзгартириш ҳам қийинлашади. Шу сабабли паст частоталарда LC -контурли генераторлар ўрнига RC -занжирли генераторлар ишлатилади. 3-бобда RC -занжирнинг частота характеристикаси кўриб ўтилган эди. Конденсаторнинг зарядланиши ва қаршиликка зарядсизланиши биргаликда синусоидал тебранишлар кўринишига яқин бўлган тебранишларни ҳосил қилади. Бу тебранишлар сўнмас бўлиши учун RC -занжирли мусбат тескари боғланишга эга бўлган кучайтиргич йиғилади. Ўз-ўзини уйғотувчи генераторнинг барқарор ишлаши учун фазалар шарти бажарилиши керак, яъни фазалар фарқи 180° га силжитилиб

киришга берилиши керак. Битта RC -элементлардан иборат занжирда (10.6-расм) фаза силжиши

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{X_C}{R} = \frac{1}{\omega CR} \quad (10-9)$$

га тенг. 10.6-расм, б дан кўриниб турибдики, бундай занжирдаги фаза силжиши 90° дан кичик бўлиб, 180° фаза силжиши учун камида учта RC -занжир зарур бўлади.

10.7-расмда фаза силжитувчи учта RC -занжирдан иборат генераторларнинг схемаси келтирилган. Схемда $C1=C2=C3$ ва $R1=R2=R3$ қилиб

$$\omega = \frac{1}{RC\sqrt{6}} \quad (10-10)$$

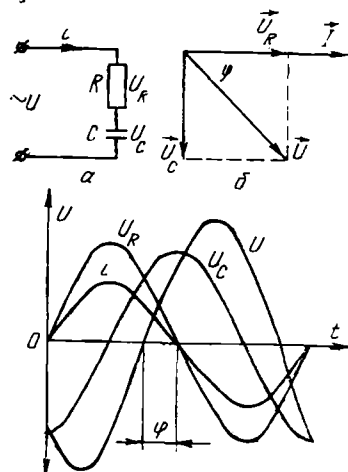
олинса, генераторнинг частотаси тенг бўлади.

Фаза силжиши ҳосил қилиш учун тўртта RC -занжири олинса, генератор частотаси

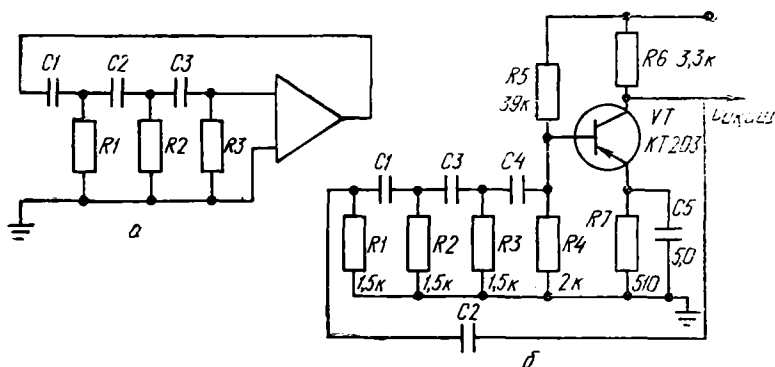
$$f = \frac{0,31}{RC} \quad (10-11)$$

орқали ҳисобланади. Тебранишлар барқарор бўлиши учун тескари боғланиш коэффициентни уч бўғинли занжир учун $1/29$ га, тўрт бўғинли занжир учун $1/18,6$ га тенг бўлиши керак. Шунга мос равишда кучайтириш босқичининг кучайтириш коэффициенти 29 ва 18,6 дан кам бўлмаслиги керак.

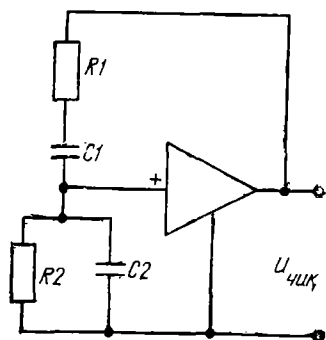
RC -генераторининг яна бир тури Вин кўприги схемаси асосида қурилади (10.8-расм). Кўприк схемасида реактив ташкил этувчилар шундай занжир ҳосил қиладики, унда резонанс частотада



10.6- расм. RC — занжирда фаза силжиши.



10.7- расм. RC — генераторларнинг схемалари.



10.8- расм. Вин кўприги схемаси асосида қурилган генератор.

фаза силжиши нолга тенг бўлади. Вин кўпригининг ўтказиш функцияси

$$k(j\omega) = \frac{1}{3} + j \left(\omega RC - \frac{1}{\omega RC} \right) \quad (10-12)$$

частота

$$\omega_r = \frac{1}{RC} \quad (10-13)$$

га тенг бўлганда $\varphi = 0$ бўлади. Бу частотада ўтказиш функциясининг модули $k(\omega_r) = \frac{1}{3}$ га тенг. Бу деган сўз, кучайтириш

коэффициенти $K_v > 3$ бўлиши генератор ишлаши учун етарлидир. Ҳозирги замон

RC-генераторларида, кучайтириш коэффициенти учдан катта бўлган операцион кучайтиргичлар ишлатилади. Кучайтириш коэффициентини камайитириш мақсадидан манфий тескари боғланиш киритилади. Тескари боғланишдан иш жараёнида кучайтиргич вольт-ампер характеристикасининг нозиклиги қисмига ўтиб кетмаслиги учун, динамик кучайтириш коэффициенти бошқаришда ҳам фойдаланилади.

10.4. НОСИНУСОИДАЛ ТЕБРАНИШЛАР ГЕНЕРАТОРЛАРИ

Кўриниши гармоник тебранишлардан кескин фарқ қиладиган тебранишлар, *релаксацион тебранишлар* деб аталади. Уларда ток кучи ва кучланишнинг ортиши ёки камайиши кескин бўлади. Шу сабабли релаксацион тебранишларнинг шакли даврий равишда такрорланувчи учбурчак, тўғри бурчакли ёки трапеция кўринишидаги импульслардан иборат бўлади.

Умуман, импульс деганда, қисқа муддат ичида таъсир қилувчи кучланиш ёки ток тушунилади. Импульснинг мавжуд бўлиш вақти импульс давомийлиги деб аталиб, бир неча наносекунддан, ўнларча секундгача бориши мумкин. Импульслар қайтарилиши хусусиятига кўра даврий ва нодаврий бўлади. Даврий қайтарилувчи импульслар такрорланиш частотаси f , чуқурлиги Q ёки тўлалик коэффициенти η каби параметрлар орқали ифодаланади:

$$f = \frac{1}{T_{\text{кай}}}; \quad Q = \frac{T_{\text{кай}}}{\tau} \quad \eta = \frac{1}{Q}. \quad (10-14)$$

бунда $T_{\text{кай}}$ — импульсларнинг қайтарилиш даври.

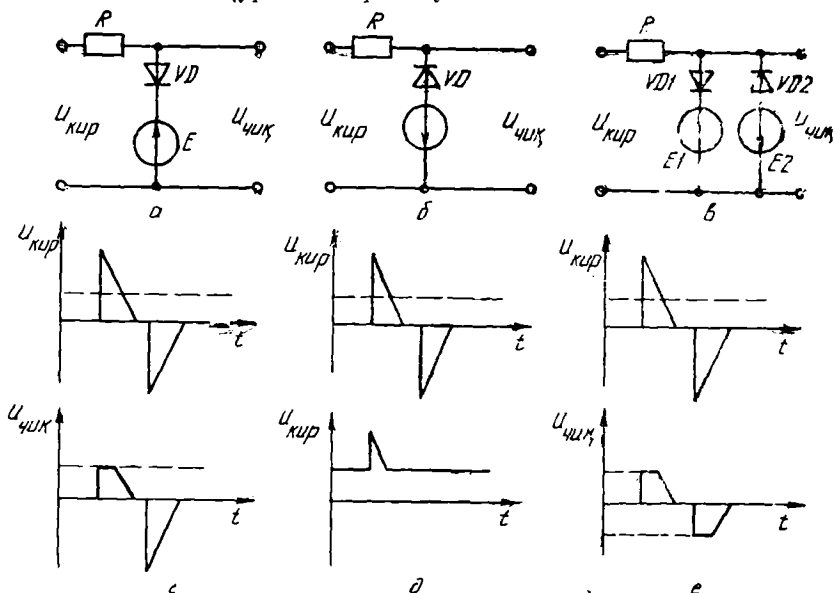
Импульсли сигналларни икки усулда олиш мумкин: сигнални ўзгартириб импульс ҳосил қилиш ва генерациялаш.

Импульс ҳосил қилиш бошланғич сигнал параметрларини ўзгартириб, керакли параметрга эга бўлган импульсни олиш демакдир. Бошланғич сигнал сифатида кўпинча гармоник тебранишлар ёки бошқача параметрли импульслар олинади.

Импульсларни генерациялаш бирорта қурилма ёрдамида ўзгармас ток манбаи энергиясини керакли параметрларга эга бўлган импульслар энергиясига айлантириш демакдир.

10.4.1. Амплитуда чеклагичлари

Амплитуда чеклагичлар сигналларни бир томондан ёки икки томонда чекловчи қурилмаларга бўлинади.

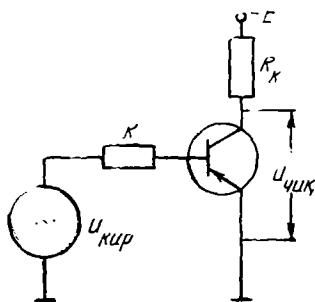


10.9- расм. Силжиш кучланишли чеклагичлар:

а, б, в — сигнал амплитудасини юқоридан, пастдан ва икки томондан чеклаш схемалари; г, д, е — кириш ва чиқиш сигналларининг вақтга боғлиқлик диаграммалари.

10.9-расмда диоддан йиғилган чеклагичлар схемаси келтирилган. Расмларда сигналлар амплитудасини юқори томондан чекловчи (10.9-расм, а), паст томондан чекловчи (10.9-расм, б) ва икки томондан чекловчи схемалар келтирилган. Схемادا $R \gg R_{\text{TgTўғ}}$ — диоднинг тўғри йўналишдаги қаршилиги. Ярим ўтказгичли диодлар ишлатилганда R ни $R_{\text{Tg тес}} \gg R \gg R_{\text{Tg тўғ}}$ муносабатдан фойдаланиб топилади. Схемадagi E силжиш кучланишини ҳосил қиладиган ток манбаи ўрнига ярим ўтказгичли стабилитронларни ҳам ишлатиш мумкин.

Транзисторлар ёрдамида сигнални икки томондан чекловчи юқори сифатли қурилмаларни йиғиш мумкин. 10.10-расмда умумий эмиттерли схема бўйича йиғилган чеклагичнинг схемаси кел-



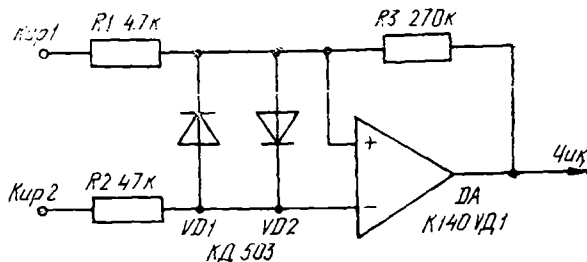
10.10-расм. Транзисторли чеклагич.

тирилган. Чеклагичнинг киришига берилган сигнал амплитудаси $U_{\text{кир}}$ етарли даражада катта бўлса, базага берилган сигналнинг мусбат ярим даврида транзистор ёпила бошлайди ва сигнал бир томондан чекланади. Сигналнинг манфий ярим даврида эса транзистор ёпила бошлайди ва сигнал бир томондан чекланади. Сигналнинг манфий ярим даврида эса транзистордаги тўйиниш токи ҳосил бўлиши ҳисобига сигнал иккинчи томонда чекланади. Бунда транзисторнинг ёпиқ ва очиқ ҳолатига тўғри келган чиқиш кучланишлари қуйидагича қийматларда чекланади:

$$|U_{\text{max}}| \cong E_{\text{к}} - I_{\text{ко}} \cdot R_{\text{к}}; \quad |U_{\text{min}}| \cong 0.$$

$I_{\text{ко}}$ — эмиттер занжири узилганда коллектордан ўтувчи бошланғич ток кучи. Транзисторли чеклагичда база занжирига катта қийматли (ўнларча килоом) қаршилик улаб, коллектор занжиридаги қаршиликни эса унчалик катта (бир неча килоом) қилиб олмаган маъқул.

Сигналлар диодли ва транзисторли чеклагичлар орқали ўтказилганда уларнинг амплитудаси анча камаяди. Бу камчиликдан қутулиш учун чеклагичлар операцион кучайтиргичлардан йиғи-



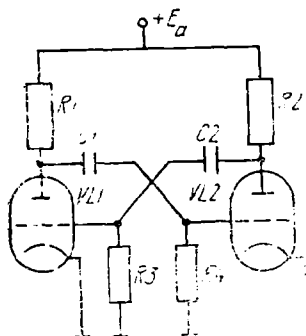
10.11-расм. Операцион кучайтиргичда йиғилган чеклагич.

лади. 10.10-расмда операцион кучайтиргичдан йиғилган чеклагич келтирилган. Кириш 1 га ўзгарувчан сигнал ва Кириш 2 га чеклаш сатҳини белгилувчи силжиш кучланиши берилади. Киришга бериладиган сигнал амплитудасининг максимал қиймати 3 В. Чеклагич частотаси 1 МГц бўлган сигналларни ўтказишга мўлжалланган.

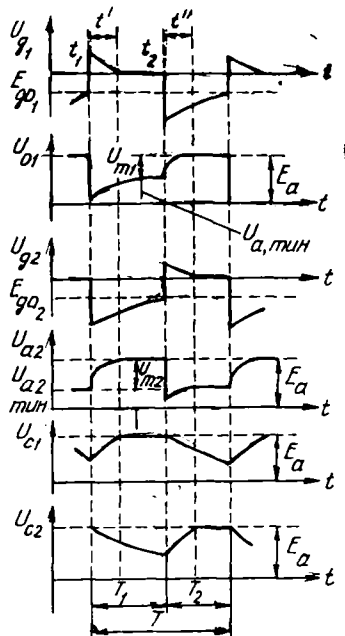
10.4.2 Импульсларни генерациялаш

Импульслар ҳосил қилувчи релаксацион генераторга мисол тариқасида мультивибраторни келтириш мумкин. *Мультивибратор* — ўзаро мусбат, тескари боғланишга эга бўлган иккита кучайтиргичдан иборат қурилма.

10.12-расмда электрон лампада йиғилган мультивибратор келтирилган. Схемада $R1$, $R2$, $C1$, $C2$, $R3$, $R4$, $VL1$, $VL2$ лар шундай танланадикки, натижада схема ток манбаига уланганда $VL1$ ва $VL2$ дан ўтаётган тоқлар назарий жиҳатдан қаралганда ўзаро тенг бўлсин. Амалда



10.12-расм. Электрон лампали симметрик мультвибратор.



10.13-расм. Мультвибратордаги кучланиш ва токларнинг вақт бўйича диаграммаси.

эса қандайдир тасодифий ўзгаришлар (лампа-лардаги флуктациялар, электродлардаги кучланишлар) туфайли бирорта лампадан ўтаётган ток кучи иккинчисига нисбатан бир оз кўп бўлсин. Айтайлик, $VL1$ дан ўтувчи i_1 ток кучи ортсин. Ток кучи ортиши $VL1$ анодидаги U_{o1} кучланишнинг камайишига, у эса ўз навбатида $C2$ конденсаторнинг зарядсизланиши бошланишига олиб келади. Зарядсизланиш қуйидаги занжир бўйича боради: $C2$ нинг мусбат қопламаси $VL1$ лампа $\rightarrow R4 \rightarrow C2$ нинг манфий қопламаси. $R4$ орқали ўтаётган зарядсизланиш токи унда потенциал тушуви ҳосил қилади ва манфий ишорали потенциал $VL2$ тўрига берилади. Бу манфий потенциал ўз навбатида $VL2$ лампадан ўтаётган i_2 ток кучини камайтиради. $VL2$ лампадан ўтувчи i_2 токнинг камайиши лампа анодидаги U_{a2} кучланишнинг ортишига ва ўз навбатида $C1$ конденсаторнинг янада кўпроқ зарядланишига олиб келади. Зарядланиш эса қуйидаги занжир бўйича амалга ошади: E_a манбанинг мусбат қутби $\rightarrow C1 \rightarrow R3 \rightarrow E_a$ манбанинг манфий қутби. Бунда зарядланиш токи $R3$ қаршилик орқали ўтганда унда потенциал тушуви ҳосил қилади ва мусбат ишорали потенциал $VD1$ лампа тўрига берилиб ундаги токнинг янада ортишига сабаб бўлади. Бу жараёнлар кўчкисмон характерга эга бўлиб, $VL1$ лампа тўла очик ҳолатга, $VL2$ лампа тўла ёпиқ ҳолатга ўтади. Бу ҳолда $C2$ тўла зарядсизланиб, $C1$ зарядланади. Зарядсизланиш жараёни тугагандан сўнг $R4$ дан ўтувчи ток камайиб, $VL2$ дан ўтувчи токни камайтирувчи потенциал йўқола

боради. Бу эса $C1$ конденсаторнинг зарядсизланиши ва $C2$ конденсаторнинг эса зарядланишига олиб келади. Бошқача қилиб айтганда $VL2$ лампадан ўтувчи ток орта бошлайди, $VL1$ дан ўтувчи ток эса камая бошлайди, яъни схемадаги жараён бир ҳолатдан иккинчи ҳолатга сакраб ўтади. Мульти vibrator лампаларининг электродларидаги кучланиш ва тоқларнинг вақт бўйича диаграммаси 10.13-расмда келтирилган. Расмдан кўринадики, лампа анодларида ҳосил бўлаётган импульслар тахминан тўғри бурчак шаклига эга. $VL1$ лампа анодидаги импульслар амплитудаси $E_a - U_{a1 \min}$ га $VL2$ лампа анодидаги импульслар амплитудаси $E_a - U_{a2 \min}$ га тенг бўлади. Бунда $U_{a1 \min}$ ва $U_{a2 \min}$ лар мос равишда $U_{g1} = 0$ ва $U_{g2} = 0$ бўлганда, лампа анодларидаги қолдиқ кучланишлари. Биринчи квазистационар ҳолатнинг ($VL1$ —очик, $VL2$ —ёпиқ) давомийлиги T_1 ва иккинчи квазистационар ҳолатнинг ($VL2$ —очик, $VL1$ —ёпиқ) давомийлиги T_2 ўзаро тенг:

$$T_1 = C_2 \cdot R_4 \ln \frac{I_1 \cdot R_1}{|E_{a02}|}; \quad T_2 = C_1 \cdot R_3 \ln \frac{I_2 \cdot R_2}{|E_{a01}|} \quad (10-15)$$

Бунда E_{a01} ва E_{a02} — $VL1$ ва $VL2$ лампаларни очиш учун тўрға бериладиган кучланишлар, I_1 ва I_2 —лампа тўридаги кучланиш нолга тенг бўлгандаги анод тоқлари.

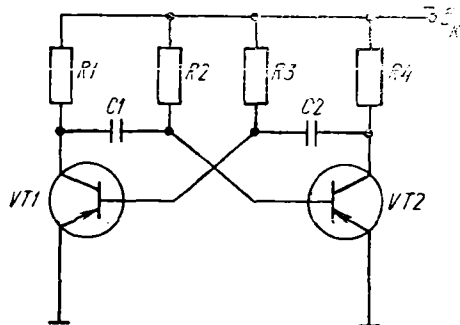
Ҳосил бўлаётган автотекб-ланишлар даври

$$T = T_1 + T_2 = C_2 R_4 \ln \frac{I_1 \cdot R_1}{|E_{a02}|} + C_1 R_3 \ln \frac{I_2 \cdot R_2}{|E_{a01}|} \quad (10-16)$$

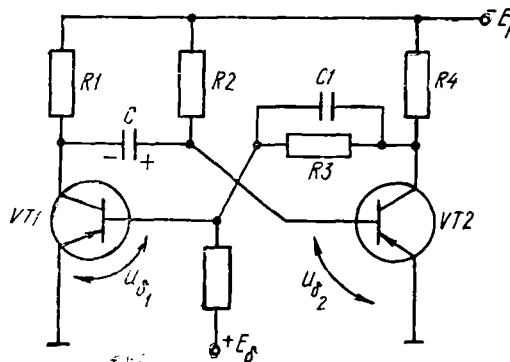
Мульти vibratorларнинг транзисторли ва интеграл микросхемали қурилмаларининг ишлаш принципи лампаги схема-ларнинг ишлашидан деярли фарқ қилмайди. 10.14-расмда транзисторли ва интеграл микросхемадан йиғилган мульти vibratorлар схемаси келтирилган.

Кутувчи мульти vibratorлар— битта турғун мувозанатда турувчи мульти vibratorдан иборат. 10.15-расмда кутувчи транзисторли мульти vibratorнинг схемаси келтирилган.

Бошланғич ҳолатда $VT1$, E_0 батареядан олинган силжиш кучланиши таъсирида



10.14- расм. Транзисторда йиғилган мульти vibrator.



10.15- расм. Кутувчи мульти vibrator.

ёпиқ ҳолатда бўлиб, $VT2$ транзистор очиқ бўлади. Схема барқарор ишлаши учун параметрлар шундай танланадики, натижада очиқ транзистор тўйинган ҳолатда бўлиши керак. Ёпиқ транзисторнинг коллекторида $U_{к1}$ кучланиш тахминан E_k га тенг; тўйиниш токига эга бўлган $VT2$ транзистор коллекторидаги кучланиш $U_{к2}$ тахминан нолга тенг ($U_{к2} = 0,5 + 0,2 B$). $VT2$ транзисторнинг базасидаги кучланиш ҳам кичик қийматга ($U_{б2} = 0,1 \div 0,3 B$) га эга бўлиб, C конденсатордаги кучланиши — E_k га тенг. Агар $VT2$ транзисторнинг базасига мусбат ишорали ишга туширувчи импульс берилса, схемада кўчкисмон характерга эга бўлган жараён рўй беради, яъни $VT2$ базасидаги потенциалнинг ортиши коллектор токининг камайишига $VT1$ транзистор базасида кучланишнинг камайишига олиб келади. Натижада $VT1$ транзистор очилади ва $VT2$ нинг базасидаги кучланиш ортади ва ҳ.; пировардида $VT2$ ёпилиб, $VT1$ очилиб тўйинган ҳолатга ўтади. Шундан сўнг система квазимувозанат ҳолатга ўтади. Бунда C конденсатор — E_k қийматдан $+E_k$ қийматгача қайта зарядланади. Зарядланиш қуйидаги занжир бўйича боради: $-E_k \rightarrow R2 \rightarrow C \rightarrow$ тўйинган $VT1 \rightarrow +E_k$. C конденсатор зарядланиши борасида $VT2$ транзисторнинг базасидаги $U_{б2}$ кучланиш орта боради. $U_{б2}$ миқдори нолинчи сатҳга етганда $VT2$ очилиб, схемада яна кўчкисмон жараён рўй бериб $VT1$ ёпилади, $VT2$ тўла очилиб, тўйинган ҳолатга ўтади. Шундан сўнг C конденсатор тезда $R1$ орқали — E_k га қадар зарядланади. Натижада дастлабки барқарор мувозанат ҳолат тикланади. Коллекторларда ҳосил бўлаётган импульсларнинг давомийлиги тахминан

$$t_u \approx CR_2 \ln \left(2 - \frac{I_{ко} \cdot R}{E_k + I_{ко} \cdot R_2} \right) \quad (10-17)$$

формула орқали аниқланади. Агар $I_{ко} \cdot R_2$ кўпайтма E_k га нисбатан ниҳоятда кичик бўлса,

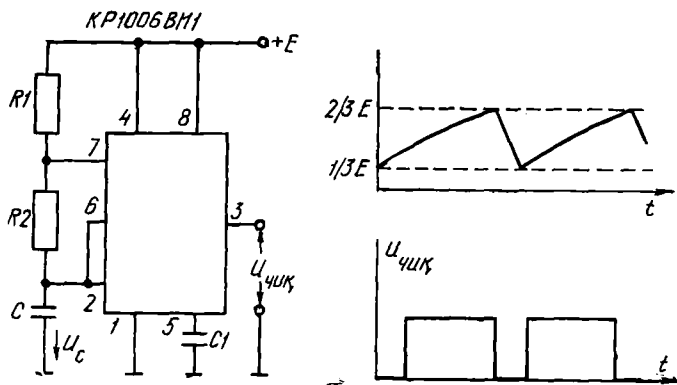
$$t_u \approx CR_2 \ln 2 \approx 0,7 CR_2 \quad (10-18)$$

деб ҳисоблаш мумкин. Конденсатор C ва база қаршилигини ўзгартириб, ҳосил қилинаётган импульс давомийлигини кенг оралиқда ўзгартириш мумкин.

Лампа ва транзисторларда йиғилган мультвибраторлар ёрдамида катта чуқурлик (импульслар оралиғидаги сукут) га эга бўлган импульсларни ҳосил қилиш қийин. Уларни махсус ТАЙМЕРлар орқали ҳосил қилинади. Таймер — кичик ($t_u \sim \text{мкс}$) ва катта ($t_u \sim 1$ соат) давомийликка эга бўлган импульсларни ишлаб чиқарувчи интеграл микросхемадир. Унинг номи: *time* — вақт деган сўздан олинган.

Автотебранишли мультвибратор сифатида ишловчи таймер схемаси 10.16-расмда келтирилган. Таймер КР10006ВИ1 интеграл микросхема асосида қурилган. Микросхема иккита компаратор, триггер, иккита чиқиш каскади ва кучланиш тақсимлагичидан иборат.

Компаратор — икки кучланишни бир-бири билан солиштирувчи қурилмадир.



10.16-расм. Автотебранишли мультвибратор сифатида ишловчи таймер:

а — принципиал схемаси; б — кучланиш эпюралари.

Триггер — иккита турғун ҳолатга эга бўлган электрон қурилма бўлиб, рақамли техниканинг асосини ташкил этади.

Таймер схемасида компараторларнинг кириш қисми 2 ва 6 биргаликда уланган. Схема манбага уланганда C конденсатор зарядланмаган ҳолда бўлиб 2 киришдаги паст кучланиш триггерни бошланғич ҳолатга ўтказиши. Бу ҳолда 3 ва 7 чиқишларда юқори кучланиш бўлади.

$R1$ ва $R2$ қаршиликлар орқали зарядланган C конденсатордаги кучланиш U_C юқори чегара $2/3 E$ га етганда юқори компаратор очилиб, қуйидаги ҳолатга ўтади: микросхема ичидаги $VT16$ очик, $VT17$ ёпиқ, $VT17$ ёпилаётиб $VT14$ ни очади. Бу ҳолатда конденсатор $R2$ қаршилик ва $VT14$ очик транзистор орқали зарядсизланади. Зарядланиш жараёни U_C қиймати қуйи чегара $E/3$ га етгунга қадар рўй беради. Шу пайтда пастки компаратор ишга тушиб триггерни бошланғич ҳолатга ўтказиб $VT14$ транзистори ёпилади ва C конденсатор яна $R1$ ва $R2$ қаршиликлар орқали зарядланади.

Мусбат ишорали импульснинг давомийлиги

$$t'_{\mu} = 0,695 C(R_1 + R_2) \quad (10-19)$$

сукунатнинг ёки пастки чегаранинг давомийлиги

$$t''_{\mu} = 0,695 CR_2 \quad (10-20)$$

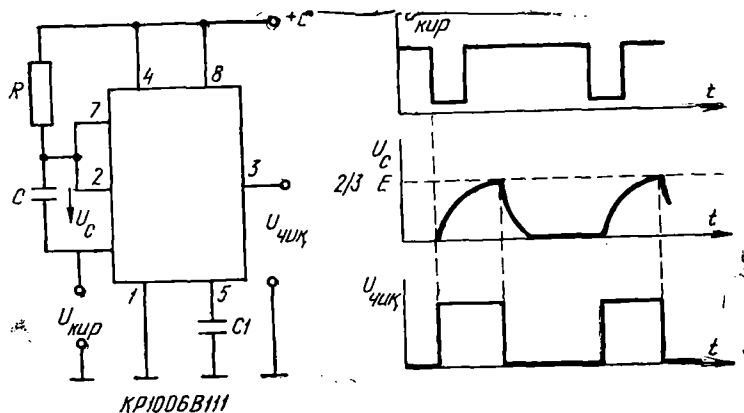
га тенг. Тебранишлар даври

$$T = 0,695 C(R_1 + 2R_2) \quad (10-21)$$

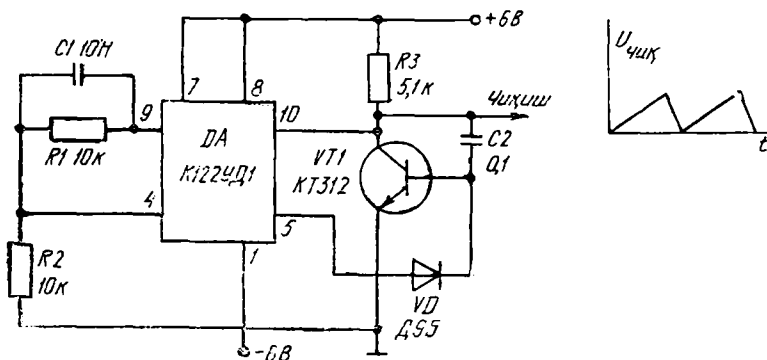
ишлаб чиқарилаётган импульсларнинг чуқурлиги

$$Q = \frac{U_{\mu}}{T} = \frac{R_2}{R_1 + 2R_2} \leq 0,5 \quad (10-22)$$

орқали белгиланади.



10.17- расм. Кутувчи мультвибратор сифатида ишловчи таймер:
а — принципал схемаси; б — кучланиш эпюралари.



10.18- расм. Аррасимон кучланишлар генератори.

Кутувчи мультвибратор сифатида ишловчи таймер схемаси 10.17-расмда келтирилган.

Аррасимон кучланишлар генератори (10.18-расм).

Схема манбага уланганда транзистор коллекторидаги кучланиш сакраб ўзгара олмайди. Конденсатор орқали киритилган тескари боғланиш чиқишда чизиqli ўсувчи сигнални ҳосил қилади. Сигналнинг ўсиш вақти $\tau = h_{213} \cdot R_3 \cdot C_2$ га тенг, бунда h_{213} — транзисторнинг ток ўтказиш коэффициенти. Коллектордаги кучланиш 3 В га етганда интеграл микросхема бошқа ҳолатга ўтказилади. Микросхема 5 нинг учигади мусбат кучланиш диод орқали ўтиб транзисторни очади. Натижада C2 конденсатор зарядсизланади. Транзистор коллекторида яна ноль потенциал ҳосил бўлади. Схемада қайтадан цикл бошланади. Схемада келтирилган элементлардан фойдаланиб йиғилган генератор сигналнинг амплитудаси 3 В, такорланиш частотаси 100 Гц га тенг.

СИГНАЛЛАРНИ ЎЗГАРТИРИШ

11.1. СИГНАЛЛАРНИ ЎЗГАРТИРИШ ПРИНЦИПИ

Сигналларни ўзгартириш маълум бир бошланғич фазага, частотага ва амплитудага эга бўлган синусоидал ёки носинусоидал сигнални бошқа параметрли (масалан, бошқа частотали, фаза-ли ва ҳ.) сигналга айлантириш демакдир.

Маълумки, электр сигналлари чизиқли занжирлардан ўтказилганда уларнинг фақат амплитудаси ёки фазаси ўзгариши мумкин. Занжирда бир вақтнинг ўзида бир нечта когерент бўлмаган сигналлар мавжуд бўлса, занжирда суперпозиция принципи ҳам сақланади.

Ночизиқли занжирларда эса бу принцип бузилади, яъни берилган сигналлар бир-бирига таъсир этиб, шу сигналлар комбинациясини ҳосил қилади. Шу сабабли электр сигналларни ўзгартириш ночизиқли занжирлар ёрдамида амалга оширилади.

Умуман олганда, ночизиқли занжир деб параметрлари ўтаётган ток ёки қўйилган кучланишга боғлиқ бўлган занжирларга айтилади. Масалан, таркибида электрон лампа, диод, транзисторлар, варикап ва ҳ. лар бўлган занжирларни келтириш мумкин. Бу занжирлардан ўтаётган ток кучининг қўйилган кучланишга боғлиқлиги ночизиқли характерга эга бўлади. $I = F(U)$ функционал боғланишни характерлашнинг энг осон усули натижаларни жадвалга ёзишдир. Жадвалда келтирилган натижалар қанчалик кичик қадам орқали олинса, шунча аниқ бўлади. Сўнгра натижаларни электрон ҳисоблаш машиналари ёрдамида таҳлил қилиш мумкин. Агар натижаларни сонлар орқали эмас аналитик усулда ифодалаш зарур бўлса, уни ифодаловчи функция кўринишини топиш зарур бўлади. Бу функция характеристикани иложи борица аниқ ифодалашни ҳамда содда бўлиши талаб қилинади. Бунинг учун қуйидагича усуллардан фойдаланилади.

1. Характеристикани чизиқли бўлакларга бўлиб ифодалаш. Бу усулда реал характеристика турли қияликка эга бўлган, бир қанча тўғри чизиқчалар орқали ифодаланади. Бу ҳолда характеристика иккита параметр — характеристика бошланадиган кучланиш U_0 ва характеристика тезлиги S орқали ифодаланади:

$$i(U) = \begin{cases} 0, & U < U_0 \\ S(U - U_0), & U \geq U_0 \end{cases} \quad (11.1)$$

2. Даражали функция орқали ифодалаш. Бу усул ночизиқли вольт-ампер характеристикани $i(U)$ Тейлор қаторига ёйишдан иборат

$$i(U) = a_0 + a_1 U + a_2 U^2 + \dots \quad (11 - 2)$$

бу ерда $a_0, a_1, a_2 \dots$ — ҳақиқий сонлар. Қаторга кирувчи ҳадлар сони аниқлик даражаси билан белгиланади. Ҳисоблашларда, одатда, квадратли ҳад билан чекланади. Чунки, квадрат боғла-

ниш, характеристиканинг ночизиқли эканлигини ифодаловчи энг содда функциядир.

3. Кўрсаткичли функция орқали ифодалаш. р-п ўтишга асосланиб ишлайдиган ярим ўтказгичли диоднинг $U > 0$ бўлган ҳоллардаги вольт-ампер характеристики (6—10) формула (6-бобга қаранг) орқали ифодаланишини кўрсатади. Бу ифода ярим ўтказгичли диоддан бир неча миллиампер ток ўтган ҳол учун тўғридир. Токнинг катта қийматларида характеристика тўғри чизиққа яқинлашади.

Ночизиқли элемент вольт-ампер характеристикасини ифодаловчи функция танлангандан сўнг ундан ўтувчи токни аналитик усулда топиш мумкин.

Айтайлик, ночизиқли элементда шундай бир режим танланадики, натижада унинг ишчи режимига тўғри келган характеристикасини (11—2) формула ёрдамида ифодалаш мумкин бўлсин. У ҳолда системага таъсир қилган $U = U_m \cdot \cos \omega t$ кучланиш қуйидаги токни ҳосил қилади:

$$I = I_0 + a \cdot U_m \cos \omega t + b U_m^2 \cos^2 \omega t = I_0 + a U_m \cos \omega t + \frac{b U_m^2}{2} (1 + \cos 2 \omega t) = \left(I_0 + \frac{b U_m^2}{2} \right) + a U_m \cdot \cos \omega t + \frac{b U_m^2}{2} \cos 2 \omega t. \quad (11-3)$$

Бундан кўринадики, ω частотага эга бўлган гармоник кучланиш ночизиқли элементи бўлган занжирга таъсир қилганда, унда бир нечта компоненталарга эга бўлган тоқлар ҳосил бўлар экан. Биринчи ҳад токнинг ўзгармас ташкил этувчисини, иккинчи ҳад ω частотали ўзгарувчан токни, учинчи ҳад эса 2ω частотали ўзгарувчан токни ифодалайди. Шундай қилиб, занжирда ночизиқли элемент бўлиши гармоник кучланиш таъсирида кўпгина янги тоқларнинг ҳосил бўлишига олиб келади. Агар характеристиканинг ночизиқлилиқ даражаси юқори бўлса, уни ифодалаш учун (11—2) формулада 3-даражали ҳадни ҳам олиш зарур бўлади. Бундай занжирда, частотаси асосий сигнал частотасига нисбатан уч баробар катта бўлган тоқлар ҳосил бўлишини англаб етиш қийин эмас.

Энди ночизиқли элементга иккита гармоник кучланиш таъсир этган ҳолни қарайлик:

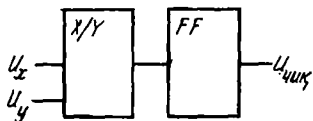
$$U = U_1 + U_2 = U_{m1} \cdot \cos \omega_1 t + U_{m2} \cos \omega_2 t \quad (11-4)$$

Бу ҳолда ҳам характеристика ишчи қисми (11—2) формула орқали ифодалансин. У ҳолда (11—4) ни (11—2) га қўйиб, ночизиқли элемент орқали ўтувчи ток ифодасини ёзамиз:

$$I = I_0 + a(U_1 + U_2) + b(U_1 + U_2)^2 = \left(I_0 + \frac{b U_{m1}^2}{2} + \frac{b U_{m2}^2}{2} \right) + a U_{m1} \cos \omega_1 t + a U_{m2} \cos \omega_2 t + \frac{b U_{m1}^2}{2} \cos 2 \omega_1 t + \frac{b U_{m2}^2}{2} \cos 2 \omega_2 t + b U_{m1} \cdot U_{m2} \cdot \cos(\omega_1 + \omega_2) t + b U_{m1} \cdot U_{m2} \cos(\omega_1 - \omega_2) t \quad (11-5)$$

Бундан кўриниб турибдики, ночизиқли элемент орқали ўтувчи ток спектри, бутунлай унга қўйилган кучланишдан фарқ қилади. Унинг таркибида ҳар иккала сигналнинг иккиланган гармоникаларидан ташқари, йнғинди ($\omega_1 + \omega_2$) ва айирма ($\omega_1 - \omega_2$) частотага эга бўлган сигналлар ҳам ҳосил бўлган. Бу ҳолда ҳам элементнинг ночизиқлик даражаси юқори бўлган сари, янада юқори гармоникалар ва частоталарнинг турли хил комбинациялари $\omega_{mn} = n\omega_1 + m\omega_2$ ҳосил бўлишига ишонч ҳосил қилиш мумкин.

Ночизиқли занжирларнинг бундай хусусиятлари сигнал частотасини ўзгартириш ва кенгайтиришда, модуляторларда, детекторларда кенг қўлланилади. Сигналларни ўзгартиришнинг умумий структураси иккита блокдан: ночизиқли элемент (X/Y) ва филтрдан (FF) иборат бўлади (11.1-рasm). Ночизиқли элемент берилаётган сигналларни турли хил комбинацияларини ҳосил қилса, филтър улар ичидан кераклисини ажратиб беради.



11.1-рasm. Сигналларни ўзгартиришнинг блок схемаси.

11.2. МОДУЛЯТОРЛАР

Бирор-бир хабарни (информацияни) узоқ масофаларга узатишда радиотўлқинларидан фойдаланилади. Бунинг учун хабарни элтувчи электромагнит тўлқинларининг бирор параметри хабарни ифодаловчи электр сигналлари воситасида ўзгартирилади. Бу жараён *модуляция* деб аталади. Электромагнит тебранишларининг асосий параметрларига частота, амплитуда ва фаза киради. Шунга кўра, бу параметрлардан қайси бирининг хабар сигнализига мос равишда ўзгартирилишига қараб модуляция уч турга бўлиниши мумкин:

- 1) Амплитуда бўйича модуляция;
- 2) Частота бўйича модуляция;
- 3) Фаза бўйича модуляция.

Модуляция принципини амалга оширадиган қурилма *модулятор* деб аталади.

1. **Амплитуда бўйича модуляция** деб юқори частотали сигналлар амплитудасининг паст частота қонуни бўйича ўзгаришига айтилади. Юқори частотали сигналлар ҳосил қилган токнинг оний қиймати

$$i = I_{mo} \sin \omega t \quad (11-6)$$

га тенг бўлсин. Бунда I_{mo} — модуляцияланмаган токнинг амплитуда қиймати. Модуляция пайтида ток амплитудаси $I_{mo} + \Delta I_m$ бўйича ўзгара бошлайди. Паст частотали тебранишлар $\cos \Omega t$ қонуни бўйича ўзгаради деб эътиборга олсак,

$$\Delta I_m = I_m \cos \Omega t, \quad (11-7)$$

бунда Ω — паст частотали тебранишлар частотаси. $m = \frac{I_m}{I_{mo}}$ белгилаш-

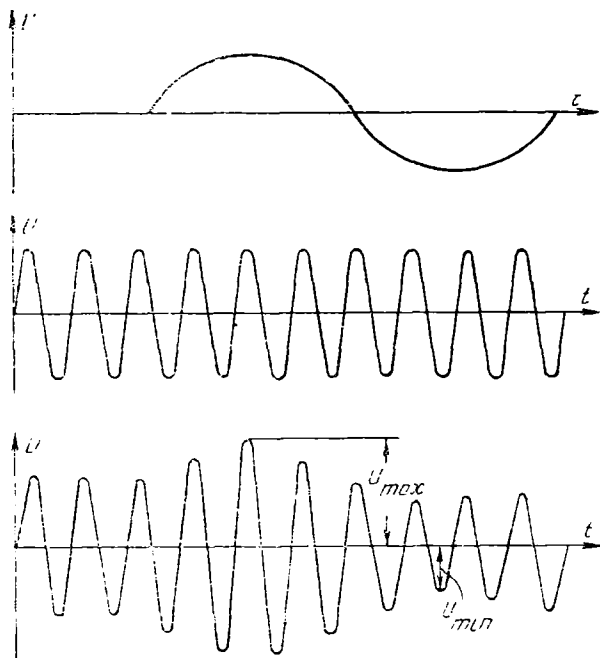
ни киритсак, $\Delta I_m = m I_{m0} \cdot \cos \Omega t$ бўлади. У ҳолда модуляцияланган ток тенгламаси қуйидаги кўринишга эга бўлади

$$i = (I_{m0} + m I_{m0} \cdot \cos \Omega t) \sin \omega t = I_{m0} \cdot \sin \omega t + m I_{m0} \cdot \cos \Omega t \cdot \sin \omega t \quad (11-8)$$

Бундан маълум тригонометрик амалларни бажаргандан сўнг қуйидагига эга бўламиз.

$$i = I_{mc} \sin \omega t + \frac{m I_0}{2} \sin (\omega - \Omega) t + \frac{m I_{m0}}{2} \sin (\omega + \Omega) t \quad (11-9)$$

Бу амплитуда бўйича модуляцияланган токни ифодаловчи тенглама. Бунда m — модуляция коэффициенти деб аталиб бевосита модуляцияланган тебранишлар графигидан аниқланиши мумкин (11.2-расм).

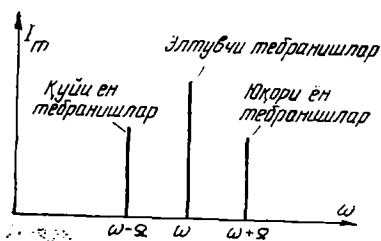


11.2- расм. Амплитуда бўйича модуляцияланган сигнал.

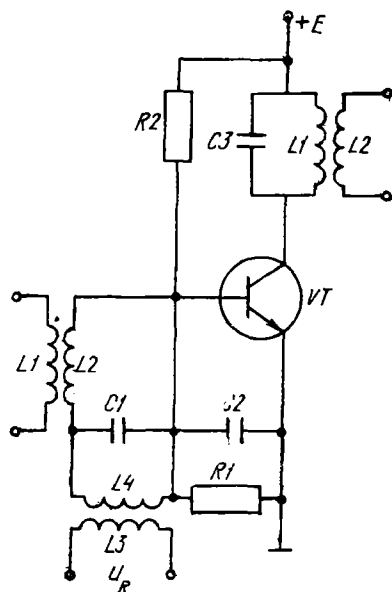
а) паст частотали тебраниш; б) юқори частотали тебраниш;
в) модуляцияланган сигнал шакллари.

$$m = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_{\max} + U_{\min}} \quad (11-10)$$

(11—9) тенгламадан кўриниб турибдики, модуляцияланган тебранишлар учта ташкил этувчидан иборат. Биринчи ҳад элтувчи тебранишлар деб аталиб, унинг амплитудаси бошқаларникига нисбатан катта. Иккинчи ҳад $\omega - \Omega$ частотага, учинчи ҳад $\omega + \Omega$ частотага эга бўлган тебранишларни ифодалаб, мос равишда қуйи ва юқори ён частотали тебранишлар деб аталади. Модуля-



11.3- расм. Амплитуда бўйича модуляцияланган тебранишлар спектри.



11.4- расм. Сигналларни базада модуляциялаш.

цияланган тебранишларнинг спектри 11.3-расмда келтирилган. Амплитуда бўйича модуляцияланган тебранишлар, модуляцияловчи сигнал частотасининг иккилангани қадар полосани эгаллайди ($\Delta\omega = 2\Omega_{\max}$). Модуляцияланган тебранишларнинг ўртача қуввати

$$P_{\text{ўр}} = \frac{1}{2} A_m^2 + \frac{1}{8} m^2 A_m^2 + \frac{1}{8} m^2 A_m^2, \quad (11-1)$$

бу ерда A_m — модуляцияланмаган сигнал амплитудаси. Асосий хабарни элтувчи сигнал ён частоталар эканлигини ҳисобга олсак, уларнинг қуввати

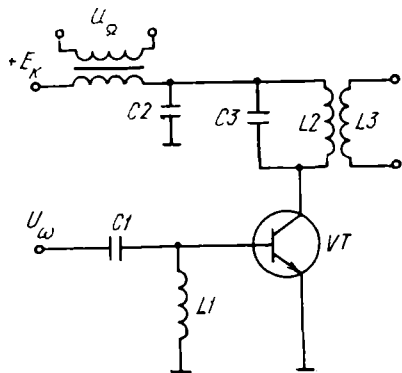
$$P_{\text{ён, чсс}} = \frac{1}{2} m^2 P_{\text{элт}}, \quad (11-12)$$

яъни, хабарни элтувчи сигналнинг энергияси анча кичик бўлар экан.

Амплитуда бўйича модуляцияни амалга оширишнинг бир қанча схемалари мавжуд. Модуляцияланган тебранишларни кучайтириш даврида бузилишлар кўп бўлиши туфайли модуляциялар охирги қувват кучайтиргичида амалга оширилади. Бунинг учун қувват кучайтиргичи йиғилган транзистор базасидаги ёки коллектордаги кучланиш модуляцияловчи сигнал қонуни бўйича ўзгартирилади. Шунга кўра модуляция базада ёки коллекторда модуляциялаш деб аталади.

11.4-расмда базада модуляциялаш схемаси келтирилган. Бу схема $L3$, $L4$ ни ҳисобга олмаганда юқори частотали кучайтиргичдан иборат. Элтувчи частотали сигнал $L1$ орқали $L2$ га уза-

тилади. Сўнгра кучайтириш учун база ва эмиттер оралиғига берилади. Кучайтиргичнинг нагрукаси сифатида $L1$, $C3$ дан иборат контур ишлатилади. $R2$ ва $R1$ дан иборат потенциал-тақсимлагич транзистор базасига дастлабки силжиш кучланиши беради. $L3$ ғалтакка модуляцияловчи паст частотали сигнал берилиб, индуктив боғланиш орқали $L4$ ғалтакка узатилади. $L4$ ғалтакдаги паст частотали кучланиш, дастлабки силжиш кучланиши билан ўзаро таъсири натижасида уни ўзгартира бошлайди. Натижада дастлабки ишчи нуқтанинг ўрни паст частотали сигнал қонуни бўйича ўзгара бошлайди ва кучайтиргичнинг кучайтириш коэффициенти ҳам шунга мос равишда ўзгаради. Натижада $L2$ ғалтак орқали олинаётган юқори частотали сигналларнинг амплитудаси ўзгариб амплитудда бўйича модуляцияланган сигналлар ҳосил қилинади. Сигналлар базада модуляцияланганда дастлабки ишчи нуқта, характеристика тўғри чизиқли участкасининг ўртасидан танланади. Бундай усулда модуляциялашнинг асосий камчилиги ФИҚ камлиги ва модуляция коэффициенти кичиклигидир.



11.5-расм. Сигналларни коллекторда модуляциялаш.

Сигналлар коллекторда модуляцияланганда модуляцияловчи сигнал резонансли кучайтиргичнинг коллектор занжирига берилади. 11.5-расмда сигналларни коллектор занжири орқали модуляциялаш схемаси келтирилган. Бу схема бўйича модуляциялаш амалга оширилганда ФИҚ катта бўлади. Лекин, бунинг учун паст частотали сигналларнинг қуввати катта бўлиши талаб қилинади. Паст частотали сигналларнинг қуввати

$$P_{\Omega} = \frac{U_{\Omega m}^2}{2R_m}. \quad (11.13)$$

Модуляторнинг модуляцияловчи сигналга кўрсатадиган кириш қаршилиги

$$R_m = \frac{E_{\kappa}}{I_{\text{коо}}}, \quad (11-14)$$

бунда E_{κ} — коллектордаги кучланиш; $I_{\text{коо}}$ — коллектор токининг доимий ташкил этувчиси ($U_{\Omega} = 0$ бўлганда).

Модуляцияловчи кучланиш амплитудаси

$$U_{\Omega} = mE_{\kappa} \quad (11-14)$$

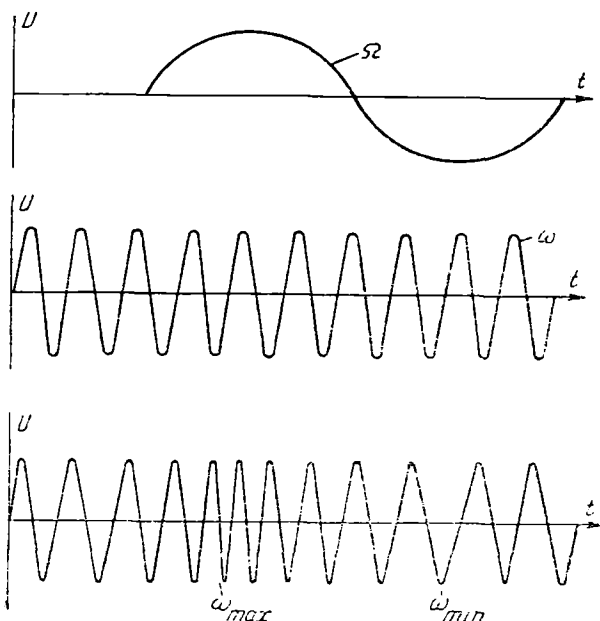
Булардан

$$P_{\Omega} = \frac{1}{2} m^2 E_{\kappa} I_{\text{коо}} = \frac{m^2}{2} P_{\infty} \quad (11-15)$$

эканлиги келиб чиқади, бунда P_{∞} — элтувчи частотали сигналнинг қуввати; P_{Ω} — модуляторда ён частотали тебранишларни ҳосил қилишга сарфланадиган қувват.

2. **Частота ва фаза бўйича модуляциялаш** деб, юқори частотали сигналлар частотасининг ёки фазасининг паст частота қонуни бўйича ўзгаришига айтилади (11.6-расм). Хабарни элтувчи юқори частотали сигналнинг оний қиймати

$$U_{\text{элт}}(t) = U_0 \cos(\omega t + \varphi) \quad (11-16)$$



11.6-расм. Сигналларни частота бўйича модуляциялаш

бўлсин. Хабар сигнали элтувчи сигналнинг частотаси ёки фазасини ўзгартирганлиги туфайли (11-16) даги U_0 ўзгармасдан қолади. Бунда ўзгарувчи қисм

$$\psi(t) = \omega t + \varphi \quad (11-17)$$

тўла фаза деб аталиб бурчакни ифодалайди. Шу сабабли частота ёки фаза бўйича модуляцияланган сигналлар *бурчакли модуляция* сигналлари деб юритилади.

Сигналлар фаза бўйича модуляцияланганда (11-17) тенгламада φ модуляцияловчи $S(t)$ сигнал қонуни бўйича ўзгаради. Шунинг учун ҳам, модуляцияланган сигналнинг умумий тенгламасини қуйидагича ёзиш мумкин:

$$U_{\text{фм}}(t) = U_0 \cos[\omega_0 t + k^c(t)]. \quad (11-18)$$

бунда k — пропорционаллик коэффициенти, ω_0 — модуляцияланмаган тебранишлар частотаси. (11—18) дан кўриниб турибдики, модуляцияловчи сигнал, асосий элтувчи сигналнинг фазасини орттириши ёки камайтириши мумкин. Фазанинг модуляцияловчи сигнал таъсирида энг юқори ўзгариш қиймати $\Delta\psi$ фаза девиацияси деб аталади. У юқори ва пастки томондан қуйидагича чегараланади:

$$\begin{aligned}\Delta\psi_{\max} &= k S_{\max} \\ \Delta\psi_{\min} &= k S_{\min}\end{aligned}\quad (11-19)$$

Тўла фазадан вақт бўйича олинган биринчи тартибли ҳосиланиш частота деб юритилади.

Сигнал частота бўйича модуляцияланганда

$$\omega(t) = \omega_0 + k S(t) \quad (11-20)$$

бўлади ва бунга мувофиқ

$$U_{\text{чм}}(t) = U_0 \cos \left[\omega_0 t + k \int_{-\infty}^t S(\tau) d\tau \right] \quad (11-21)$$

частота бўйича модуляцияланган тебранишларнинг умумий тенгламаси деб юритилади. Частота бўйича модуляцияланган сигналларнинг умумий параметрларига юқори ва паст томондан чегараланган частота девиациялари киради:

$$\begin{aligned}\Delta\omega_{\max} &= k S_{\max} \\ \Delta\omega_{\min} &= k \cdot S_{\min}\end{aligned}\quad (11-22)$$

Модуляцияланган сигнал параметрларидан яна бири

$$m = \frac{\Delta\omega}{\Omega} \quad (11-23)$$

бурчакли модуляциянинг индекси деб юритилади.

Частота ва фаза бўйича модуляцияланган сигналларни математика нуқтаи назаридан таҳлил қилиш анча қийин бўлиб, юқори частотали сигнал биргина частотага эга бўлган паст частотали сигнал билан модуляцияланган ҳол билан танишиб чиқайлик.

Бу ҳолда частота бўйича модуляцияланган сигналнинг оний қиймати учун қуйидагини ёзиш мумкин:

$$U(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + m \sin \Omega t) \quad (11-24)$$

Агар $m \ll 1$ бўлса, (11—24) ни қуйидагича ёзиш мумкин:

$$U(t) = U_0 \cos \omega_0 t + \frac{m U_0}{2} \cos(\omega_0 + \Omega)t - \frac{m U_0}{2} \cos(\omega_0 - \Omega)t \quad (11-25)$$

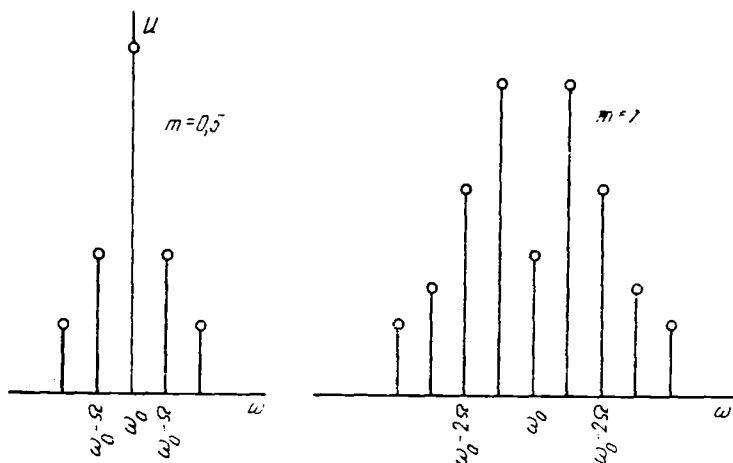
Шундай қилиб, $m \ll 1$ бўлганда бурчак модуляцияли сигналнинг спектрида элтувчи частотали ва иккита ён частотали сигнал бўлади. Бу ерда индекс m , амплитуда коэффициенти — m ролини ўйнайди.

Ихтиёрий индексга эга бўлган бурчак модуляцияли сигналнинг оний қиймати:

$$U(t) = U_0 \sum_{k=-\infty}^{\infty} I_k(m) \cos(\omega_0 + k\Omega)t \quad (11-26)$$

$I_k(m)$ — Бессел функцияси деб аталади. Унинг графиги сўнувчи тебранишларга ўхшайди.

Шундай қилиб, биргина частотага эга бўлган паст частотали сигнал билан модуляцияланган сигнал таркибда бир қанча частотали $(\omega_0 \pm k\Omega)$ сигналлар мавжуд бўлади. Бу сигналларнинг амплитудаси



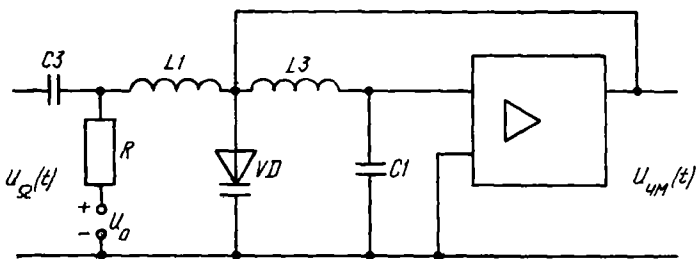
11.7- расм. Бурчак модуляцияли сигнал спектри.

$I_k(m)$ қийматларига пропорционал бўлади. 11.7- расмда индекси $m = 0,5$ ва $m = 2$ га тенг бўлган бурчак модуляцияли сигнал спектри келтирилган. Индекс номери ортиши билан, модуляцияланган сигнал эгаллаган частоталар полосаси ҳам ортади. Лекин сигнал гармоникаси ортиши билан унинг амплитудаси камайиб бориши ҳисобга олинса, $k > (m + 1)$ - номерли сигналларни ҳисобга олмаса ҳам бўлади. Бунинг назарга олган ҳолда бурчак модуляцияли сигналларнинг частота бўйича эгаллаган полосаси

$$B \approx 2m\Omega = 2\Delta\omega \quad (11-27)$$

га тенг бўлади.

Шундай қилиб, бурчак модуляцияли сигналлар, амплитуда бўйича модуляцияланган сигналларга қараганда анча катта частотали полосани эгаллайди. Шу сабабли бурчак модуляциясини фақат метрли ёки дециметрли тўлқинлар диапазонида қўллаш мумкин. Бурчак модуляцияли сигналларнинг амплитудаси ўзгармас бўлганлигидан радио эшиттиришларда уни турли хил

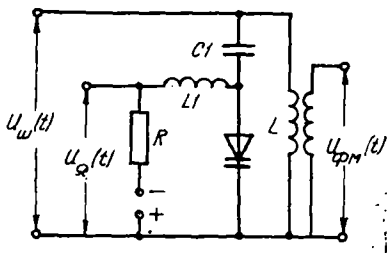


11.8- расм. Частота бўйича модуляцияни амалга ошириш.

шовқинлардан тозалаш мумкин (масалан, амплитуда чеклагичлар ёрдамида). Шу сабабли УҚ (УКВ) да ЧМ сигналлар ёрдамида олиб борилган эшиттиришлар УТ (СВ) ва ҚТ (КВ) да амплитуда бўйича модуляцияланган сигналлар ёрдамида олиб бориладиган эшиттиришларга нисбатан тозароқ бўлади.

Частота бўйича модуляцияни амалга ошириш схемаси 11.8-расмда келтирилган. Схемда операцион кучайтиргич $C1$, $L3$ ва VD варикап билан биргаликда мусбат тескари боғланишли генераторни ҳосил қилади. Кириш қисмига паст частотали кучланиш берилмаганда, генераторнинг частотаси ҳам ўзгармас бўлади. $C3$, $L1$ орқали VD варикапга паст частотали кучланиш берилганда унинг сифими паст частотали сигнал қонунига мувофиқ ўзгара бошлайди ва шунга мувофиқ генератор частотаси ҳам ўзгариб, частота бўйича модуляцияланган тебранишлар ҳосил қилинади.

Фаза бўйича модуляцияни амалга ошириш схемаси 11.9 расмда келтирилган. Бу схеманинг асосида резонансли контур бўлиб, унинг таркибига варикап киради. Контурнинг киришига частотаси кварц резонатори билан барқарорланган генератордан кучланиш берилади. Тебранишларни фаза бўйича модуляциялаш, контурнинг узатиш функцияси характеристикаси фазасини бошқариш орқали амалга оширилади:



11.9- расм. Фаза бўйича модуляцияни амалга ошириш схемаси.

$$\varphi_{\kappa}(U_{\Omega}) = \varphi_{\Phi M}(U_{\Omega}) - \varphi_{\omega} \quad (11-28)$$

бунда $\varphi_{\Phi M}$ ва φ_{ω} — модулятор чиқиши ва киришидаги сигналларнинг фазаси. Модуляция индекси

$$m = S_{\varphi} \cdot U_{\Omega} \quad (11-29)$$

га тенг бўлиб, S_{φ} — модуляция характеристикасининг тиклиги деб юритилади:

$$S_{\varphi} = \frac{d\varphi_{\kappa}}{dU} = \frac{d\varphi_{\kappa}}{dC_d} \frac{dC_d}{dU} \quad (11-30)$$

S_Φ -катталик-контур асиллиги Q ва вариациянинг улашиш коэффициенти

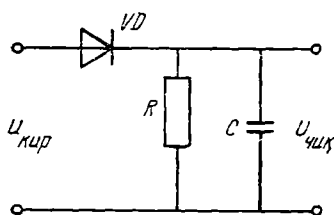
$$p = \frac{C_1}{C_1 + C_d} \quad (11-31)$$

га боғлиқ

$$\frac{d\varphi_k}{dC_d} = \frac{Q \cdot p}{C_{d0}} \quad (11-32)$$

11.3. ДЕТЕКТОРЛАР

Детекторлаш деб — демодуляция, яъни модуляцияга тескари бўлган жараён тушунилади. Бунда модуляцияланган сигналдан паст частотали сигнал ажратиб олинади. Детекторлар ҳам модуляторлар каби амплитуда, частота ва фазали бўлади.



11.10-расм. Амплитуда бўйича модуляцияланган тебранишларни диод ёрдамида детекторлаш.

1. Амплитуда бўйича модуляцияланган тебранишларни детекторлаш. Детектор сифатида энг содда ночизиқли элемент — диодни ишлатиш мумкин (11.10-расм). Детекторларнинг асосий параметрларига:

кучланиш узатиш коэффициенти $k = \frac{U_\Omega}{mU_m}$

ва ночизиқли бузилишлар коэффициенти γ киради. Бунда U_Ω — детектор чиқишидаги паст частотали тебранишлар кучланиши. Бу детектор ёрдамида кучсиз сигнални детекторлаш жараёнини кўриб ўтайлик. Бунинг учун диод характеристикасининг ишчи қисми даражали функция (11—2) орқали ифодаланади деб олайлик:

$$i = I_{a0} + aU + bU^2 \quad (11-33)$$

Унга амплитуда бўйича модуляцияланган сигнал таъсир эттирилганда, диоддан ўтувчи токнинг спектрал таркиби

$$i = I'_{a0} + i_{\omega_0} + i_{\omega_0 \pm \Omega} + i_\Omega + i_{2\Omega} + i_{2\omega_0} + \dots \quad (11-34)$$

дан иборат бўлади.

Бундан кўриниб турибдики, унинг таркибида токнинг доимий ташкил этувчиси, юқори ва паст частотали ўзгарувчан ташкил этувчилари мавжуд. Детектор чиқишида паст частотали сигнал бўлиши учун RC -филтрдан фойдаланилади. Филтрнинг ишлаш принципи 4-бобда келтирилган. Детекторда ишлатиладиган филтрнинг параметрлари

$$T_\omega \ll RC < T_\Omega \quad (11-35)$$

шартни қаноатлантириши керак. Филтрдаги кучланиш

$$U_{RC} = U + bU_0^2 m R \cos \Omega t + \frac{bU_0^2 m^2 R}{4} \cos 2\Omega t \quad (11-36)$$

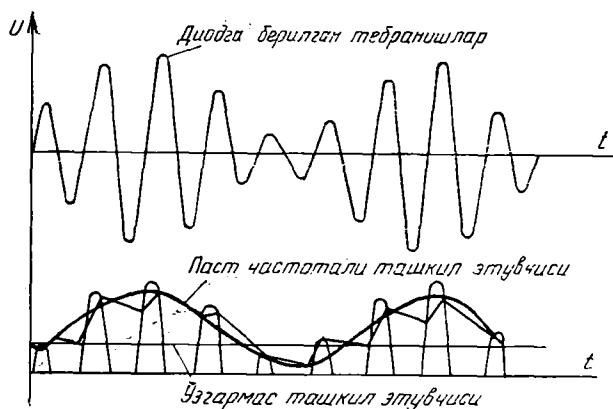
га тенг бўлади. Паст частотали (Ω) сигнал кучланишининг амплитудаси U_0^2 га пропорционалиги туфайли, бундай детекторлаш квадрат детекторлаш деб ҳам аталади. Квадрат детекторнинг узатиш коэффициенти:

$$\kappa = \frac{\varepsilon U_0^2 m R}{m U_0} = \varepsilon U_0 R \quad (11-37)$$

у элтувчи тебранишлар амплитудасига боғлиқ. Шу боисдан, кучсиз сигналларда унинг қиймати кичик бўлади. Ночизиқли бузилишлар коэффициенти:

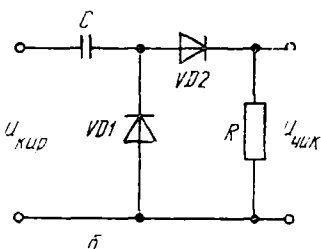
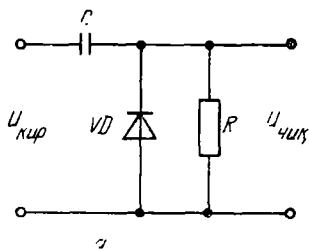
$$\gamma = \frac{U_{2\Omega}}{U_{\Omega}} = \frac{m}{4} \quad (11-38)$$

Модуляцияланган сигналлар амплитудаси катта бўлганда диоддан тўғрилагич сифатида фойдаланиб, паст частотали сигнални ҳосил қилиш мумкин. Бу жараён 11.11-расмда келтирилган. Ди-

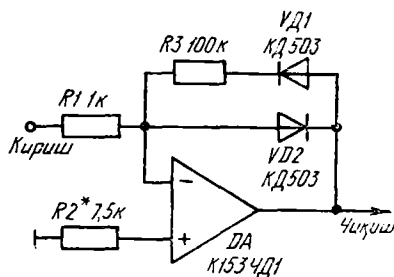


11.11-расм. Тўғриланган тебранишлардан паст частотали сигнал ҳосил қилиш.

оддан тўғрилиниб ўтган ҳар бир ток импульси C конденсаторни зарядлайди. Импульслар оралиғидаги паузада эса конденсатор R қаршилиқ орқали зарядсизланади. Шу сабабли кучланишнинг юқори частотали ташкил этувчисининг пульсацияси кескин камайиб, паст частотали ва доимий ташкил этувчиси ортади. 11.10-расмда келтирилган диод истеъмолчига ва сигналлар манбаига кетма-кет уланган. Кетма-кет уланган детекторни токнинг доимий ташкил этувчисини ўтказа олмайдиган сигналлар манбаига улаб бўлмайди. Детекторнинг параллел схемасида (11-12-расм, а) токнинг доимий ташкил этувчиси, сигналлар манбаи орқали ўтмайди. Ўтказиш коэффициенти кетма-кет уланган ҳол билан бир хил бўлиб, кириш қаршилиги эса кичик бўлади. Сигнал кучсиз бўлганда модуляцияланган сигналларнинг ҳар иккала ярим давридан фойдаланиш зарур. Уни амалга оширишнинг



11.12-расм. Диодда детекторлаш:
а — параллел схема; б — икки даврли
схема.

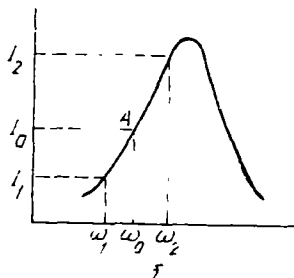
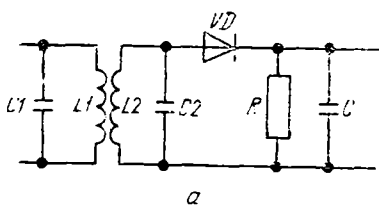


11.13-расм. Операцион кучайтиргичда
сигналларни детекторлаш.

схемаси 11.12-расм, б да келтирилган. Мусбат ярим даврда $VD1$ орқали ток ўтса, манфий ярим даврда $VD2$ орқали ток ўтади. Кучсиз сигналлар диодлар ёрдамида детекторланганда сезиларли даражада ночизикли бузилишлар ҳосил бўлади. Шу сабабли кучсиз сигналларни операцион кучайтиргичлар асосида

қурилган детекторларда детекторланади (11.13-расм).

2. Частота бўйича модуляцияланган сигналларни детекторлаш.
Бундай модуляцияли сигналларни 11.10—11.13-расмларда ифода-



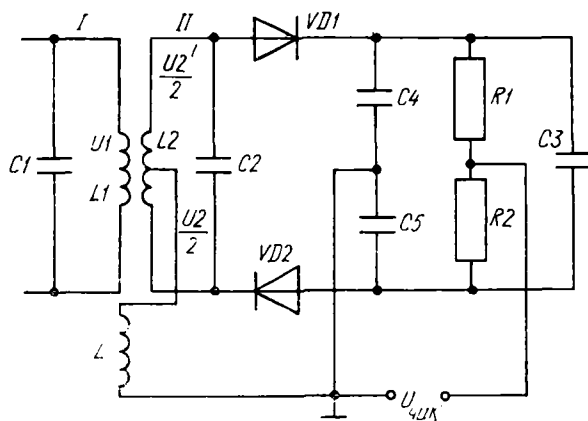
11.14-расм. Частота бўйича модуляцияланган сигналларни детекторлаш:

а — схема; б — частота характеристикаси.

ланган схемалар ёрдамида детекторлаб бўлмайди. Чунки ЧМ сигналларнинг амплитудаси ўзгармас бўлганлиги учун ҳам, чиқиш сигналининг амплитудаси ҳам ўзгармас бўлади. Шу сабабли ЧМ сигналларни детекторга беришдан аввал, частота ўзгаришларини мос равишда амплитуда ўзгаришларига айлантириб олиш керак. ЧМ сигналларни детекторлашнинг схемаларини кўриб чиқайлик. Детекторлашнинг оддий схемаси 11.14-расмда келтирилган, у $L2$ ва $C2$ дан ташкил топган. Контурнинг резонанс частотаси, модуляцияланган тебранишлар элтувчи частотасидан бир оз фарқ қилади-ган қилиб танланади (графикда ω_0 — элтувчи частота). Натижада контурга модуляциялан-

ган тебранишлар берилганда, частота девиацияси туфайли унинг частотаси ω_1 дан ω_2 гача ўзгара бошлайди ва контурдаги ток кучи шунга мос равишда I_1 дан I_2 га қадар ўзгаради. Шундай қилиб, созланмаган контур ёрдамида частота ўргаришлари, амплитуда ўзгаришларига айлантириб олинади ва шундан сўнг, сигнал VD диод ҳамда R ва C ёрдамида детекторланади.

Радиотўлқинлар атмосфера орқали тарқалиб қабул қилувчи антеннага етиб келганда, радиотўлқинларда турли хил шовқинлар ва халақитлар ҳам мавжуд бўлади. Бу халақитлар ЧМ сигналларининг амплитудасини ўзгартиради. Шу сабабли 11.14-расмда



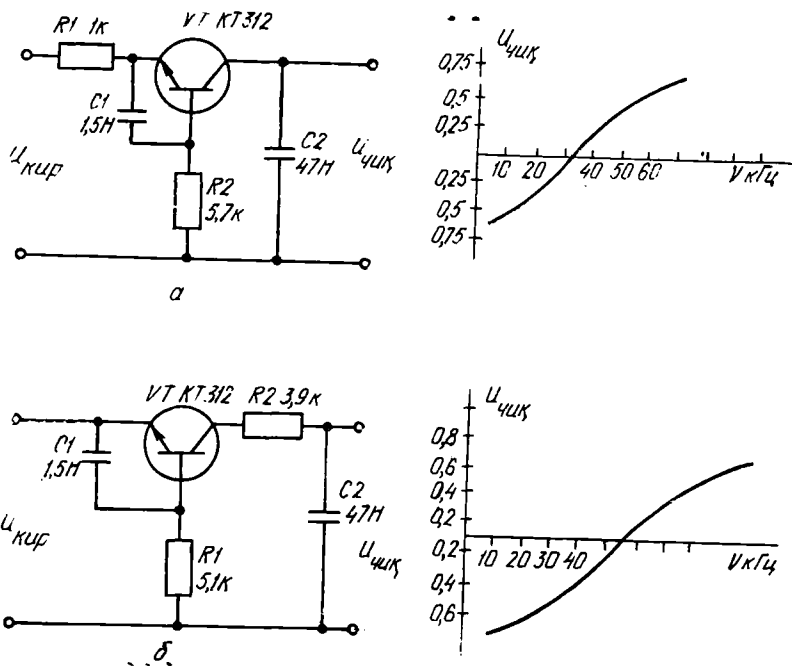
11.15- расм. ЧМ сигналларни детекторлашнинг касрий схемаси.

келтирилган детектор схемаси ёрдамида детекторлашдан олдин, сигнални амплитуда бўйича чеклагичлар ёрдамида тозалаш мумкин.

Детекторлашнинг яна бир схемаси 11.15-расмда келтирилган. Бу схемада чиқиш кучланиши контурдаги ток ва кучланиш орасида фаза силжиши ҳосил бўлиши ҳисобига ҳосил қилинади. Фаза силжишининг катта ёки кичик бўлиши контурга берилган сигнал частотасининг ўзгаришига боғлиқ бўлади. Схемда I ва II контурлар полосали филтрни ҳосил қилади. Индуктив ғалтак L , I контур билан кучли боғланган.

$L2$ ғалтак ўрта нуқтага эга бўлади, шу туфайли ундаги кучланиш ўзаро тенг, аммо фаза жиҳатидан қарама-қарши бўлган иккита $\frac{U_2}{2}$ кучланишдан иборат бўлади. Бу кучланишлар L ғалтакдаги U кучланиш билан қўшилиб, ҳар бири алоҳида $VD1$ ва $VD2$, $C4$ ва $C5$ дан иборат занжирларда ток ҳосил қилади. Контурга модуляцияланмаган тебранишлар берилса, унинг частотаси, контур частотасига тенг бўлиб, резонанс ҳосил қилади. Бу пайтда $X_c = X_l$ бўлганлиги туфайли $U + \frac{U_2}{2} = U + \frac{U_2'}{2}$. Лекин фаза жиҳатидан улар 180° га фарқ

қилади, кучланиш эса $U_{\text{чик}} = 0$ бўлади. Контурга ЧМ сигналлар берилганда $\omega_c > \omega_k$ ёки $\omega_c < \omega_k$ бўлади. Бу ерда ω_c ва ω_k мос равишда сигнал ва контур частоталари. Бу пайтда $x_c < x_L$ ёки $x_c > x_L$ бўлади, натижада диодлардан ўтувчи тоқлар миқдори тенг бўлса-да, фаза фарқи 180° га тенг бўлмайди. $VD1$ ва $VD2$ дан ўтувчи тоқларнинг $C4$, $R1$ ва $C5$, $R2$ да ҳосил қилган потенциал тушувларининг айирмаси фазалар фарқига ва пировард натижада частота девиациясига боғлиқ бўлади. Бу схемада $C3$ сиғими катта қилиб олинади ва шу сабабли унда товуш частотасига мос келган потенциал тушуви ҳосил бўлмайди. Шунга кўра амплитуда ўзгаришларига олиб келадиган шовқинлар ҳам йўқолади.

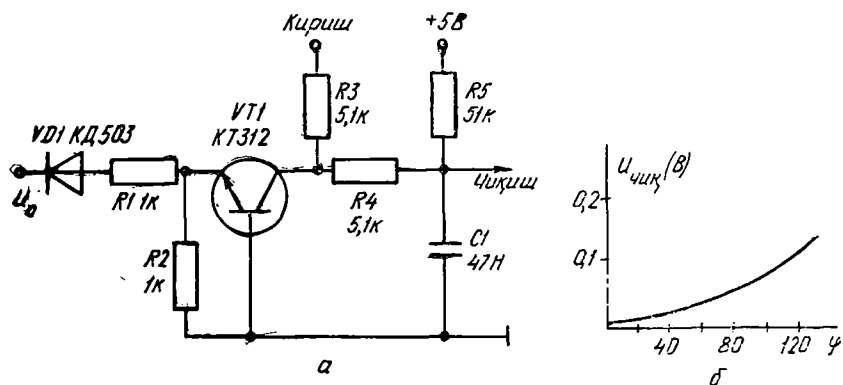


11.16-расм. ЧМ сигналларни детекторлашнинг актив схемаси.

ЧМ сигналларни детекторлашнинг актив схемалари 11.16-расмда келтирилган. Бу схемаларда RC — занжир частотага боғлиқ бўлиб, унга берилган сигнал фаза силжишга учрайди. 11.16-расм, а да $R2$ қаршиликдаги потенциал тушуви транзистордан ўтувчи токни бошқаради. $R2$ даги потенциалнинг фазаси $R1$, $C1$ дан иборат фаза силжитувчи занжир орқали бошқарилади. Бу ерда транзистор детектор вазифасини ҳам бажаради. 11.16-расм, б даги схемада $C1$, $R1$ да фаза силжитувчи занжир, $R2$, $C2$ да эса тўловчи занжир йиғилган. Ҳар иккала схема учун чиқиш кучланишларининг частотага боғлиқлик графиклари ҳам шу расмларда келтирилган.

3. Фаза бўйича модуляцияланган сигналларни детекторлаш

ФМ сигналларни детекторлашнинг принципиал схемаси ва чиқиш кучланишининг кириш кучланиши амплитудаси ва фазасига боғлиқ равишда ўзгариши 11.17-расмда келтирилган. Схемада транзистор калит режимида ишлайди. Схемага $VD1$ орқали таянч кучланиши берилади. Схемага таянч кучланиши берилмасдан



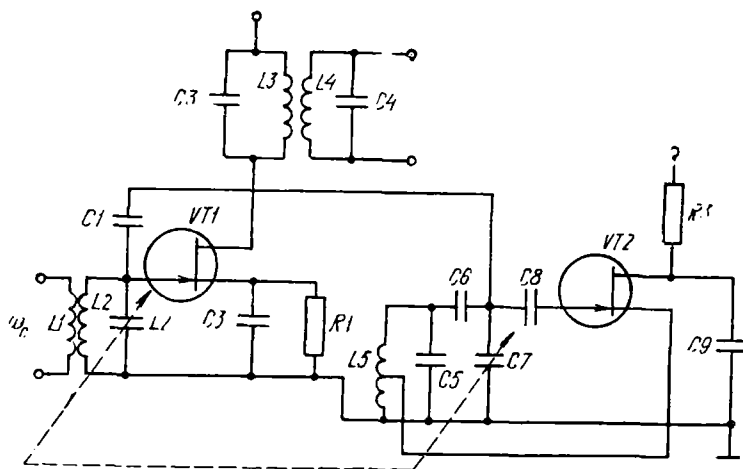
11.17-расм. Фаза модуляцияли сигналларни детекторлаш:

а — схемаси, б — $U_{чик}$ чиқишнинг фаза силжишга боғлиқлиги.

киришга фақат сигналнинг манфий қисми берилса, коллектор-база оралиги очилади ва чиқишда кучланиш бўлмайди. Киришга сигналнинг мусбат қисми берилса, коллектор-база ўтиши берки-тилади. Шу ҳолда таянч кучланиши берилса, транзистор очилади. Кириш сигналнинг токи эмиттерколлектор занжиридан ўтади. Таянч кучланишга нисбатан турлича фазага эга бўлган кириш сигнали чиқишда турли хил амплитудали кучланиш ҳосил қилади. Келтирилган схемада кириш сигналларининг амплитудаси 1 В, таянч кучланиши 2 В қилиб олинган.

11.4. СИГНАЛ ЧАСТОТАСИНИ ЎЗГАРТИРИШ

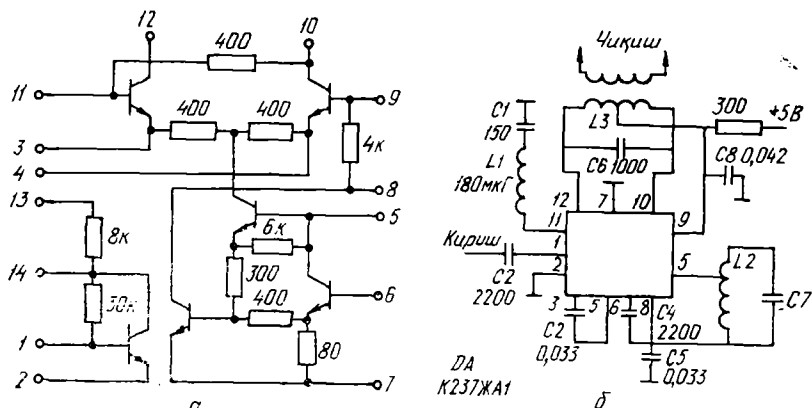
Приёмникларнинг сезгирлиги, танловчанлиги ва қувватини ошириш учун приёмник қабул қилган сигнал частотаси қандай бўлишидан қатъи назар, сигнал олиб келган информацияни ўзгартирмаган ҳолда, унинг элтувчи сигналининг частотаси ягона, яъни оралиқ частотага айлантирилади. Бу жараён частота ўзгартиргичлари ёрдамида амалга оширилади. Частотани ўзгартириш, асосий сигнални бошқа бир ёрдамчи сигнал билан ночизиқли элементда «аралаштириш» орқали амалга оширилади. Частота ўзгартиргичдаги ночизиқли элемент *аралаштиргич* деб, ёрдамчи сигнални ҳосил қилувчи генератор — *гетеродин* деб, чиқиш сигнали эса *оралиқ частота* деб аталади. Оралиқ частотали сигнал ҳосил қилувчи частота ўзгартгичнинг майдонли транзисторлар



11.18- расм. Частота ўзгартгич.

асосида йиғилган схемаси 11.18-расмда келтирилган. Схемада аралаштиргич $VT1$ асосида, гетеродин $VT2$ транзисторлар асосида қурилган. Схема қуйидагича ишлайди. Частотаси ўзгарилиши керак бўлган сигнал $L1$ орқали $L2$ га узатилади $L2$ ва $C2$ биргаликда тебраниш контури ҳосил қилиб қабул қилинган сигнал частотаси ўзгарганда $C2$ орқали контурни қайтадан резонансга созлаш мумкин. Бунда $L2$ ғалтак тебранишлар манбаи бўлиб хизмат қилади, контурда эса кучланишлар резонанси кузатилади. $VT2$ транзистор асосида трансформатор боғланишли, уч нуқталли генератор йиғилган. Генератор частотаси $L5$, $C5$, $C6$, $C7$ дан иборат контурнинг хусусий частотаси билан белгиланади. Бунда $C7$ ўзгарувчан бўлиб, $C2$ билан механик равишда боғланган. Кириш контурининг хусусий частотаси ўзгартирилса, гетеродин частотаси ҳам ўзгаради. Гетеродинда ҳосил қилинган электр тебранишлари $C1$ орқали $VT1$ затворига кириш сигналлари билан биргаликда берилади. Натижада бу тебранишлар «исток» орқали ўтаётган токда частоталарнинг турли хил комбинациясига мос келган ташкил этувчиларни ҳосил қилади. Бу тоқларнинг спектри (11—5) формулада келтирилган. «Сток» занжирида нагрузка сифатида $L3$, $C3$ ва $L4$, $C4$ дан иборат полосали филтър қўйилган. Бу филтър $\omega_c - \omega_r$ частотали, яъни гетеродин сигналидан, қабул қилинган сигнал айирмасига тенг бўлган частотали сигналларни ажратиб олади.

Радиоэшиттиришлар УТ — узун тўлқинлар (ДВ), УТ — ўрта тўлқинлар (СВ) ва ҚТ-қисқа тўлқинлар (КВ) диапазонида олиб борилганда оралиқ частота 465 кГц га тенг, ультрақисқа тўлқинларда олиб борилганда — УҚТ (УКВ) 8,4 МГц тенг қилиб танланган. Гетеродин сигнали ва кириш сигнали орасидаги фарқ ҳар доим 465 кГц (8,4 МГц) га тенг бўлиши учун кириш контуридаги сиғим ва гетеродин контуридаги сиғим маълум нисбатда



11.19-расм. К237ЖА1 микросхема асосида йиғилган частота ўзгартгич:

а — К237ЖА1 микросхеманинг ички тузилиши; б — принципал схемаси.

ўзгариши керак. Бунга эришилш учун гетеродин контуридаги $C7$ ўзгарувчан сифимли конденсаторга $C5$, $C6$ лар қўшиб уланган. 11.19-расмда К237ЖА1 микросхема асосида йиғилган частота ўзгартгич схемаси келтирилган. Схема $0,15 \div 15$ МГц частота диапазонида ишлайди. Кучайтириш коэффициенти 10 ва 12 учлари оралиғида ўлчанганда $150\text{—}350$ га тенг. Оралиқ частотага мос келган шовқинлар коэффициенти 6 дБ га тенг бўлиб, 2 ва 5 оралиғида ўлчанган гетеродин ишлаб чиқарган тебранишлар кучланиши $300\text{—}450$ мВ. Гетеродин частотаси $L2$, CL орқали белгиланади. Полосали филтр ҳосил қилувчи $L3$, $C6$ дан иборат контурнинг хусусий частотаси 465 кГц. $L1$ ва $C1$ дан иборат контурнинг хусусий частотаси ҳам 465 кГц га тенг.

11.5. СИГНАЛ ЧАСТОТАСИНИ КЎПАЙТИРИШ

Частотани кўпайтирувчи деб, ω_0 частотали тебраниш гармоник тебранишларни, $N\omega_c$ частотали гармоник тебранишларга айлантириб берувчи қурилмага айтилади.

Қуввати кичик бўлган частота кўпайтиргичларда ночизиқли элементлардан вертикап ишлатилади. Ночизиқли актив қаршиликнинг ФИК кичик бўлганлиги туфайли кам ишлатилади.

Катта қувватли частота кўпайтиргичлар транзисторлар ва лампалар асосида қурилади.

Ночизиқли элемент ёрдамида ҳосил қилинган тебранишлар гармоникасининг номери (N) орта бориши билан уларнинг амплитудаси камая боради. Шу билан биргаликда катта номерли тебранишларнинг шакли ҳам гармоник кўринишда ўзгаради. Шу сабабли транзисторли частота ўзгартиргичларда $N=2$ ёки 3 қилиб олинади. Частотани бундан кўпроқ қийматларга ўзгартириш учун қурилмани бир неча каскадли қилиб ясалади. 11.20-расмда

частота ўзгартиргичнинг транзисторли ва микросхемада йиғилган схемалари келтирилган.

Транзисторли схемада (а) киришга берилган гармоник сигнал билан чиқишда амплитуда бўйича чегараланиб чиққан сигнал қаршиликда қўшилади. Натижада чиқиш занжирида частотаси кириш сигнали частотасига нисбатан уч баробар катта бўлган сигнал ҳосил бўлади. Бу сигналнинг қўриниши идеал гармоник қўринишга эга бўлмайди, шу боисдан юқори гармоникаларини йўқотиш мақсадида сигнални филътр орқали ўтказиш керак бўлади.

Микросхема асосида (б) йиғилган схемада киришга берилган сигнал частотаси икки баробар кучайтирилади. Қ159НТ1 микросхема иккита бир хил транзистордан ташкил топганлиги туфайли паразит ташкил этувчи сигналларни 20 дБ гача камайитириш мумкин. Схемада оптимал режим базага 0,4 В силжиш кучланиши берилганда ҳосил бўлади. Кириш сигнали амплитудаси 0,5 В.

Частота кўпайтиргичларини қўллаб битта барқарор частотага эга бўлган генератор ёрдамида бир қанча частотали сигналларни олиш мумкин.

12-Б О Б

РАДИОУЗАТУВЧИ ВА РАДИО ҚАБУЛ ҚИЛУВЧИ ҚУРИЛМАЛАР

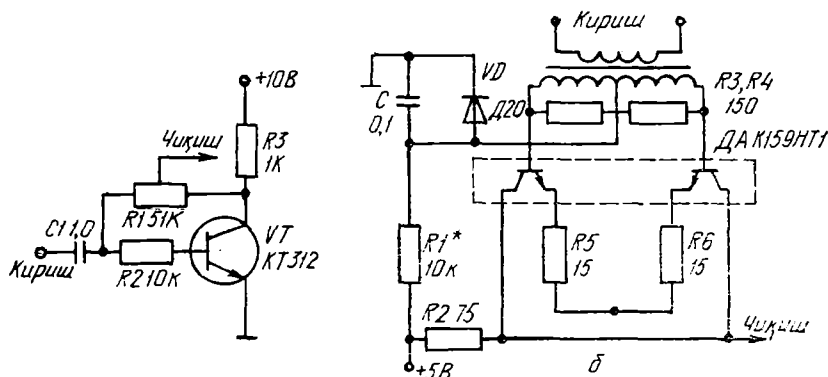
12.1. РАДИОУЗАТУВЧИ ҚУРИЛМАЛАР

Радиоузатувчи қурилманинг блок-схемаси 1-бобда келтирилган эди, яъни унда юқори частотали электромагнит тебранишлар ҳосил қилиниб, унинг бирор параметри (частотаси, амплитудаси ва ҳ.) узатилувчи хабар сигнаliga мувофиқ ўзгартирилади. Бу ўзгартириш модуляция деб аталиб, модуляцияланган сигналлар кучайтирилгандан сўнг антенна орқали тарқатилади.

Радиоузатувчи қурилмалар-радиоёшиттиришлар, телевизион кўрсатувлар, алоқа, радиолокация, радионавигация ишларини олиб боровчи қурилмаларга бўлинади. Бу қурилмаларнинг узатадиган хабарлари турлича бўлиб, иш жараёнида улар турли полосани эгаллайди.

Ишлатилиш жойига кўра радиоузатувчилар стационар ва кўчма турларга бўлинади. Кўчма радиоузатувчилар кемалар, самолётлар, автомобиллар, космик аппаратлар ва ҳ. ларга ўрнатилади. Радиоузатувчининг муҳим параметрларига унинг қуввати, оғирлиги ва ўлчамлари киради. Қувват параметрини кўрсатишда одатда, ўртача қувват келтирилади.

Нурлантириш қувватига кўра радиоузатувчилар қуйидагича жуда кичик ($P_{\sim} < 3 \text{ Вт}$), кичик ($P_{\sim} = 3 - 100 \text{ Вт}$), катта ($P_{\sim} = 10 - 500 \text{ кВт}$) ва ўта катта ($P_{\sim} \geq 500 \text{ кВт}$) қувватли турларга бўлинади. Радиоузатувчи қурилмаларнинг ишчи частотаси барқарор бўлиши керак. Радиоузатувчи қурилмалар ҳам ночизиқли



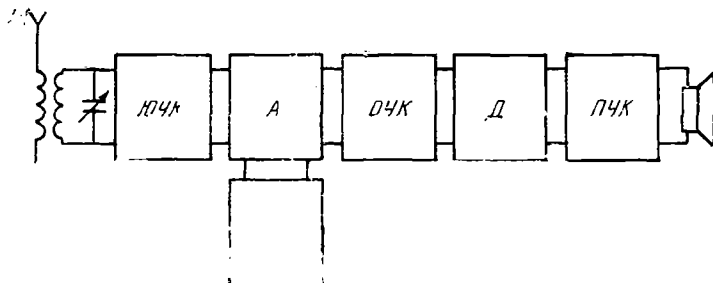
11.20- расм. Частота кўпайтиргичлари:
а — транзисторли; б — интеграл микросхемали.

занжирлар туркумига киради. Шу сабабли уларда ночизикли бузилишлар ҳам бўлади. Бунинг натижасида радиоузатувчи қурилма асосий частотасига нисбатан анча юқори частоталар ҳам ҳосил бўлади. Бундай частотали сигналлар бошқа радиостанциялар ишига ҳалақит бермаслиги учун қуввати кичик бўлиши керак.

12.2. РАДИО ҚАБУЛ ҚИЛУВЧИ ҚУРИЛМАЛАРНИНГ ТУЗИЛИШИ

Радиоприёмник, радио сигналларини тарқатувчи станцияларнинг сигналларини қабул қилиб, уларни кучайтирувчи, сўнгра товуш частотали сигналларга айлантирувчи қурилмадир. Радиоприёмник қабул қилган сигналлар турли усулда модуляцияланган бўлиши мумкин. Шунга кўра радиоприёмник мустақил қурилма бўлиб ишлаши билан биргаликда, бошқа қурилманинг таркибий қисмига ҳам кириши мумкин. Масалан, радио орқали бошқариладиган аппаратлар, радиолокация ишларида, радиотелеметрияда ва ҳ.

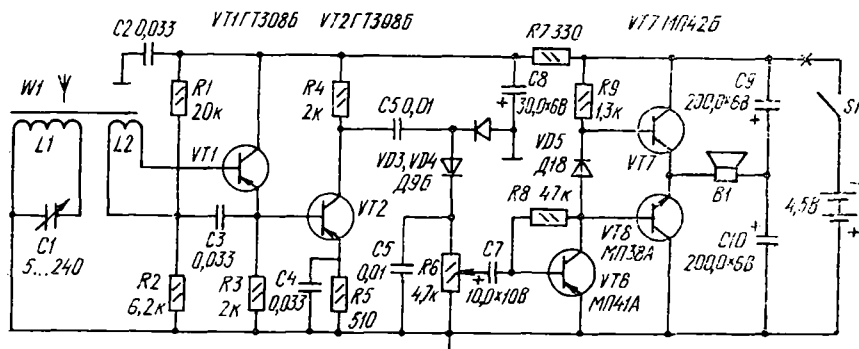
Сигналларни қайта ишлаш усулига кўра радиоприёмниклар икки турда бўлади: тўғридан-тўғри кучайтиргичли ва супергетеродинли приёмниклар. Тўғридан-тўғри кучайтиргичли радиопри-



12.1- расм. Супергетеродинли приёмникнинг блок-схемаси.

ёмникнинг блок-схемаси 1- бобда (1. 2- расм) келтирилган. Бу приёмникда радиосигнал антенна ёрдамида қабул қилиниб кириш кон-тури воситасида бирорта радиостанция сигнали ажратиб олинади. Сўнгра юқори частотали кучайтиргичда кучайтирилиб детектор-ланади. Ҳосил бўлган паст частотали сигнал паст частотали ку-чайтиргичда кучайтирилгандан сўнг электр тебранишларини товуш тебранишларига айлантирувчи динамикка узатилади. Тўғ-ридан-тўғри кучайтиргичли радиоприёмникларда юқори частотали кучайтиргич блокини кўп каскадли қилиб яшаш қийин. Чунки, кириш сигнали частотаси ўзгариши билан ҳамма каскадларни шу частотага созлаш зарур бўлади. Шу сабабли тўғридан-тўғри кучайтиргичли приёмниклар турли хил ўйинчоқлар ва совға буюмлари сифатида ишлаб чиқарилади.

Супергетеродинли радиоприёмникларда, сигнал радиоприём-никнинг кириш қисмида ажратиб олингандан сўнг, унинг элтувчи частотаси қандай бўлишидан қатъи назар, оралиқ частотали сиг-налга айлантирилиб олинади. Шундан сўнг асосий кучайтириш оралиқ частотада олиб борилади. Супергетеродинли приёмник-нинг блок-схемаси 12.1- расмда келтирилган. Супергетеродинли



12.2- расм. Тўғридан-тўғри кучайтиргичли транзисторли приёмникнинг принципиал схемаси.

приёмникнинг сезгирлиги, кучайтириш коэффициенти, танловчан-лиги ва шунга ўхшаш параметрларининг юқори бўлганлиги са-бабли, бундай радиоприёмниклар кўплаб ишлаб чиқарилади. Ишлатилиш жойига кўра радиоприёмниклар стационар ва кўчма турда бўлади. Стационар приёмникларда қўшимча равишда грам-пластинка ёзувларини қайта эшиттирувчи, магнит ленталари-даги ёзувларни қайта эшиттирувчи қурилмалар ҳам бўлиши мум-кин.

Кўчма приёмниклар исталган шароитда ишлатишга мўлжал-ланган бўлади. Уларга ихчам приёмниклар ва чўнтак приёмник-лари киради.

Автомобиль приёмниклари алоҳида гурппага кириб, автомо-биль ва автобусларда ишлатишга мўлжалланган. Барча приём-никларни бешта классга ажратиш қабул қилинган. Буларга олий

(0), I, II, III ва IV класслар киради. Энг содда приёмниклар IV классга тегишли бўлиб, мураккаблари олий классларга киради. Алоҳида ўта ихчам ва ёдгорлик буюмлари тарзида ишланган приёмниклар классларга кирмайди.

Автомобиль приёмниклари учта классга ажратилади: I, II ва III классга мансуб приёмникларнинг УҚТ (ультра қисқа тўлқинлар) диапазонлилари А гурпуага, аксинча Б гурпуага ажратилади.

Алоҳида электр токи тармоғидан таъминланиб ишловчи радио-приёмникларда стереофоник эшиттиришларни қабул қилиш қурилмалари ҳам мавжуд бўлиб, улар ҳам А, Б ва В гурпуаларга бўлинади. А ҳарфи билан олий класс белгиланса, В — билан энг қуйи класс белгиланади. 1970 йилдан бошлаб автомобиль приёмникларига ишлаб чиқарган корхонанинг номи қўйилиб ундан сўнг уч хонали рақам ёзилади. Биринчи рақам классни, иккинчи ва учинчи рақамлар ишлаб чиқарилган моделнинг конструкция номерини билдиради.

12.3. РАДИОПРИЁМНИКЛАРНИНГ УМУМИЙ ХАРАКТЕРИСТИКАЛАРИ

Радиоприёмник эга бўлган электр ва акустик параметрларининг турлича бўлишига қараб ҳар хил классларга ажратилади. Бу параметрлар қуйидагилардан иборат.

Радиоприёмник қабул қиладиган частоталар диапазони. Диапазон тўрт қисмдан иборат:

УТ (ДВ) узун тўлқинлар — 150 ... 408 кГц (2000 ... 735, 63 м);
УТ (СВ) ўрта тўлқинлар — 525 ... 1605 кГц (571,1 ... 186, 9 м)
ҚТ (КВ) қисқа тўлқинлар — 3,95 ... 12,1 МГц (75,9 ... 24,8 м);
УҚТ (УКВ) ультра қисқа тўлқинлар — 65, — 8 ... 73 МГц (4,56 — 4,11 м).

Қисқа тўлқинли диапазонда ишлайдиган радиостанциялар диапазон бўйича бир текис жойлашмасдан, айрим қисмларига кўпроқ тўпланган. Шу сабабли ҚТ диапазони бир нечта кичик (оралиқ) диапазонларга ажратилади. Бу оралиқ радиоприёмникларда қулайлик туғдириш мақсадида бутун шкала бўйлаб «чўзилади».

Чўзилган оралиқлар қуйидагича бўлади:

75 м — 3,95 ... 5,75 МГц (76 ... 52,2 м);
49 м — 5,95 ... 6,2 МГц (50,4 ... 48,4 м);
41 м — 7,1 ... 7,3 МГц (42,2 м ... 41,1 м);
31 м — 9,5 ... 9,775 МГц (31,6 ... 30,7 м);
25 м — 11,7 ... 12,1 МГц (25,6 ... 24,8 м).

Радиоприёмникнинг сезгирлиги деб, радиоприёмникнинг кучсиз радиосигналларни қабул қила олиш қобилияти тушунилади. У приёмникнинг чиқишида номинал қувват ҳосил бўлиши учун киришга берилиши керак бўладиган минимал кучланиш миқдори билан ўлчанади.

Танловчанлиги деб, приёмник киришига берилган кўп сигналлар ичидан биттасини ажратиб олиш қобилияти тушунилади. Танловчанлик қўшни радиостанция сигнаliga, частотаси оралиқ частотага тенг бўлган халақит сигналларига нисбатан асосий сигналнинг амплитудаси неча баробар катта эканлигини кўрсатади.

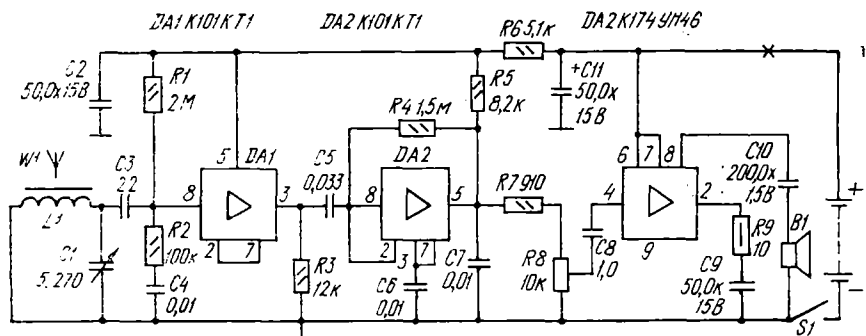
Номинал чиқиш қуввати — приёмникнинг чиқишида ночизиқли бузилишлар маълум чегара қийматдан катта бўлмайдиган шароитда олинган қувват. Истеъмол қуввати орқали приёмникнинг тежамкорлик даражаси аниқланади. Истеъмол қуввати приёмникда актив элементларнинг кўп ёки камлиги билан белгиланади.

12.4. ПРИЕМНИК СХЕМАЛАРИ

Ҳозирги кунда мамлакатимиз радиосаноати жуда хилма-хил радиоприёмниклар ишлаб чиқармоқда. Улар қайси синфга мансублигига қараб турли мураккабликда ясалади. Бу приёмникларнинг схемалари, конструктив тузилишлари справочникларда [27] келтирилган.

Биз бу приёмниклардан транзистор ва интеграл микросхемада йиғилган тўғридан-тўғри кучайтиргичли ҳамда супергетеродинли приёмник билан танишиб чиқамиз.

Транзисторда йиғилган тўғридан-тўғри кучайтиргичли приёмникнинг принципиал схемаси 12.2-расмда келтирилган. Приёмникда радиосигналлар $W1$ магнит антеннаси ёрдамида қабул қилинади. $L1$ ва $C1$ кириш контури ҳосил қилиб, унинг хусусий частотаси бирор-бир радиостанция тарқатаётган тўлқинлар частотасига созланади. $L1$ ва $L2$ индуктив боғланган ғалтаклар бўлиб кириш контурида ажратиб олинган тебранишлар кучайтириш учун $VT1$ транзисторига берилади. $VT1$ да кучайтирилган юқори частотали амплитуда модуляцияли тебранишлар $VT2$ га берилади. Бу приёмникда юқори частотали кучайтиргич нагрузкаси қаршилиқдан иборат бўлган $VT2$ транзистор асосида йиғилган. Албатта бундай схемали юқори частотали кучайтиргичнинг кучайтириш коэффициенти юқори бўлмайди. Шу сабабли тебранишлар энергиясидан максимал фойдаланиш учун икки ярим даврли детектордан фойдаланилади. Бу детектор сифатида приёмникда $VD3$, $VD4$ диодлари ишлатилади. Детекторланган сигнал товуш баландлигини бошқарувчи резистор $R6$ ва $C7$ конденсатор орқали дастлабки паст частотали кучайтиргичга берилади. $VT6$ да сигнални ток ва кучланиш бўйича дастлабки кучайтириш босқичи, $VT7$ ва $VT8$ да эса сигнал токини кучайтирувчи симметрик эмиттер такрорлагич йиғилган. $VT7$ ва $VT8$ транзисторлари базасида бошланғич силжиш кучланиши $VD5$ диодида потенциал тушувидан ҳосил қилинади. Радиокарнай $VT7$ ва $VT8$ ларнинг эмиттерлари уланган нуқта билан $C9$, $C10$ конденсаторлар уланган нуқта оралиғига уланган. Бундай улаш кўприксимон улаш деб аталиб, схема ток манбаига уланиш пайтида транзисторлар наг-



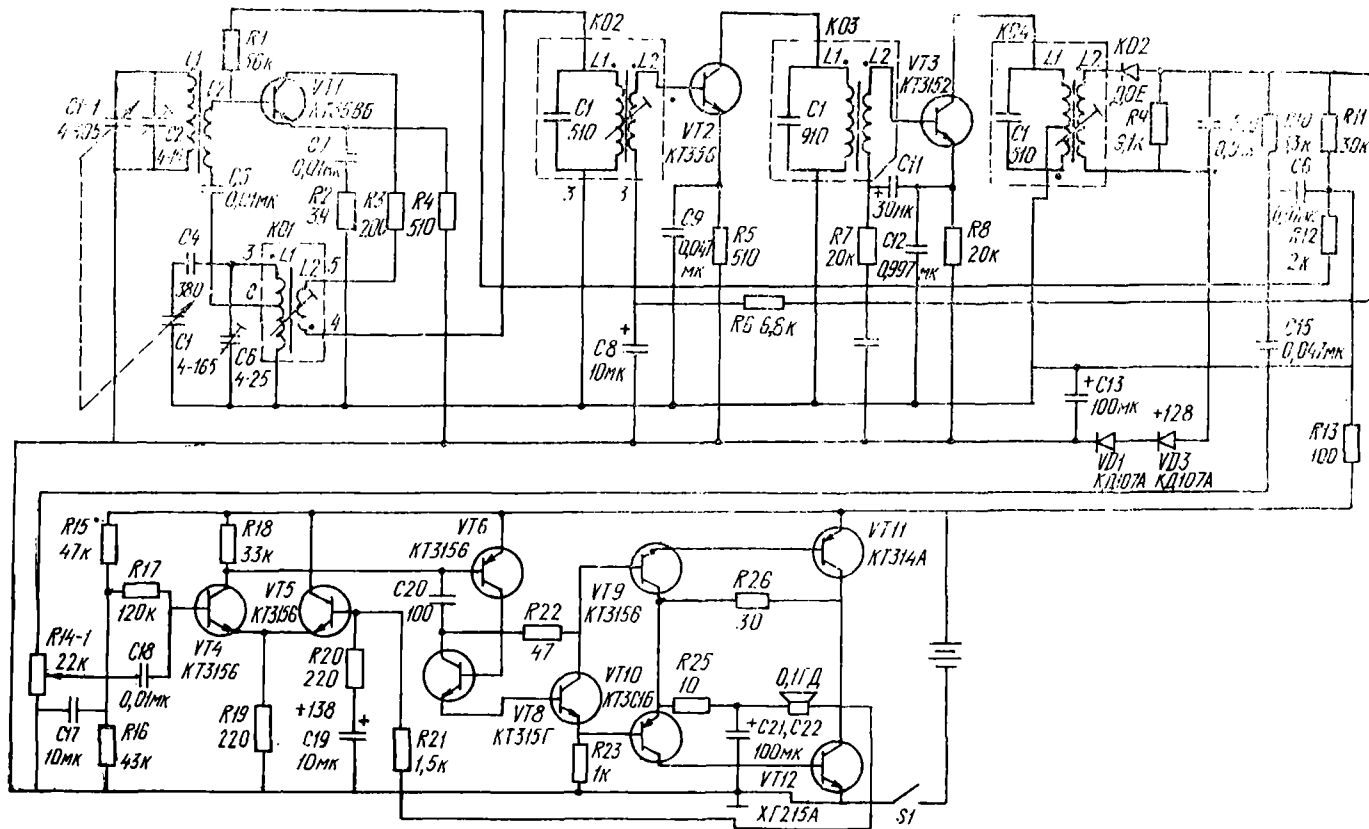
12.3- расм. интеграл микросхемаларда йиғилган радиоприёмник.

рузка токи ҳосил қилмайди. 12.3-расмда учта интеграл микро-схемали тўғридан-тўғри кучайтиргичли радиоприёмник схемаси келтирилган. *DA1* ва *DA2* микросхемалари юқори частотали кучайтиргич ва детекторлаш вазифасини бажарса, *DA3* паст частотали кучайтиргич бўлиб ишлайди. Супергетеродинли при-ёмникларга мансуб бўлган «Волхов» деб аталадиган бир диапа-зонли чўнтак приёмнигининг принципаал схемасини келтириб ўтамиз. Приёмник ички магнит антенна ёрдамида ўрта тўлқинли диапазонда ишлайдиган радиотўлқинларни қабул қилишга мўл-жалланган «Волхов» радиоприёмнигининг принципаал схемаси 12.4-расмда келтирилган. Схепада 12 та транзистор ва учта диод ишлатилган.

Кириш контурининг индуктив ғалтаги *L1* ва боғланиш ғалта-ги *L2* феррит стерженига ўралиб магнит антеннасини ҳосил қила-ди. Частота ўзгартгич билан кириш контури ўзаро индуктив ало-қа воситасида боғланган. Частота ўзгартгич ва гетеродин *VT1* транзисторида йиғилган. Гетеродин оддий уч нуқтали генератор схемасида тузилган. Кириш контурида ажратиб олинган сигнал ва гетеродин кучланишлари *VT1* транзисторининг базасига бери-лади. Частота ўзгартгичнинг нагрукаси вазифасини, оралиқ частота (465 кГц) га созланган резонансли контур *Ko2* ўтайди.

Оралиқ частотали кучайтиргич 2 каскадли бўлиб *VT2* ва *VT3* транзисторларида йиғилган. Ҳар иккала транзисторнинг нагрук-каси бир контурли оралиқ частотали филътр (*Ko3* ва *Ko4*) дан иборат. Детектор *VD2* нинг нагрукаси бўлиб *R14* ўзгарувчан резистор ишлайди. *VD2* диоддан ўтаёган токнинг ўзгармас таш-кил этувчиси кучайтиришни автоматик равишда бошқариш учун ишлатилади. Бу кучланиши *VT2* транзистор базасига *R6*, *C8* филътр орқали берилади. *VT1* ва *VT3* транзисторларидан ўтувчи донмий токни барқарорлаш учун, база занжирларига ва *VD1* ва *VD3* лар уланган.

Паст частотали (товуш частотали) кучайтиргич тўрт каскадли бўлиб, каскадлараро бевосита боғланишли қилиб ясалган. Би-



12.4- рasm. «Волхова» радиоприёмнигининг принципнал схемаси.

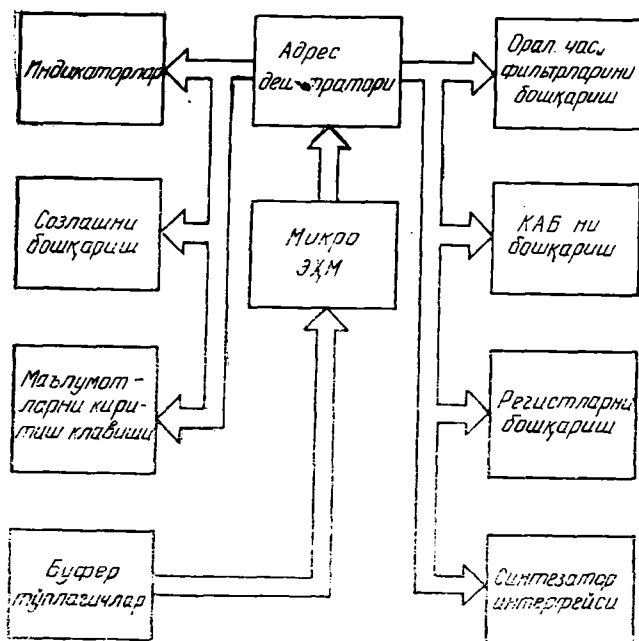
ринчи каскад $VT4$ ва $VT5$ транзисторлари асосида йиғилган бўлиб, дифференциал кучайтиргичдан иборат. Иккинчи каскад $VT6$ транзисторида умумий эмиттерли схема бўйича йиғилган. $VT9$ ва $VT10$ транзисторларида фазаинверсия каскади йиғилган. Чиқиш каскадининг $VT11$ ва $VT12$ транзисторлари ҳам умумий эмиттерли схема бўйича уланган. Улар икки тактли схемани ташкил қилиб AB кучайтириш режимида ишлайди. Дифференциал кучайтиргич ҳамда термостабилаштирувчи элементлар ($VT7$ ва $VT8$) транзисторлари база инверсияловчи ва чиқиш каскадларидаги транзисторлар режимининг барқарорлигини таъминлайди. Чиқиш каскадининг нагрузкаси бўлиб қаршилиги 8 Ом бўлган B радиокарнай хизмат қилади. Паст частотали кучайтиргичда юқори частоталар бўйича частота коррекцияси $C20$ конденсатор орқали амалга оширилади. Кучайтиргичнинг бутун тракти манфий тескари боғланиш орқали боғланган бўлиб унинг чуқурлиги $R21$ қаршилиги ва $R20$, $C19$ элементларида бажарилган тақсимлагич билан белгиланади.

Ҳозирги даврда радиоприёмник кўрсаткичларини яхшилаш борасида маълум ишлар амалга оширилмоқда.

Бунга приёмникларда қабул қилинган сигнал частоталарини бир марта эмас, балки икки марта ўзгартириш принципини келтириш мумкин. Одатдаги приёмникда сигнал частотаси оралиқ частотага айлантирилар эди, яъни бунда қабул қилинган сигнал ω_c оралиқ частота ω_{op} дан $\omega_c > \omega_{op}$ катта. Тавсия қилинаётган приёмник структурасида эса $\omega_{op} > \omega_c$. Бундай ҳолда «оралиқ» частота приёмник қабул қилиши мумкин бўлган частоталар диапазони оралиғига тушмайди ва унинг танловчанлиги кескин ортиши мумкин. Шундай қилинганда приёмникни созлаш фақат гетеродин частотасини ўзгартириш йўли билан амалга оширилади. Юқори частотали кучайтиргич эса созловчи элементларсиз кенг полосали кучайтиргич бўлади ҳолос. Иккинчи томондан, гетеродин ишлаб чиқариш зарур бўлган частоталар оралиғи ҳам камаяди. Масалан $t_{c\min} = 2\text{ МГц}$, $f_{\max} = 30\text{ МГц}$ бўлиб, $f_{op} = 465\text{ кГц}$ бўлса, диапазонни қоплаш коэффициенти $k_k = f_{\max}/f_{\min} = 12,2$ бўлиши керак. Айнан шу диапазон учун $f_{op} = 40\text{ МГц}$ қилиб олинса, $k_k = 1,66$ бўлади. Бундай приёмникни аралаштиргичи жуда кам шовқинга эга бўлиши керак.

Шу пайтга қадар ишлатилиб келинаётган приёмникларда овоз баландлиги кучайтиргич режимини ўзгартирилиб бошқариш эди. Эндilikда юқори ва оралиқ частота кучайтиргичлари кучайтириш коэффициентларини алоҳида транзисторлар ёрдамида бошқариш схемалари ишлаб чиқилди. Биринчи юқори частотали «оралиқ» частота қарама-қарши канал (акс сигнал — $f_{акс} = f_r + 2f_{op}$) бўйича танловчанликни оширса-да, қўшни каналлар бўйича бу кўрсаткичлар таъминланмайди. Шу сабабли иккинчи частота ўзгартиргични қўллаш зарур бўлади. Частота иккинчи марта ўзгартирилганда одатдаги $f_{op} = 465\text{ кГц}$ га айлантирилади.

Бу приёмникларда унинг ишини бошқариш микро ЭХМ орқали бошқарилади. Бошқарувчи жараёнлар вазифасига қуйидаги-



12.5- расм. Приёмник ишнни микро ЭЦМ билан бошқаришнинг блок схемаси.

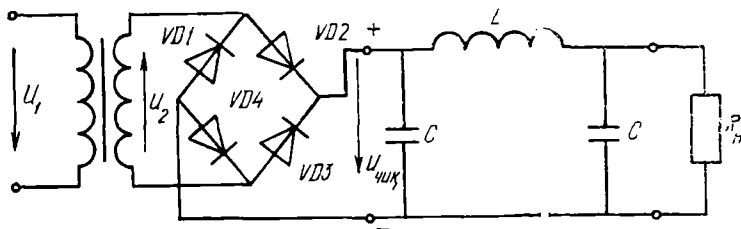
лар киради: приёмник дисплейли клавишларидан приёмник иши ҳақида маълумот қабул қилиш; приёмникни керакли частотада созлаш; бундан ташқари, олдиндан белгилаб қўйилган частотага тезкорлик билан созлаш; частота ўтказиш полосасини белгилаш; КАБ (АРУ) хизмати; частотани синтезловчи қурилма ишнни бошқариш; бузилишларни аниқлаш; ҳолатларни қайд қилиш.

Бошқарувчи қурилма схемаси 12.5-расмда келтирилган.

12.5. РАДИОҚУРИЛМАЛАРНИ ЭНЕРГИЯ БИЛАН ТАЪМИНЛАШ МАНБАЛАРИ

Маълумки, электр тармоқларидаги кучланиш ўзгарувчан бўлади, радиоқурилмалар эса ўзгармас ток истеъмол қилади. Ўзгарувчан ток энергиясини ўзгармас ток энергиясига айлантириб берувчи қурилмалар таъминлаш қурилмаси деб аталади.

Одатдаги таъминлаш қурилмаси трансформатор, тўғрилагич, филтр, стабилизатор ва ҳимоя схемасидан иборат. Трансформаторнинг бирламчи чулғами ўзгарувчан ток тармоғига, иккиламчи учи эса тўғрилагичга уланади. Тўғрилагичдан ўтган токнинг йўналиши тўғриланганлиги учун унинг амплитудаси ҳали ўзгарувчан бўлади. Шу сабабли тўғрилагичнинг чиқишига филтр уланади



12.6- рasm. Фильтрли тўғрилагич схемаси.

(12.6-рasmда). Стабилизатор эса тармоқ кучланиши ёки қурилманинг ток истеъмол қилиши даврида таъминлаш кучланишини доимий сақлашдан иборат. Ҳимоя схемаси кучланиш ёки ток кучи маълум номинал қийматдан ортиб кетганда таъминлаш блокинни узиб қўяди.

12.6- рasmда тўғрилагич ва филтрдан иборат оддий таъминлаш қурилмаси келтирилган. Унда $VD1 - VD4$ диодлар шундай уланганки, кучланиш ҳар қандай ўзгарганда ҳам R_n қаршиликдан бир йўналишда ток ўтади. LC дан иборат паст частотали филтър 3- бобда кўриб ўтилганидек, токни ўзгарувчан ташкил этувчилардан филтърлайди. Бунда L ва C лар шундай танланадики, LC занжирнинг резонанс частотаси $2\omega(1/\sqrt{LC} < 2\omega)$ дан кичик бўлсин. У ҳолда пульсация коэффициенти

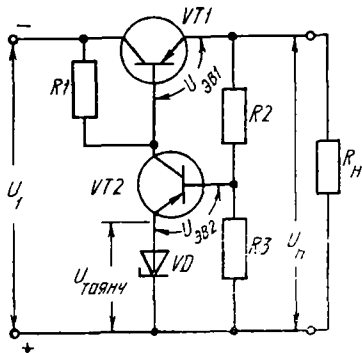
$$K_{CL}(2\omega) \approx \frac{1}{4\omega^2 LC} \quad (12-1)$$

га тенг бўлади.

LC филтър ёрдамида филтърланган кучланишнинг пульсацияси анча катта бўлади. Шу сабабли пульсацияни камайтириш мақсадида стабилизаторлар қўлланилади. Стабилизаторлар ишлаш принциpigа кўра тескари боғланиш орқали бошқарилувчи ва тескари боғланишсиз турларига бўлинади.

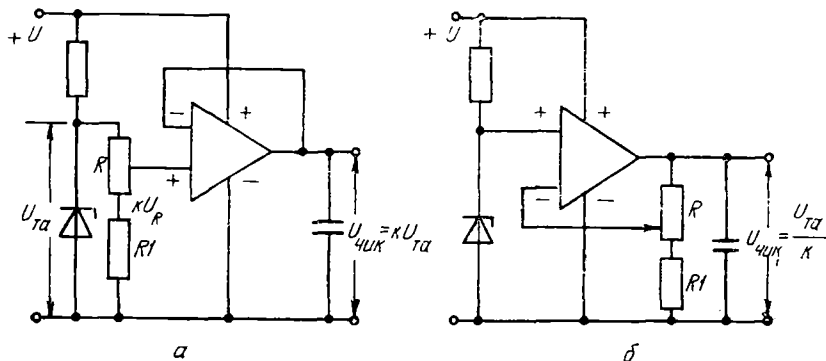
12.5.1. Компенсацион стабилизаторлар

Тескари боғланишсиз стабилизатор. Стабилизаторнинг оддий схемаси 6.22- рasmда келтирилган эди. Бундай типдаги стабилизатор параметрик стабилизатор деб аталади. Параметрик стабилизаторлар ток кичик бўлганда, ток кучи каттароқ бўлганда эса компенсацион стабилизаторлар ишлатилади. Улар тескари боғланишли стабилизаторларга киради. Шундай стабилизаторлардан бири 12.7- рasmда келтирилган. Бунда $VT1$ бошқарувчи, $TV2$ кучайтирувчи транзисторлар. VD стабилитрон таянч кучланиши ҳосил қилади. $R2$ ва $R3$ кучланиш тақсимлагич ва-зифасини бажаради. $VT2$ транзистор базасидаги потенциал коллекторга нисбатан манфий. $VT2$ транзисторнинг $U_{эб2}$ кучланиши $VT2$ коллектор токи ва стабилитрон токини, $VT1$ нинг эмиттер — база кучланиши эса $U_{эб1}$, $VT1$ эмиттери ва $VT2$ коллектори орасидаги потенциалла-



12.7- расм. Тескари боғланишли компенсацион стабилизатор.

кучланишлар олиш мумкин. Операцион кучайтиргичли стабилизатор схемаси 12.8- расмда келтирилган.



12.8- расм. Операцион кучайтиргичли стабилизаторлар:

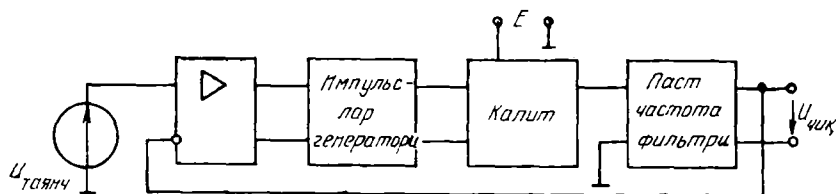
а — чиқиш кучланиш таянч кучланишидан кичик бўлганда; б — катта бўлганда.

12.5.2 Импульсли стабилизаторлар

Импульсли стабилизаторлар ҳам тескари боғланишли стабилизаторларга кирилади. Унинг ишлаш принципи истеъмолчининг манбага маълум муддатга (T_1) уланиши, маълум муддатга ($T - T_1$) узиб қўйилишига асосланган. Агар манба кучланиши E бўлса, истеъмолчидаги кучланишнинг ўзгармас ташкил этувчиси

$$U_{\text{чик}} = E \frac{T_1}{T} \quad (12 - 3)$$

га тенг бўлади. T_1 ни ўзгартириб чиқиш кучланишини бошқариш мумкин.



12.9- расм. Импульсли компенсацион стабилизаторнинг блок-схемаси.

Импульсли компенсацион стабилизаторнинг блок схемаси 12.9-расмда келтирилган.

Ишга туширувчи импульслар даври импульслар генератори ишлаб чиқараётган импульслар билан белгиланади. Бу импульслар калитни бошқариб E манбани керакли муддатга узиб ёки улаб туради. Паст частотали фильтр чиқиш кучланишининг ўзгармас ташкил этувчисини ажратиб беради. Таянч кучланиши манбаи кучайтиргич билан биргаликда импульслар генераторини бошқариб туради.

Импульсли стабилизаторлар сифатида транзисторли ёки тиристорли калитлар, фильтр сифатида LC занжир ишлатилади. Импульслар генератори вазифасини мультвибратор ёки бошқа генераторлар бажариши мумкин.

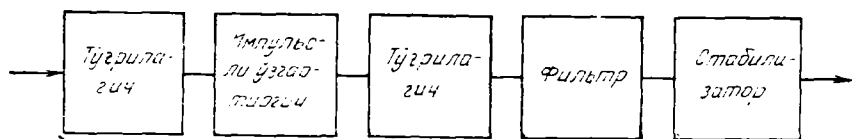
Импульсли стабилизаторлар кўпинча катта қувватли қурилмаларни таъминлашда ишлатилади. Шу сабабли бошқариш қурилмаси интеграл схемаларда, калит эса дискрет элементлардан ясалади. Уларнинг фойдали иш коэффициенти 85% гача боради.

Кичик ўлчамли таъминловчи қурилмалар. Интеграл схемаларнинг яратилиши радиоэлектрон қурилмаларнинг ихчамлашувига олиб келди. Шу сабабли трансформаторли тўғрилагич манбалари бу қурилмаларни қаноатлантирмай қолди. Трансформаторли манбанинг асосий камчилиги, трансформатор ўлчамларининг (оғирлигининг) катталигидадир. Ҳақиқатдан ҳам трансформатор қуввати

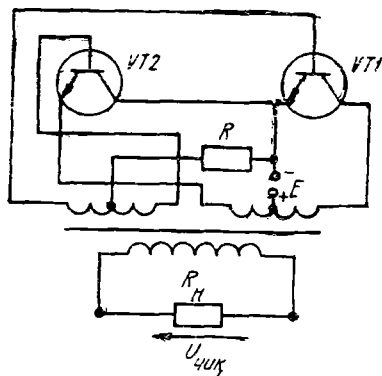
$$P = 2,22 Q_c \cdot Q_g \cdot f \cdot B \cdot j \cdot \eta \cdot k_c \cdot k_g \quad (12-4)$$

га тенг. Бунда Q_c , Q_g мос равишда трансформатор стерженининг ва ўзак тирқишининг юзи; f — кучланиш частотаси, $B \leq B_m$, B_m — ўзакнинг тўйиниши; j — чулғамдаги ток зичлиги; η — ФИҚ, k_c , k_g — ўзак ва дарчанинг тўлиш коэффициенти. Бундан кўриниб турибдики, P ни ўзгартирмай сақлаган ҳолда, ўлчамларини камайтириш учун f , B , j , η , k_c ва k_g ларни ошириш керак бўлади. B ўзак материалига боғлиқ бўлиб ферромагнитлар қўллаш билан уни маълум миқдорда ошириш мумкин. j ни ошириш кўп иссиқлик ажралишига сабаб бўлади. Трансформатор ўзаги кўринишини оптимал ҳолатга келтириш билан k_c ва k_g ларнинг қийматини 0,75—0,85 ва 0,2—0,4 гача етказиш мумкин.

Демак, трансформатор ўлчамларини кичрайтиришнинг самарали йўли f ни оширишдан иборат. Бу йўлдан бориш таъминлаш қу-



12.10-расм. Импульсли таъминловчи манба.

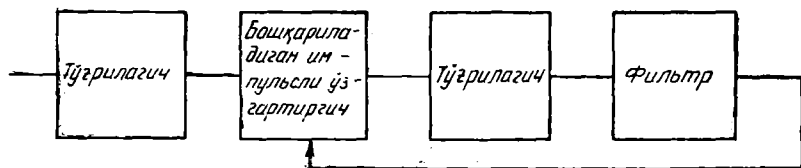


12.11-расм. Импульсли ўзгартигич.

рилмаси структурасини ўзгартиришни тақозо этади. Чунки тармоқ кучланиши частотаси ўзгармас бўлганлигидан, таъминловчи қурилма 12.10-расмда келтирилганидек тузилади.

Тармоқ кучланиши тўғрилагичнинг киришига тўғридан-тўғри берилади. Тўғриланган кучланиш импульсли ўзгартигичга берилади ва унда ўзгармас ток энергияси катта частотали (бир неча ўн кГц) ўзгарувчан ток энергиясига айлантирилади.

Бу схема унумли ишлаши учун импульсли ўзгартиргичнинг ФИК катта бўлиши керак. Импульсли ўзгартиргичлар мусбат тескари боғланишга эга бўлган трансформаторли икки тактли генератордан иборат бўлади (12.11-расм). Импульсли таъминлаш манбаларини шунингдек бошқарилувчи схемада тузиш мумкин



12.12-расм.

(12.12-расм). Бунда чиқиш кучланишини барқарорлаш импульслар давомийлигини ўзгартириш орқали амалга оширилади.

Ҳозирги замон бошқарилувчи импульсли таъминловчи қурилмаларнинг ФИК бирга яқин.

13-Б О Б

ТЕЛЕВИДЕНИЕ АСОСЛАРИ

13.1. ТЕЛЕВИЗИОН СИГНАЛЛАРНИ УЗАТИШ ПРИНЦИПИ

Ҳаракатланувчи ва ҳаракатсиз жисмларнинг тасвирини радио-электрон қурилмалар ёрдамида узатиш ва қабул қилиш масалалари билан шуғулланадиган соҳа *телевидение* деб аталади.

Телевидение учта физик жараён: ёруғлик энергиясини электр сигналларига айлантириш; электр сигналларини узатиш ва қабул қилиш; электр сигналларини оптик тасвирга айлантиришга асосланган.

Бу масалаларни ҳал қилиш иккита принцип асосида бажарилади. Биринчидан, тасвир жуда кичик (элементар) юзачаларга (элементларга) бўлинади, иккинчидан — бу элементар юзаларнинг равшанлиги кетма-кет узатилади.

Масалани бу принципларга кўра ҳал қилиш инсон кўзининг хусусиятларига боғлиқ. Чунки узатилган ва қабул қилинган тасвирни кўз қабул қилади. Инсон кўзи нарсаларни маълум бир бурчак остида кўради. Агар иккита элемент оптимал ёритилганлик ва контрастликка эга бўлиб, улар орасидаги кўриниш бурчаги (масофаси) бир минутдан ($1'$) кичик бўлса, кўз уларни биридан ажратилмаган битта яхлит ҳолда кўради. Шу сабабли тасвир кичик элементларга бўлинганда буни ҳисобга олиш даркор. Иккинчидан, кўз тез бўлиб ўтадиган жараёнларни илғашда ҳам маълум чегарага эга, яъни иккита жараённинг ўтиш кетма-кетлиги $1/25$ с дан кам бўлса, уларнинг кетма-кетлигини дискрет ҳолда эмас, балки узлуксиз ҳолда кўради.

Нарсаларни рангли ҳолда кўриш ҳақида қуйидагиларни айтиш мумкин. Инсон кўзининг кўриши кўздаги ёруғликка таъсирчан нерв учлари билан (Фоторецепторлар) аниқланади. Фоторецепторлар икки хил: колбачалар ва таёқчалар кўринишида бўлади. *Колбачалар* кундузги кўриш рецепторлари деб аталиб, ёруғликка унчалик сезгир бўлмасдан, кўпроқ рангларни ажратиш хусусиятига эга. *Таёқчалар* — ғира-шира кўриш рецепторлари деб аталиб, рангларни фарқлай олмайди, лекин ёруғликка сезгир бўлади. Кўзнинг марказий қисмида фақат колбачалар бўлиб, четки қисмларида колбачалар ва таёқчалар бўлади. Г. Гельмгольц назариясига кўра колбачалар асосан қизил, яшил ва кўк рангларга сезгир бўлади. Предметдан қайтган ёруғлик кўзга тушганда колбачаларни уйғотади. Колбачалар уйғониб ёруғликни жамланган ҳолда маълум бир ранг тасвирида беради. Масалан, қизил ва яшил ранглар биргаликда сариқ рангда кўринади. Бу ранглар маълум бир нисбатда қўшилганда оқ ранг ҳосил бўлади.

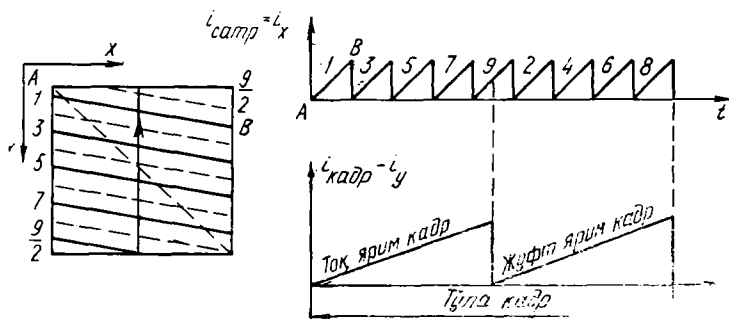
$$E_0 = 0,3 E_k + 0,59 E_y + 0,11 E_k \quad (13-1)$$

бу ерда E_0 , E_k , E_y ва E_k лар, оқ, қизил, яшил ва кўк ранглар оқинининг интенсивлиги.

Жуда майда элементларнинг рангини кўз фарқлай олмайди. Улар умумий ҳолда кулранг ҳолда кўринади. Шунинг ҳисобга олган ҳолда, ранг ҳақидаги информацияни элтувчи сигналнинг эгаллаган частоталар полосасини камайтириш мумкин.

Юқорида айтиб ўтилганидек, тасвирни ҳаракатланаётган ҳолда кўриш учун телевизион приёмник (телевизор) экранда кадрлар навбатма-навбат ўтказилади. Бунда ҳар бир кадр кўз илғамайдиган элементчалардан ташкил топган бўлади. Бир қатор жойлашган элементлар сатр деб аталади. Мамлакатимизда битта телевизион кадрда 625 та сатр мавжуд. Инсон кўзининг вертикал йўналишга нисбатан, горизонтал йўналишдаги кўриш бурчаги катта бўлади. Шунга кўра тасвир формати ҳам 4:3, яъни экраннинг кенглиги, унинг баландлигига нисбатан 1,3 марта катта олинади. Бунинг ҳисобга олсак, битта кадрда тахминан 520000 та элемент бўлади.

Тасвирни узатиш ва қайта кўрсатиш элементларни навбатма-навбат узатиш ва кўрсатишга асосланган. Шу боис ҳар бир элементдан ёритилганлик ҳақидаги информация электрон нур орқали олинади ва қайта кўрсатилади. Чунки кўзда жараёнлар кетма-кетлигини эслаб қолиш қобилиятини ҳисобга олган ҳолда 1 с ичида камида 25 та кадр ўтиши керак. Бунинг учун 1 с ичида $625 \times 25 = 15625$ сатрга кирувчи элементлардаги информацияни олиш зарур бўлади. Шу сабабли информацияни олишда, катта инерцияга эга бўлган механик узиб-улагичларни ишлатиш мумкин бўлмаганлиги туфайли электрон нурдан фойдаланилади. Электрон нурни оғдирувчи система сифатида магнит майдонидан фойдаланилади. Бунда электрон нур чапдан ўнгга ва юқоридан пастга бир вақтнинг ўзида оғдирилади. Бу оғдириш электрон нурни ёйиш деб аталади (13.1-расм). Электрон нурнинг X ўқи бўйлаб ҳаракатланиши сатр бўйича ёйиш дейилса, y ўқи бўйлаб ҳаракатланиши эса кадр бўйича ёйиш деб юритилади. Кадрни узатиш пайтида тасвирсиз сатрлар йиғиндиси *растр* деб аталади. Ҳозирги кунда телевизион эшиттиришларда олдин тоқ номерли

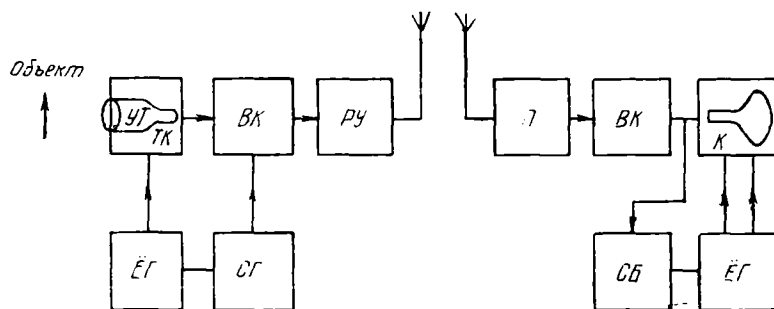


13.1- расм. Электрон нурни вертикал ва горизонтал йўналишда ёйиш (а); сатр бўйича (б) ҳамда кадр бўйича (в); ёйувчи кучланишларнинг шакли.

сатрлар ёйилса, сўнгра жуфт номерли сатрлар ёйилади. Бунда бутун кадр икки қисмдан, яъни иккита ярим кадрдан иборат бўлади. Нурнинг чапдан ўнгга силжиши тўғри йўналиш деб, ўнгдан чапга қайтиб келиши тескари йўналиш деб қабул қилинган. Тескари йўналишдаги нурнинг қайтиш вақти тўғри йўналишни кига нисбатан кичик бўлади. Масалан, сатр бўйича тескари йўналиш вақти тўғри йўналиш вақтининг 10—18%, кадр бўйича 5—8% ни ташкил қилади.

Электрон нурни магнит майдон таъсирида оғдириш учун оғдирувчи ғалтаклардан ток ўтказилади. Бу тоқларнинг шакли аррасимон кўринишга эга бўлиб, махсус оғдирувчи генераторлар томонидан ишлаб чиқарилади (13.1-расм б ва в). Сатр бўйича ёювчи генератор ишлаб чиқарган импульсларнинг частотаси 15625 Гц, кадр бўйича ёювчи генераторники эса 50 Гц га тенг. Бундан ташқари, узатувчи система ва қабул қилувчи система ўзаро синхрон ишлаши керак. Шунинг учун узатувчи системадан тасвир сигналлари билан биргаликда ёйиш генераторлари ишини бошқарувчи синхроимпульслар (сатр ва кадр учун) ҳам юборилади.

Юқоридагиларни ҳисобга олган ҳолда, бир томонлама тўғридан-тўғри телеэшиттириш олиб бориладиган системанинг блок-схемаси қуйидагича бўлади (13.2-расм). Узатувчи қурилмада



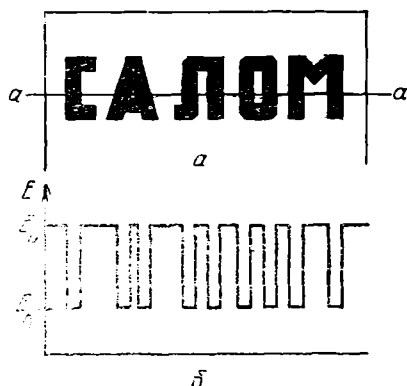
13.2- расм. Бевосита телеэшиттириш олиб бориладиган системанинг блок-схемаси.

предметларнинг тасвири телевизион камерада (ТК) жойлашган узатувчи трубканинг (УТ) ёруғликка сезгир пластинасига туширилади. Бу пластинага объектнинг электрон тасвири фотоэффект ҳодисаси туфайли тушади. Телевизион узатувчи трубкада ёювчи генераторлар (кадр ва сатр бўйича) ёрдамида тасвир ёйилади ва тасвир сигнали (видеосигнал) ҳосил қилинади.

Ёювчи генераторлар иши синхрогенераторлар (СГ) ишлаб чиқарган синхроимпульслар билан синхронлаштирилади. Видеосигналлар видеокучайтиргич (ВК) кучайтирилиши даврида, уларга синхроимпульслар қўшилади. Шундай қилиб, тўла телевизион сигнал ҳосил қилинади ва модуляциялаш учун радиоузатувчи (РУ) қурилмага берилади. Модуляцияланган сигналлар охирида

антенна ёрдамида фазога тарқатилади. Телевизион приёмникда (П) қабул қилинган сигнал видеокучайтиргичда (ВК) кучайтирилиб, қабул қилувчи телевизион трубка (кинескоп) га берилади. Унда электр сигналлари қайтадан тасвир сигналларига айланади. Синхронлаштирувчи блокда (СБ) телевизион сигналлардан синхроимпульслар ажратиб олинади ҳамда сатр ва кадр бўйича ёйовчи генераторлар ишини бошқариш учун узатилади. Бундан ташқари, телевизион сигнал ичида тасвир билан биргаликда овоз сигналлари ҳам узатилади.

Телевидение эшиттиришларини қайси радиотўлқинлар диапазонидан фойдаланган ҳолда амалга оширишни белгилашдан олдин, тўла телевизион сигнал қандай полосани эгаллашини аниқлаб олиш зарур. Бунинг учун телевизион сигналнинг қуйи чегараси ва юқори чегараси белгиланади. Энг содда тасвирни ифодаловчи электр сигнал қуйи чегара, энг мураккаб тасвирни ифодаловчи электр сигнали юқори чегара ҳисобланади. Тасвир сигналинини ифодалашда асос қилиб равшанлик олинади. Равшанлик 0 дан $V_{\max}$ гача ўзгаради, видеосигнал эса бир қутбли деб юритилади. Видеосигналнинг энг юқори кучланиш оқ ёруғликка, энг кичик кучланиш қора рангга мос келади. Видеосигнал мана



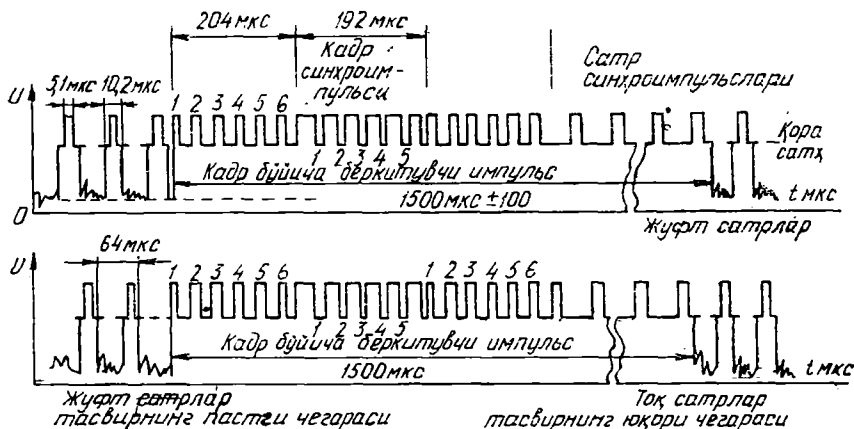
13.3-расм. Тасвир сигналининг ҳосил бўлиш жараёни:

a — узатиладиган тасвир; b — a -сатр бўйича ёйилган сигнал.

ярим кадр (тоқ ва жуфт сатрлар ҳосил қилган кадр) ўтишини ҳисобга олсак, қуйи чегарани 50 Гц қилиб белгилаш мумкин. Энг мураккаб тасвир сифатида ҳар бир сатрда сигнал сатҳи ҳар бир элементда ўзгарадиган ҳолни олиш мумкин. Бу ҳолда бир секунд ичида сигнал ўзгариши $13 \cdot 10^6$ марта бўлади. Демак, тасвир сигналининг юқори чегараси 13 МГц га тенг. Сатрлараро ёйиш принципини қўллаш орқали юқори чегарани 2 барабар камайтириш мумкин. Шундай қилиб, тасвир сигналларининг эгаллаган полосаси $50 \text{ Гц} \div 6,5 \text{ МГц}$ гача боради.

Тасвир сигналларининг эгаллаган полосаси жуда катта бўлганлиги туфайли уларни элтувчи сигналлар частотаси ҳам юқори

шу қора сатҳ ва оқ сатҳ оралиғида ўзгариб туради (13.3-расм). Тасвир элементларини кетма-кет узатишда видеосигнал вақтга боғлиқ функция билан ифодаланади. 13.3-расмда 220 сатрда тасвир сигнали ўзгаришининг вақт диаграммаси келтирилган. Унда битта сатрни ёйиш учун кетган вақт давомида сигнал 9 марта ўзгарганлигини кўриш қийин эмас. Шу қондага асосланиб энг содда тасвир — битта кадр ичида сигнал сатҳи бир мартагина ўзгарадиган, яъни кадрнинг ярми оқ, ярми қора бўлган ҳол эканлигини кўриш қийин эмас. 1 с ичида 50 та



13.4- расм. Тўлиқ видеосигнал тасвири

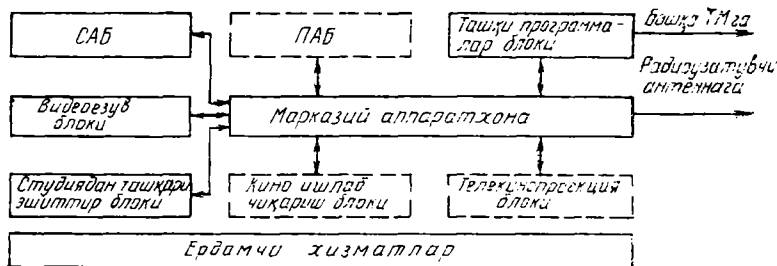
бўлиши керак. Ҳозирги кунда телевидение эшиттиришлари метр-ли тўлқинлар диапазонида (49 МГц—230 МГц) 12 та канал бўйича ҳамда дециметрли тўлқинлар диапазонида (470 дан 622 МГц гача) 19 та канал бўйича олиб борилади.

Телевизион сигналларни узатишда элтувчи сигнал амплитудаси тасвир сигналлари бўйича, частотаси эса овоз сигналлари бўйича модуляцияланади. Тўлиқ видеосигнал тасвири 13.4-расмда келтирилган.

13.2. УЗАТУВЧИ СИСТЕМАЛАР

Узатилувчи телевизион сигналлар, телевизион марказларда ҳосил қилинади. Телевизион марказ телеэшиттиришлар ҳосил қилувчи техник қурilmалар комплексидан иборат. Телевизион программалар маҳаллий ва бошқа марказлардан олиниб тарқатиладиган эшиттиришлардан ташкил топади. Маҳаллий эшиттиришлар ўз навбатида шу телемарказнинг ўзида тайёрланган ва ташқаридан олиб кўрсатиладиган эшиттиришлардан иборат бўлади. Кўрсатиладиган программанинг асосий қисми магнит лентасига ёзиб олинади. Бу баъзи бир эшиттиришларни қайтадан кўрсатиш имконини беради.

Телевизион марказнинг структура тузилиши юқорида айтилган талабларни бажара оладиган тарзда тузилади (13.5-расм). Унинг таркибига студия-аппаратлар блоки (САБ), видеоёзув блоки, студиядан ташқари эшиттиришлар блоки, шаҳарлараро ташқи программалар аппаратхонаси, марказий аппаратхона ки-ради. Булардан ташқари, телевизион марказга киночиқариш ва телекинопроекция блоклари ва бошқа ёрдамчи хизматларни ба-жарувчи блоклар ки-ради. Шулардан САБ телевизион марказнинг асосий бўғини бўлиб, эшиттиришларни тайёрлайди ва айрим



13.5- расм. Телевизион марказнинг тузилиши.

телемарказларда эса тўғридан-тўғри эфирга чиқарувчи бўлиб хизмат қилади. САБ ларда тўрттадан олтитагача узатувчи камера бўлади.

Программа-аппаратлар блоки (ПАБ) телемарказда умумий программани алоҳида олдиндан тайёрланган лавҳалардан ташкил қилиб беради. Студиядан ташқари эшиттиришлар блоки таркибига кўча телевизион станция ва кўча видеоёзув станция ҳамда телевизион трансляция қилувчи пунктлар ва бошқа қурилмалар киради.

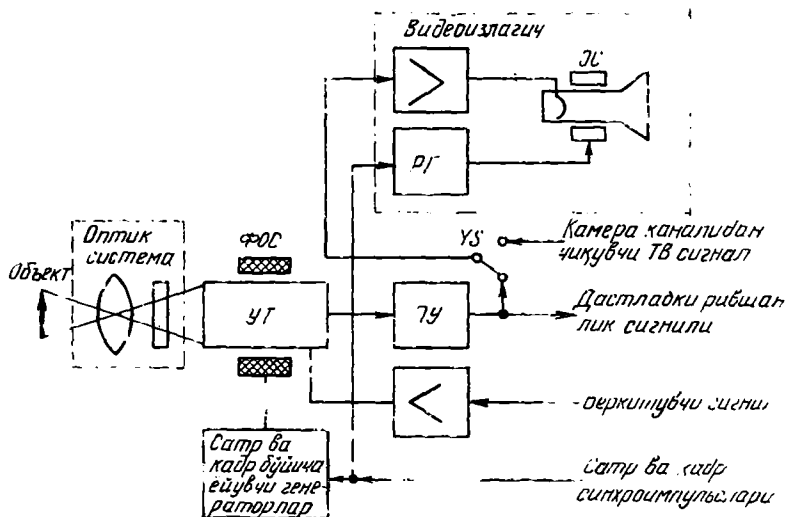
Марказий аппаратхона асосий бошқарувчи ва диспетчерлик пункти бўлиб ҳисобланади. Бу ерда маҳсулотнинг бадий ва техник сифатлари текширилади ва турли телевизион сигналлар манбаини коммутациялайди.

Телевизион сигналларнинг асосий манбаи узатувчи студия камералари бўлиб ҳисобланади. Ҳозирги даврда оқ-қора системадаги катта ва ўрта студияларда суперортикон, кичикларида видикон; рангли системаларнинг уч трубкали камераларида эса плюмбиконлар ишлатилади.

Оқ-қора телевизион системанинг студияда ишлатиладиган узатувчи камеранинг соддалаштирилган функционал схемаси 13.6-расмда келтирилган. Камеранинг оптик системаси объектни узатувчи камеранинг фотокатолида проекциялаш учун хизмат қилади. Оптик система нейтрал ёруғлик фильтри ва ўзгарувчан фокус масофали вариообъективдан иборат. Фокус масофани ўзгартириш, камерани силжитмасдан туриб керакли масштабни ҳосил қилиш имконини беради.

Камера таркибига фокусловчи ва оғдирувчи системали узатувчи трубка киради. Унга шунингдек равшанлик сигналини дастлабки кучайтириш босқичи, сатр ва кадр бўйича ёювчи генераторлар, видеоизлагич ва бошқа ёрдамчи қурилмалар киради. Электрон видеоизлагич узатилаётган тасвирнинг мазмунини ва сифатини текшириш учун хизмат қилади.

Рангли системаларда, одатда уч трубкали камералар ишлатилади. Ҳар бир трубка кучайтиргичлар билан биргаликда дастлабки 6 МГц спектрли E_{γ} равшанлик сигналини ва 1,5 МГц спектрли дастлабки

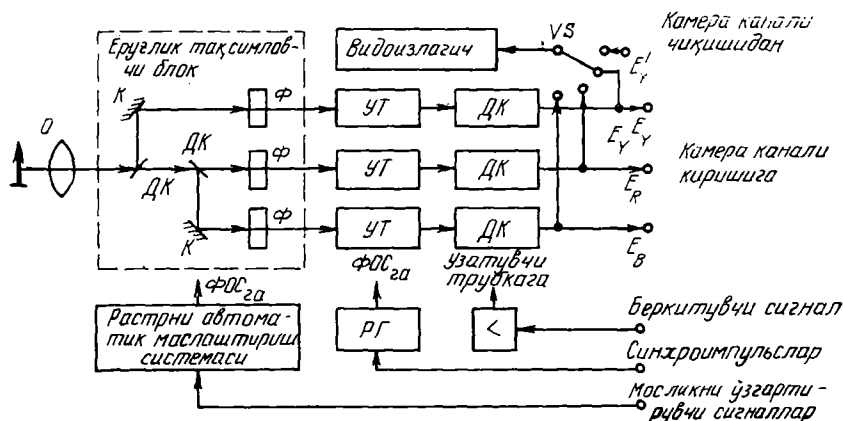


13.6-расм. Оқ-қора телевизион системанинг студияда ишлатилувчи узатувчи камеранинг соддалаштирилган функционал схемаси.

қизил E_R ва E_B асосий сигналларни ҳосил қилади (13.7-расм). Бу учала сигнал камера чиқишидан кабель орқали камера каналига узатилади ва матрицаларда қайта ишланиб, махсус корректорларда E'_R , E'_G , E'_B сигналларини ҳосил қилади. Бу сигналлардан кодлаштирувчи қурилмада равшанлик сигнали

$$E'_Y = 0,299 E'_R + 0,587 E'_G + 0,114 E'_B \quad (13.2)$$

ва ранглар фарқи сигнали



13.7-расм. Рангли телевизион системанинг узатувчи камерасининг соддалаштирилган схемаси.

$$D'_R = -1,9(E'_R - E'_Y) \text{ ва } D'_B = 1,5(E'_B - E'_Y), \quad (13.3)$$

сўнгра тўла телевизион сигнал ҳосил қилинади.

Рангли камеранинг оптик системаси оқ-қора тасвирниқига нисбатан анча мураккаб бўлиб, унда ёруғлик ажратувчи блоклар мавжуд. Бу блок ёрдамида ёруғлик оқими учта рангли оптик тасвирга ажратилади ва мос равишда узатувчи трубкаларнинг фотокатодларига проекцияланади. Ёруғлик оқимини спектрнинг қизил ва кўк қисмларига ажратиш учун ранг танловчи (дихроик) кўзгулар ДК ёки ранглари коррекцияловчи филтрлари (Ф) бўлган призмалар қўлланади. Оптик системада элементларнинг кўплиги ёруғлик ўтишини камайтиради. Бу эса ўз навбатида, рангли узатувчи камераларнинг сезгирлигини оқ-қора тасвирга нисбатан камайишига олиб келади.

Ток ва кучланиш стабилизаторларида янги ўта турғун элементларни қўллаш, фокусловчи ва ёювчи системалар ёрдамида автоматик равишда ранглар бўйича қўшма растрни ҳосил қилиш ва бошқа қўшимча ишларни амалга ошириш кейинчалик, фойдаланишга қулай бўлган, уч трубкали камерани яратишга имкон беради.

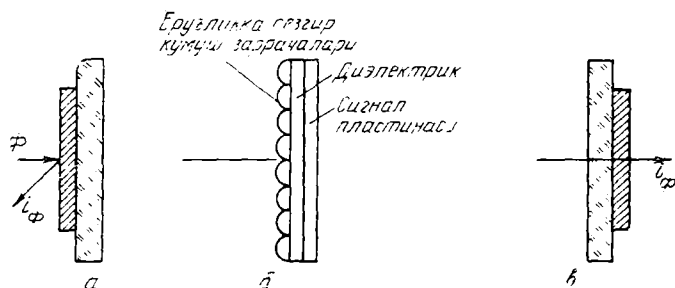
13.2.1. Узатувчи трубкалар

Телевидениеда оптик сигналлар электрон-нурли трубкалар ёрдамида телевизион сигналларга айлантирилади.

Узатувчи электрон-нурли трубкаларнинг асосий қисмларидан бири фотокатоддир. Унинг ишлаш принципи жисмга ёруғлик оқими тушганда ундан электронлар учиб чиқишига асосланган.

Узатувчи трубкаларда фотокатодларнинг қуйдаги турлари ишлатилади:

1. **Ярим ношаффоф фотокатод** (13.8-расм, б) да ярим ўтказгичли плёнка шиша колбанинг ички қисмига ёпиштирилган бў-

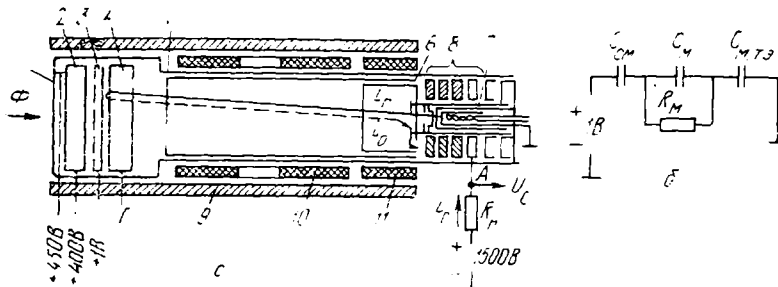


13.8- расм. Фотокатод турлари:

а — шаффоф бўлмаган; б — мозаикали; в — ярим шаффоф фотокатодлар.

лади. Бундай фотокатод оғир катод ҳам дейилади. Плёнканинг қалинлиги одатда бир неча микрометрга тенг бўлади. Шаффоф бўлмаган фотокатодларда фотоэмиссия ёруғлик тушиши ҳисобига содир бўлади, яъни фотокатод ёруғликни қайтариш ҳолатида ишлайди. Оғир фотокатодлар фотоэлементлар ва фотоэлектрон кўпайтиргичларда ишлатилади.

2. Шаффоф бўлмаган мозаикали фотокатод (13.9-расм, б) металлдан қилинган сигнал пластинасида ва диэлектрик қатламдан иборат. Қатлам юпқа слюдали пластинадан иборат бў-



13.9-рasm. Суперортикон; а — тузилиши; б — икки томонли нишоннинг эквивалент схемаси; 1 — ярим шаффоф фотокатод; 2 — тезлаштирувчи электрод; 3 — турли юза; 4 — тормозловчи электрод; 5 — олди ички юза; 6 — фокусловчи электрод; 7 — кўпайтиргич цилиндр; 8 — ИЗК; 9 — фокусловчи ғалтак; 10 — оғдирувчи ғалтак; 11 — коррекцияловчи ғалтак.

либ, унга ёруғликка сезгир майда кумуш доначалари жойлаштирилган. Ҳар бир донача элементар фотоэлемент вазифасини ўтайди ва сигнал пластинаси билан слюда қатлами орқали сиғимли боғланишга эга бўлади. Бундай фотокатодлар иконоскоп деб аталувчи узатувчи трубкаларда ишлатилган.

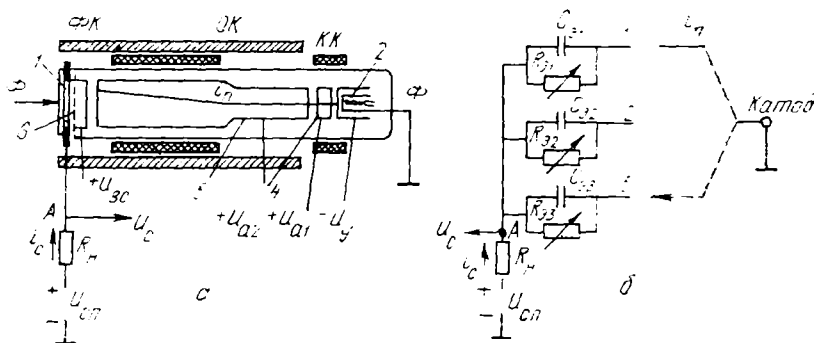
3. Ярм шаффоф фотокатод (13.8 расм, в), оғир фотокатоддан ярим ўтказгичли плёнкасининг қалинлиги кичик бўлиши (25... 40 нм) билан фарқланади. Ярм шаффоф фотокатодларда электронлар ёруғлик тушган томонга чиқади. Бундай типли фотокатодлар фотоэлектрон кўпайтиргичлар ва ҳозирги трубкаларда кенг қўлланилади.

Суперортикон — узатувчи телевизион трубка бўлиб, биринчи бор, АҚШда ишлаб чиқарилган (13.9-расм). Унда учта секция мавжуд: фотокатоддаги электрон тасвирни икки томонлама тўпловчи фотонишонга ўтказиш секцияси ва иккиламчи электронларни кучайтириш секцияси.

Суперортиконнинг ишлаш принципи қуйидагича. Фотокатодга оптик тасвир туширилганда унинг ички томонида электрон тасвир ҳосил бўлади ва фотоэлектронлар оқими кўринишида нишонга ўтказилади. Фотокатод 1 ва нишон 3 оралиғига берилган кучланиш бир неча юз вольтни ташкил қилади. Электронлар нишонга катта тезлик билан урилиб, унинг юзасидан иккиламчи элек-

тронларни уриб чиқаради. Нишондан чиққан иккиламчи электронлар тўрда тутиб қолинади. Чунки тўрда доимий равишда 1 В кучланиш бўлади ҳамда фотокатодга қараган томонида оптик тасвирга мос потенциал рельеф ҳосил бўлади. Бу потенциал рельефи электрон прожекторнинг ингичка тирқишидан қиқувчи суст электронлар дастаси билан «ўқилади». Электронлар дастаси оғдирувчи ғалтаклар майдонида оғдирилиб нишонга етиш пайтида секинлаштирилади. Секинлаштириш тормозловчи электрод майдонининг таъсири туфайли рўй беради. Нишоннинг потенциал рельефи мусбат зарядлардан ташкил топган. Коммутацияловчи электрон нур бу зарядларни нейтраллаб, нишоннинг ҳар бир нуқтасининг потенциалини катод потенциал билан тенглаштиради. Зарядларни нейтраллашда электрон тутамидаги бир қисм электронлар қатнашади. Бу қисмнинг миқдори нишондаги коммутацияланувчи соҳадаги заряд сонига боғлиқ. Қолган электронлар анодга қайтади ва тушаётган электронлар тормозловчи майдонда кучаяди. Потенциал рельефдан қайтган электронлар дастаси зичлик бўйича модуляцияланган бўлади. Қайтишда тезлашган электронлар иккиламчи электронлар кўпайтиргичига берилади. Кучайган ток нагрузкада тасвир сигналининг ҳосил қилади.

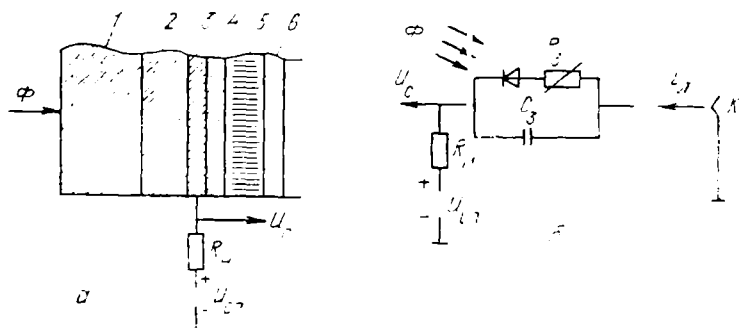
Видикон иккита асосий қисм: фотонишон ва коммутацияловчи электронлар дастасини ҳосил қилувчи электрон прожектордан иборат (13.10-расм). Фотонишон (1) фотоқатлам ва сигнал пластинасидан ташкил топган. Сигнал пластинасига вакуумда оңглатиш усули билан қалинлиги 1...3 мкм бўлган, фотоўтказувчанлик қобилиятига эга бўлган материал суркалади. Видиконнинг инерциаллиги ва спектрал характеристикасининг сезгирлиги нишон материалига ва унинг қалинлигига боғлиқ. Видиконнинг электрон-оптик системаси электрон прожектор ва фотонишон олдида жойлаштирилган тенглаштирувчи (б) тўрдан иборат. Прожектор оксидли билвосита қиздириладиган (2) катоддан, (3) бошқарувчи электроддан, (4) биринчи ва (5) иккинчи анод-



13.10- расм. Видикон:

а — Трубканинг тузилиши; б — нишоннинг эквивалент схемаги; 1 — фотонишон; 2 — катод; 3 — бошқарувчи электрод; 4, 5 — биринчи ва иккинчи анодлар.

дан ташкил топган. Иккинчи анод эквипотенциал соҳани ҳосил қилади ва унда ёйилувчи нур фокусланади ҳамда оғдирилади. Тенглаштирилувчи (6) тўр потенциали, иккинчи анод кучланишига нисбатан 1,5 ... 2 баробар катта бўлиб, фотонишонга электронларни тўғри бурчак остида киришига имконият беради. Ёювчи нурни фокуслаш, оғдириш ва траекториясини коррекциялаш ташқи магнит системаси орқали амалга оширилади. Видиконда тасвир сигнали ҳосил бўлишини унинг эквивалент схемаси билан тушунтириш мумкин (13.10-расм, б). Бу схемада нишоннинг ёруғлик ўтказувчи ҳар бир элементар соҳаси C_0 конденсатор сифатида кўрсатилган. Сигимлар R_0 қаршилик билан шунтланган бўлиб, соҳаларнинг ёритилганлик даражасига қараб унинг қиймати ўзгаради. Электрон нур нишоннинг ўнг томонида ҳосил бўлган потенциал рельеф орқали ўтганда телевизион сигнал ҳосил бўлади. Бунда нишоннинг кўпроқ ёритилган соҳалари каттароқ мусбат потенциалга эга бўлганлиги туфайли уларда кўпроқ электронлар ўтириб қолади. Потенциали тахминан нолга тенг бўлган, ёритилмаган соҳаларидан эса электрон нур қайтади. Потенциал рельефдан электрон нур ўтганда потенциаллари бир хил бўлиб бориши элементлар конденсаторларнинг қўшимча зарядланишига сабаб бўлади. Бунда қўшимча зарядланиш токи $R_n C_0$ орқали ўтиб сигнал токини ҳосил қилади.



13.11- расм. Плюмбикон:

а — нишоннинг тузилиши; б — нишоннинг эквивалент схемаси.

Плюмбиконнинг нишони уч қатламдан иборат бўлиб схематик кўриниши 13.11-расмда келтирилган. Трубканинг ички томонидаги (2) шиша планшайбага (3) юпка шаффоф сигнал пластинаси суркалган бўлиб, сигнал олинувчи чиқиш бўлиб хизмат қилади. Асосга ва сигнал пластинкасига, n -ўтказувчанликка эга бўлган ярим ўтказгичли юпка шаффоф қатлам суркалган. Шундан сўнг (i -тип) хусусий ўтказувчанликка эга бўлган ва нишоннинг асосий қалинлигини белгиловчи (5) қатлам жойлашади. Сўнгга нишон устига, p -ўтказувчанликка эга бўлган махсус ишлов берилган (6) қатлам ҳосил қилинади, p -ўтказувчанликка ва n -ўтказув-

чанликка эга бўлган (6) ва (4) қатламлар асосий (5) қатламни легирлаш орқали ҳосил қилинади. Бунда (6) қатлам (5) қатламга нисбатан ўтказувчанлиги юқори бўлиб ўзи эса юпқа бўлиши керак. Сигнал пластинаси ва n -тип ўтказувчанликка эга бўлган қатлам ёруғлик нурлари ўтиши учун шаффоф бўлиши шарт.

Нишоннинг элементар участкасининг эквивалент схемаси 13.11-расм, б да келтирилган. У 13.10-расм, б дан $p-i-p$ — тип фотодиод уланганлиги билан фарқланади. Унда, i -қатламнинг тақиқланган зонасининг кенглиги катта бўлиб, ток ташувчи заррачаларнинг иссиқлик тезлиги эса кичик бўлади. Бу эса қоронғилик токини камайтиради ва шунга мувофиқ нишоннинг қоронғилик қаршилиги $R_{эт}$ ортади. Коммутация momentiда $p-i-p$ ўтиш тескари йўналишга силжийди ва $R_{эт}$ янада ортади.

Ёруғлиكنинг диффузион сочилишининг ортиши тасвирдаги ёруғ жисмлар атрофида шуълалар пайдо бўлишига олиб келади. Бу ҳодисадан қутулиш учун қўрғошин оксидидан ясалган фотодиод нишонли трубкалар шуълалантирмайдиган шиша диск (1) билан жиҳозланади. Дискнинг қалинлиги 6 мм бўлиб, (2) кириш дарчасига оптик елимлаш усули билан ёпиштирилади.

Плюмбикон нишонидаги ёритилганлик 5 ... 8 лк бўлганда, сифатли тасвир ҳосил бўлади ва бу параметри билан видикондан кейинги ўринда туради. Видиконга нисбатан плюмбиконнинг афзаллиги, унинг инерцияси камлигидадир.

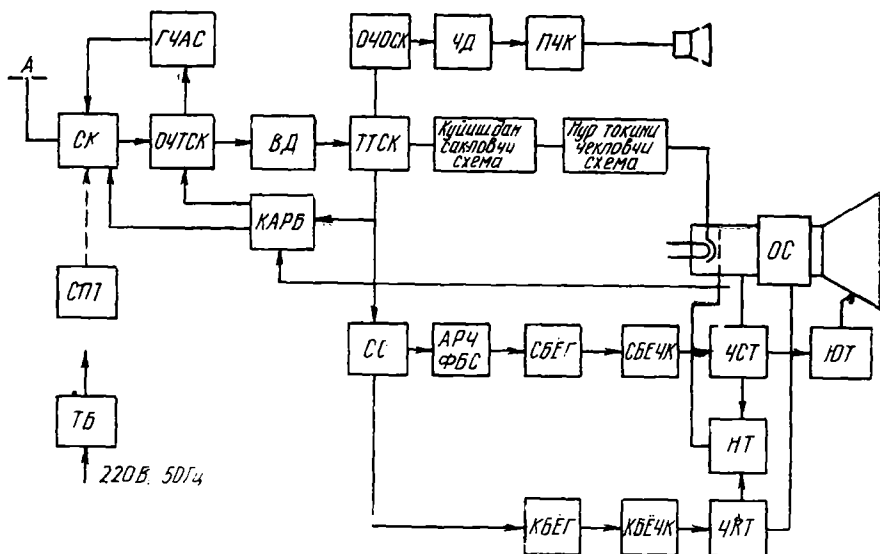
13.3. ТЕЛЕВИЗИОН ПРИЁМНИКЛАРНИНГ ТУЗИЛИШИ

Телевизорлар бир каналли супергетеродинли схема бўйича ясалиб, уларда тасвир ва овоз сигналлари видеодетекторга етгунга қадар биргаликда кучайтирилади. Телевизор схемасининг бундай тузилиши гетеродин частотасининг ўта барқарор бўлишини ва кучайтириш каскадларининг кўп бўлишини талаб қилмайди.

Оқ-қора тасвири телевизион приёмникнинг блок-схемаси 13.12-расмда келтирилган.

Телемарказдан юборилган тўла телевизион сигнал A антенна орқали қабул қилиниб, антенна фидери орқали телевизион каналлар селектори (КС) киришига берилади. КС блокини созлаш механик усулда (барабани айлантириш) ёки программаларни сенсор ёрдамида танлаш орқали бирорта телевизион программа танлаб олинади. КС блокда юқори частотали сигнал кучайтирилади ва оралиқ частотали сигналга айлантирилади ҳамда тасвир ва товушга мос келган оралиқ частотали сигнал олинади. Бу сигналлар оралиқ частотали тасвир сигналларини кучайтиргич — *ОЧТСК* да кучайтирилади.

КС параметрлари ўзгариши натижасида гетеродин частотаси ўзгармаслиги учун гетеродин частотасини автоматик равишда созловчи схема — *ГЧАС* ишлатилади. Овоз сигналлари тасвир сигналларига таъсир кўрсатмаслиги учун *ОЧТСК* да овоз сигналларини кучайтириш тасвирникига нисбатан 8—20 барабар кам бўлади. *ОЧТСК* да сигналлар сатҳи чизиқли детекторлашга ета-



13.12-расм. Оқ-қора тасвирли телевизорнинг функционал схемаси.

диган даражада кучайтирилади. Шундан сўнг сигнал видеодетекторга (ВД) берилади ва унда тўла телевизион сигнал оралиқ частотадан ажратиб олинади. Бунда овоз сигнали иккинчи оралиқ частотали сигналга, 6,5 МГц га айланттирилади, яъни видеосигналлар овоз сигналлари учун частота ўзгартгич вазифасини ўтайди. Гетеродин сигнали вазифасини тасвир сигналларининг элтувчи частотали кучланиши ўтайди. Телевизорнинг айрим моделларида 6,5 МГц ли оралиқ частотали товуш сигналлари, тасвир сигналлари билан биргаликда тўла телевизион сигнал кучайтиргичи (ТТСК) га берилади. ТТСК нинг чиқишидан тўла телевизион сигнал 6,5 МГц ли сигнални тўсовчи филтёр орқали ўтиб кинескоп нурининг токини чекловчи схемага, ундан телевизорни ўчириш пайтида кинескоп экранини куйишдан сақлайдиган схемага берилади. Шундан сўнг сигнал кинескоп катодига берилиб электрон нур токини бошқариш учун ишлатилади. Тасвир равшанлигини бошқариш ва нур тескари йўналишда силжиганда уни экранга тушишига йўл қўймаслик учун модулятор ишлатилади.

ТТСК дан тўла телевизион сигнал, сигналларни синхронлаштирувчи (СС) каналга берилади ва унда синхроимпульслар ажратилади. Синхроимпульслар сатр ва кадр учун алоҳида бўлиб, сатр бўйича ёювчи генератор (СБЕГ) нинг ишини автоматик равишда частота ва фаза бўйича созлаш — АРЧФБС схемасига берилади. Кадр синхроимпульслари, кадр бўйича ёювчи генератор (КБЕГ) га берилади. АРЧФБС ишлаб чиқарган бошқарувчи кучланишнинг катталиги ва ишораси СБЕГ ҳамда синхроимпульслар частотасининг фарқига боғлиқ. Бу бошқарувчи кучланиш

СБЕГ ни бошқариб туради. *СБЕГ* дан чиққан импульслар кучайтирилиши учун сатр бўйича ёювчи қурилманинг чиқиш каскадига берилади (*СБЕЧК*). Сатр бўйича ёювчи қурилманинг чиқиш каскади оғдирувчи система (*ОС*) нинг ғалтакларида аррасимон ток ҳосил қилади. *ОС* билан *СБЕЧК* ларнинг ички қаршиликларини мослаштириш учун чиқиш сатр трансформатори — *ЧСТ* ишлатилади. *ЧСТ* да қўшимча чулгамлар ва учлар чиқарилган бўлиб, улардаги кучланиш кинескоп анодини таъминлаш учун юқори вольтли тўғрилагичга — *ЮТ*; кинескопда нурнинг тескари йўналишини тўсувчи (*НТ*) схеманинг ишини бошқаришга; кучайтиришни автоматик равишда бошқариш — *КАРБ* схемаси ҳамда *АРЧФБС* схемасига ва бошқа схемаларни таъминлашга узатилади.

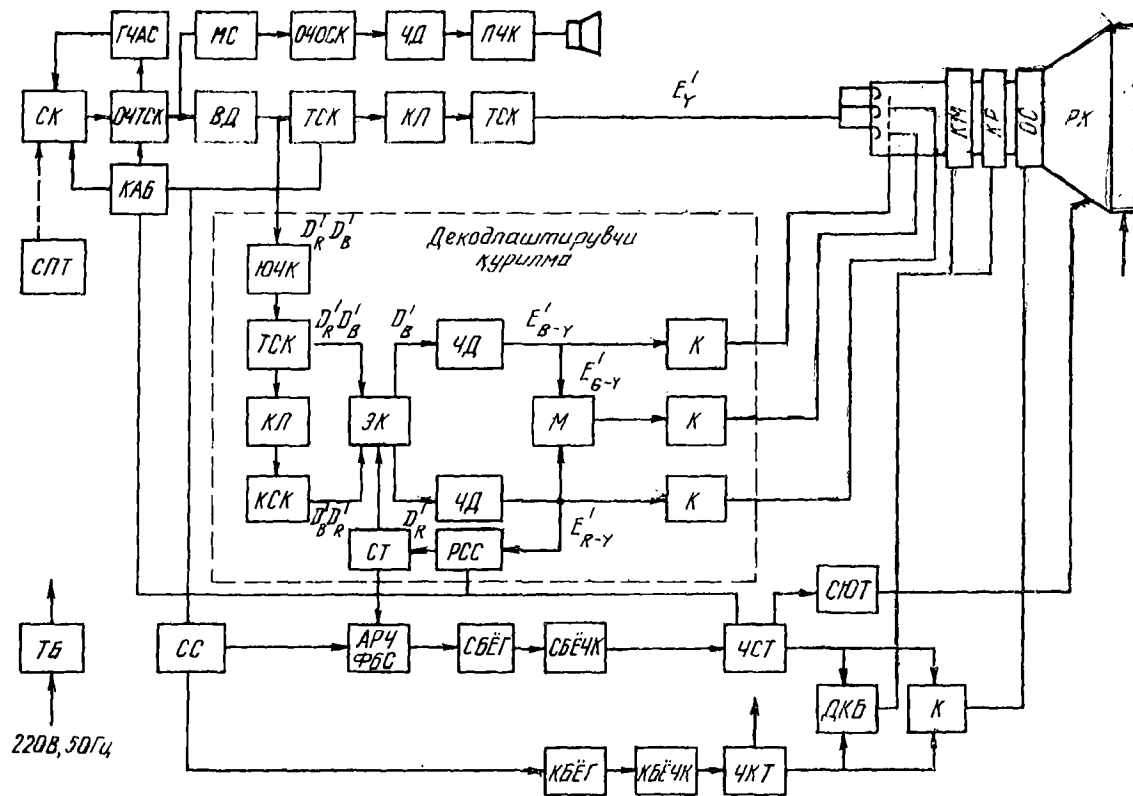
КБЕГ дан чиққан аррасимон кучланиш *КБЕГ* нинг чиқиш каскадига (*КБЕЧК*) берилади ва ундан *ОС* нинг кадр ғалтакларига узатилиб аррасимон ток ҳосил қилади. *ОС* нинг ғалтаклари ва *КБЕЧК* нинг ички қаршиликларини тенглаштириш мақсадида чиқиш кадр трансформатори (*ЧКТ*) ишлатилади. Кадр бўйича ёювчи импульснинг тескари йўналишидаги қисми тўғриланиб, манба кучланиши сифатида кинескоп бошқарувчи электродига берилади. Бу кадр бўйича ёйиш системаси ишдан чиққанда кинескоп экранини ёруғ горизонтал йўл кўринишда куйишдан сақлайди. Кинескопда вертикал ва горизонтал йўналишда нурнинг тескари йўналишини беркитиш (*НБ*) схемаси ишлаши учун уларга сатр ва кадр бўйича ёйиш импульслари берилади.

ТТСК нагрузкасидан 6,5 МГц ли оралиқ частотали сигнал, оралиқ частотали товуш сигналлари кучайтиргичига — *ОЧТСК* берилади. Телевизорларнинг айрим моделларида 6,5 МГц ли сигнал видеодетектордан олиниб *ОЧТСК*га берилса, айримларида оралиқ частотали товуш сигналлари олиш учун алоҳида детектор ишлатилади. *ОЧТСК* нинг нагрузкаси сифатида частотавий детектор (*ЧД*) хизмат қилади. Унинг чиқишидан олинган паст частотали сигнал, паст частотали кучайтиргичга (*ПЧК*) берилади.

Барча телевизорларда кучайтиришни автоматик равишда бошқариш (*КАРБ*) схемалари мавжуд бўлиб, унинг кучланиши *ОЧТСК* каскадларига ва *СК* даги *ЮЧК* га берилади. *КАРБ* схемасига *ТТС* кучланиш ва сатр бўйича ёйишнинг тескари импульси берилади. *ТТС* синхрои импульслари билан тескари йўналиш импульслари вақт бўйича мос келганда *КАРБ*нинг чиқишида, синхрои импульслар амплитудасига пропорционал бўлган бошқарувчи кучланиш вужудга келади.

Рангли телевизорнинг функционал схемаси оқ-қора тасвирли телевизордан ранг канали мавжудлиги билан фарқ қилади (13.13-расм). Бу канал декодлаштирувчи қурилма деб аталиб, тўла рангли телевизион сигнал (*ТРТС*) дан ранг сигналларини ажратиб олади.

Қабул қилинган *ТРТСККС* ҳамда *ОЧТСК* дан ўтиб детекторлангандан сўнг равшанлик ва ранглилик каналига берилади.



13.13- расм. Рангли телевизорнинг функционал схемаси.

Равшанлик каналига қўйилган кечиктирувчи линия — KL ($L3$), кенг полосали равшанлик сигнали ва тор полосали ранг сигналлари кинескопнинг катодига ва модуляторига бир вақтда етиб бориш имконини беради. Видео сигналлар кучайтиргичида, кучайтирилган равшанлик сигнали E_y кинескоп катодига берилади.

Ранглилик блокада юқори частоталарни коррекциялаш занжири ёрдамида $TPTS$ дан ранглилик сигнали ва рангларни синхронлаштирувчи сигналлар ажратиб олинади. Юқори частоталарни коррекциялаш занжири ранглилик сигналига мос келган полосага созланган полосали филтрдан иборат. Бу филтр ранглилик сигналига кириб қолган юқори частотали бузилишларни коррекциялайди ва ранглилик сигналлари кўк ва қизил сатрлар амплитудасини тенглаштиради.

Юқори частота бўйича коррекцияланган ва ажратиб олинган ранглилик сигнали тўғри сигнал каналига (TCK) ва ундан сўнг кечиктирилган сигнал канали (KCK) га узатилади. KCK даги ультратовушли кечиктириш линияси ёрдамида ранглилик сигнали 64 мкс га (битта сатрнинг давомийлиги) кечиктирилади.

Тўғри ва кечиктирилган каналлардаги ранглилик сигналлари электрон коммутатор ($ЭК$) нинг киришига берилади. Кечиктириш линияси, $ЭК$ чиқишида, қизил ва кўк сигналлар кетма-кет узатилишига қарамасдан, бир вақтда пайдо бўлишига имкон беради. Масалан, қизил ранг сигнали тўғри канал орқали $ЭК$ нинг киришига берилганда унинг иккинчи киришда олдинги сатрнинг кечиктирилган кўк сигнали бўлади. Навбатдаги сатр ўтиши давомида тўғри ва кечиктирилган сигналлар характери ўзгаради, яъни электрон коммутаторнинг биринчи киришига сатрнинг кўк сигнали берилса, иккинчи киришига қизил сигнали берилади.

$ЭК$ бу сигналларни алмаштириб улаб туриши туфайли чиқишларидан бирида, ранглар фарқи сигнали D'_R бўйича модуляцияланган ранглилик сигналини, иккинчи чиқишда D'_B бўйича модуляцияланган ранглилик сигналини олиш имконини беради.

$ЭК$ ишини тўғри бурчакли импульслар генератори — симметрик триггер ($СТ$) бошқариб туради. Импульслар фазасини рангларни синхронлаштирувчи система (PCC) ёрдамида текшириб турилади. Симметрик триггер киришига, сатр бўйича ёйишнинг тескари импульси берилади.

Рангларни синхронлаштирувчи система, ранглилик сигналларидан рангларни синхронлаштирувчи сигналларни ажратиб олиб, электрон коммутатор триггерининг коммутациялаш фазасини ва ранглилик каналини автоматик равишда ўчириш схемасини бошқаради.

Оқ-қора тасвири эшиттиришлар берилганда PCC ранглилик каналини беркитиб қўяди ва шу билан оқ-қора тасвирда рангли ҳалақитлар ҳосил бўлишига йўл қўймайди. Тўла рангли телевизион сигнал берилганда эса PCC $ЭК$ нинг иш режимини автоматик равишда тиклайди.

РСС га кадр бўйича ёйиш тескари импульсли ва рангларни синхронлаштирувчи сигнал берилади. ЭК дан ранглилик сигнали ранглар фарқи сигналлари каналига берилади.

Ранглар фарқи каналида, кўк ва қизил сатрларнинг частота бўйича модуляцияланган ранглилик сигналлари частота детекторлари (ЧД) ёрдамида ранглар фарқининг сигналлари E'_{R-Y} ва E'_{B-Y} ҳосил қилинади ва кучайтиргич (К) ларда кучайтирилиб, кинескопнинг модуляторига берилади.

Ранглар фарқининг сигнали E'_{G-Y} ни (М) матрица ёрдамида олинади. Унда ранглар фарқи сигнали E'_{R-Y} ва E'_{B-Y} маълум нисбатда қўшилади. Ҳосил бўлган яшил ранглар фарқининг сигнали E'_{G-Y} кучайтирилади ва кинескопнинг унга мос келган модуляторига берилади.

Кинескопда ранглар фарқининг сигналлари E'_{R-Y} , E'_{G-Y} , E'_{B-Y} дастлабки равшанлик сигнали E'_Y билан қўшилади. Бунда дастлабки асосий E'_R , E'_B , E'_G ранглар тикланади, яъни кинескоп матрица вазифасини ўтайди.

Кинескопнинг учала прожекторининг характеристикалари турлича эканлиги ҳамда экран люминофори ранглар бўйича ҳам ҳар хил бўлганлиги туфайли, кинескопнинг таъминловчи занжирларга махсус бошқарувчи элементлар — оқ рангли мувозанатлаштириш занжири киритилади.

Рангли кинескопда модуляцияни амалга оширишнинг бошқа бир методида ранглар фарқи сигналлари қизил E'_{R-Y} , кўк E'_{B-Y} ва дастлабки равшанлик сигнали E'_Y лардан матрицали, дастлабки асосий ранглар E'_B , E'_R , E'_G сигналлари ҳосил қилинади ва кенг полосали кучайтиргичда кучайтирилганидан сўнг кинескоп катодларига берилиб, ҳар бир нурни ток бўйича модуляцияланади. Бу усул бўйича модуляциялаш телевизордан фойдаланиш ва созлаш ишларини осонлаштиради, унинг схематик тузилишини мураккаблаштиради.

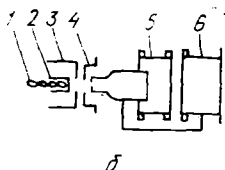
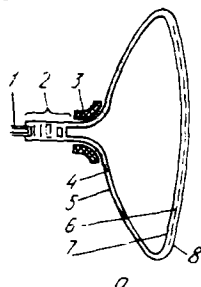
Матрицаларни ва кам қувватли кучайтириш каскадларини интеграл микросхема кўринишда ишланса, каналларнинг бир хиллиги таъминланиб, телевизор схемасининг мураккаблашиш даражаси кичик бўлади. 13.13-расмдаги рангли телевизорнинг функционал схемаси уч нурли, ниқобли кинескоп асосида тузилган. Кинескопда электрон тўплар тенг томонли учбурчак ҳосил қилиб жойлашади. Бундай кинескопларда нурлар унинг бўғизига жойлаштирилган келтириш бошқаруви (КБ) ва динамик келтириш блоки (ДКБ) орқали мувофиқлаштирилади. ДКБ да кадр ва сатр импульсларидан парабола кўринишидаги тоқлар ҳосил қилинади. Электрон прожекторлари горизонтал жойлашган ва тирқишли ниқобли кинескопга эга бўлган телевизорларда ДКБ га ҳожат йўқ. Учала нурнинг «Ўз-ўзини келтириш» вазифаси, бундай кинескопларда оғдирувчи системанинг магнит майдони ва горизонтал оғдириш тоқларини ўзаро мос равишда коррекциялаш орқали амалга оширилади.

Кинескоп ниқобини автоматик равишда магнитсизлаш схемаси ташқи магнит майдонининг тасвир сифатига таъсир қилмаслиги учун хизмат қилади.

13.4. КИНЕСКОПЛАР ВА ЕЙУВЧИ СИСТЕМАЛАР

Кинескоп деб, видеосигнални оптик тасвирга айлантирувчи, қабул қилувчи электрон нурли трубкага айтилади. Кинескопларнинг экрани тўғри бурчак шаклига эга. Кинескоплар икки хил оқ-қора ва рангли тасвир ҳосил қилувчи бўлади.

Оқ-қора тасвир ҳосил қилувчи кинескопнинг тузилиши 13.14-расмда келтирилган. Унинг асосий қисми қуйидагилар: 8 шиша



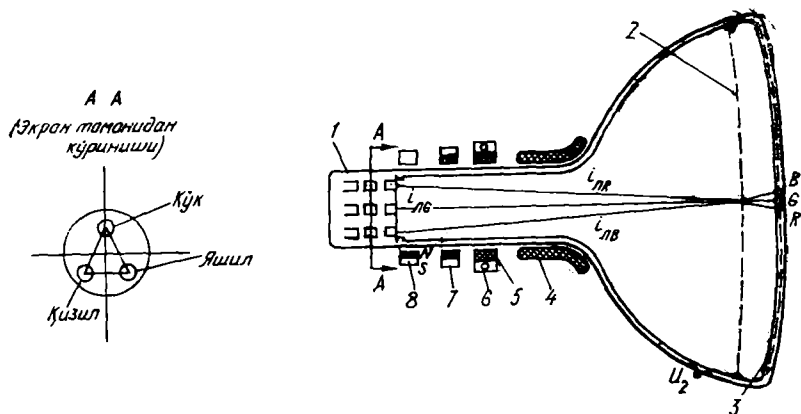
13.14-расм. Оқ-қора телевизорнинг кинескопи:

1 — цокол; 2 — электронлар прожектори; 3 — оғдирувчи система; 4 — ток сиқтириш қопламаси; 5 — иккинчи анод; 6 — юпқа алюминий плёнка; 7 — люминофор қатлам; 8 — шиша колба.

ган ток ўтказувчи қатлам 4 билан уланади. Иккинчи анод 5 нинг чиқиши колбадан ташқаридан, қолган электродлар учлари цоколь 1 орқали чиқарилган.

Ҳозирги кунда ишлатиладиган рангли телевизорлардаги кинескоплар уч растрли система асосида ишлайди. Уч растрли система, кинескопда учта электрон прожектор бўлишини ва уч хил, яъни қизил, яшил ва кўк ранг берувчи люминофор группаси бўлишини тақозо этади. Ранглارни ажратиш, яъни ҳар бир электрон прожектордан чиққан нурларнинг экранда ўз люминофор элементига тушиши «сояли ниқоб» ёрдамида ҳал қилинади. Бундай кинескоплар ниқобли кинескоплар деб аталади. Кинескопларда прожекторларнинг жойлашишига қараб уларни дельта кинескопларга ва компланар кинескопларга ажратилади. Дельта кинескопларда люминофор группаси тенг томонли учбурчак ҳосил қилиб жойлашса, компланар кинескопларда прожекторлар битта текисликда жойлашади ва чизиқли люминофор группалар ҳосил қилади.

Ниқобли дельта кинескопларнинг схематик тасвирланиши 13.15-расмда келтирилган. Унинг прожекторлари кинескоп бўғзида симметрик равишда тенг томонли учбурчак учларида жойлашади. Кинескоп экрани катта эгрилик радиусига эга бўлган сфера кўринишидаги шишадан иборат бўлиб, унинг ички томонига маълум кетма-кетликда уч хил ранг чиқарувчи люминофор модда заррачалари суркалади. Қизил, яшил ва кўк ранг чиқа-

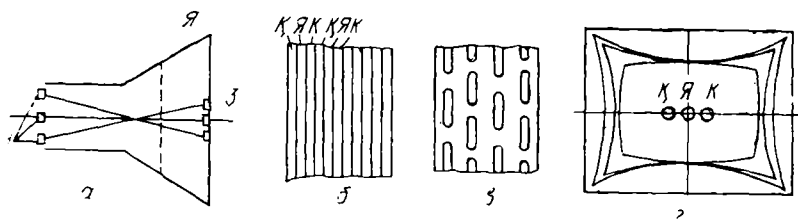


13.15- расм. Ниқобли дельта кинескоп.

рувчи люминофор группа *триада* деб аталади. Люминофорлар экраннинг ички томонидан юпқа алюминий плёнка билан қопланиб, улар иккинчи анод билан улаб қўйилади.

Электрон нурларни ўз люминофор доначаларига йўналтириш учун экрандан 12 мм оралиқда жойлаштирилган сояли ниқоб ишлатилади. У қалинлиги 0,15 мм бўлган пўлат листдан тайёрланиб, экран шаклини айнан такорлайди. Ниқобда диаметри 0,25 мм бўлган тирқишлар очилган бўлиб, уларнинг сони люминофор триадалар сони, яъни $550 \cdot 10^3$ га тенг. Электрон нурнинг ўз нуқтасига тушиши шунга асосланадики, бунда текисликнинг турли нуқталаридан йўналтирилган нурлар ниқоб тирқишида учрашади ва ундан ўтиб триаданинг керакли нуқталарига бориб тушади. Электрон нурларнинг ўз нуқталарига аниқ бориб тушиши ниқоб тирқиши ва триаданинг бир-бирига аниқ параллел бўлишига, яъни кинескопнинг тайёрланиш аниқлигига боғлиқ.

Прожекторлари компланар жойлашган ниқобли кинескопнинг схематик тузилиши 13.16-расмда келтирилган. Бу кинескопда учта электрон прожектор битта горизонтал текисликда жойлашган бўлиб, яшил нур берадиган прожектор кинескоп ўқи билан



13.16- расм. Пржекторлари компланар жойлашган ниқобли кинескоп:

1 — электрон прожекторлар; 2 — тирқишли ниқоб; 3 — люминофор қопланган экран.

устма-уст тушади. Қолган иккитаси кинескоп ўқиға нисбатан $1,5^\circ$ га бурилган бўлади (13.16-расм, а). Кинескоп экранни чизиқли тузилишга эга бўлган люминофор билан қопланган бўлиб (13.16-расм, б) сояли тирқишли ниқобга эга. Сояли ниқобда тирқишлар вертикал ёриқлар кўринишида бажарилган бўлиб, механик мустаҳкамлигини ошириш мақсадида горизонтал кашаклар қўйилади.

Компланар ниқобли кинескоп қуйидаги афзалликларга эга: яшил нур кинескоп ўқи бўйлаб йўналганлиги туфайли уни келтиришга (мослашга) ҳожат қолмайди ва қолган икки нурни марказий нурга нисбатан фақат горизонтал йўналишда келтириш лозим бўлади. Ниқобдаги ёриқлар ўлчами катта бўлганлиги учун тасвир равшанлиги ҳам ортади. Электрон нур бегона люминофор полосага фақат горизонтал йўналишда тушиши мумкин. Шунинг учун ранглар равшанлиги ортади. Бундан ташқари, нурларни ўз ўзини келтириш (мослаш) имконияти ҳам мавжуд.

Оғдирувчи системалар телевизион схемаларда тасвирни ёйиш электрон нурни маълум бир қонуният асосида оғдириш орқали амалга оширилади. Кинескопларда электрон нур магнит майдони ёрдамида оғдирилиб, бунинг учун оғдирувчи ғалтаклардан аррасимон ток ўтказилади. Ҳозирги замон телевизорларида электрон нур 110° га қадар оғдирилади. Электрон нурни магнит майдони билан оғдириш, электр майдон таъсирида оғдиришга нисбатан кинескоп узунлигини 5 баробар қисқартириш имконини беради.

Электрон нур ўзгармас магнит майдон ёрдамида оғдирилганда электроннинг траекторияси айлана кўринишида бўлади. Унинг радиуси

$$R = \sqrt{\frac{2m}{e} U_a} \cdot \frac{1}{H} \quad (13-14)$$

га тенг. Бу ерда U_a — иккинчи аноддаги кучланиш; m ва e — электроннинг массаси ва заряди; H — магнит майдон кучланганлиги.

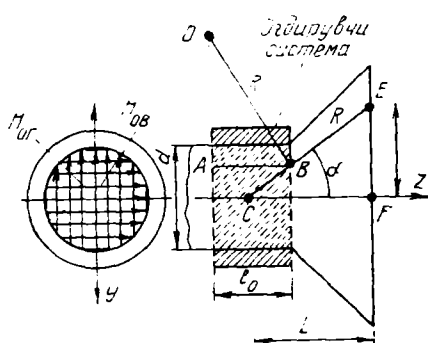
Экран текислиги бўйлаб нур оғдирилганда (13.1-расм):

$$y = L \cdot \operatorname{tg} \arcsin \left[\frac{H l_0}{\sqrt{\frac{2m}{e} U_a}} \right] \quad (13-15)$$

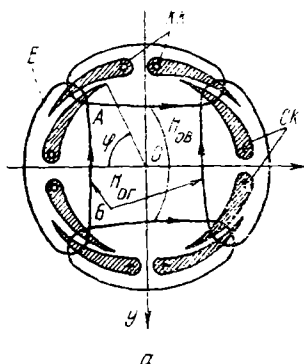
бўлади. Бу ерда L — оғдирувчи майдон марказидан экрангача бўлган масофа; l_0 — оғдирувчи майдон узунлиги.

(13—15) формулани таҳлил қилиш шуни кўрсатадики, нурни чизиқли кўринишда оғдириш учун майдон кучланганлиги мураккаб қонуният бўйича ўзгариши керак. Бундан ташқари, растрнинг четки қисмлари чўзилган ҳолда бўлмаслиги учун кадр ва сатр бўйича ёювчи чулғамлар рационал ҳолда жойлаштирилади (13.18-расм).

Умумий ҳолда ҳар қандай ёювчи қурилма импульслар генератори, бошқарувчи кучланишни ҳосил қилиш каскади ва чиқиш каскадидан иборат.

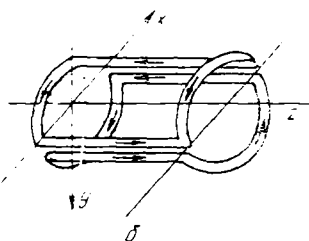


13.17- расм. Электрон нурли трубада электрон нурни оғдириш.

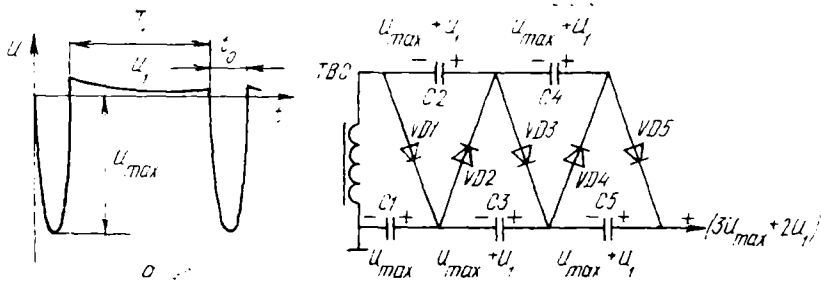


13.18- расм. Оғдирувчи системанинг кўндаланг қирқими:

a — бир текис тақсимланган магнит майдони; b — эгар кўринишидаги ғалтакларнинг соддалаштирилган кўриниши.



Сатр бўйича ёйиш генераторлари оғдирувчи ток ишлаб чиқариши билан биргаликда, юқори кучланиш ҳосил қилиш вазифасини ҳам бажаради. Бунинг учун сатр чиқиш трансформаторига қўшимча чулғам (автотрансформатор) ўралиб, унда 15625 Гц ли юқори вольтли кучланиш ҳосил қилади ва бир даврли тўғрилагич ёрдамида тўғриланади. Рангли кинескопларда тиниқ ранглар олиш ва нурларни сифатли равишда мувофиқлаштириш учун ниқобли кинескопнинг иккинчи анодида кучланиш юқори бўлиши керак. Бунинг учун кучланиш орттиргичлардан фойдаланилади (13.19-расм).



13.19- расм. Кучланиш кўпайтиргичи:

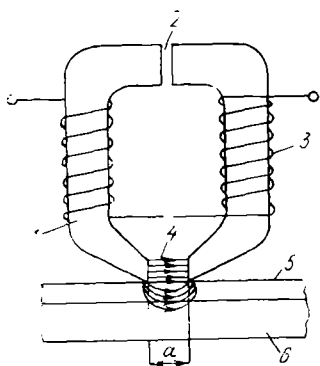
a — сатр бўйича нурнинг тескари йўналишида, кучланиш шакли; b — кўпайтиргичнинг принципал схемаси.

13.5. ТАСВИРНИ ЁЗИБ ОЛИШ ВА ҚАЙТА КЎРСАТИШ

Ҳозирги даврда тасвир асосан магнит усулида ёзиб олинади. Товуш сигналлари ва телевизион сигналларни магнит усулида ёзиб олиш бир хил принципга асосланган. Бу принцип ферромагнит материалларнинг ўзгарувчан электр сигналлари таъсирида магнитланиш ҳодисасига ва бу ҳолатни узоқ вақт сақлаш хусусиятига асосланган. Ёзувчи элемент (магнит каллаги) чулғамидан ток ўтиши натижасида, унинг ўзагида магнит куч чизиқлари ҳосил бўлади ва ёзилувчи элементдаги магнитли қатламни кесиб ўтади. Ёзилувчи элемент магнит каллаги ёнидан ҳаракатланиб ўтганда каллақда ҳосил бўлаётган ўзгарувчи магнит майдон элементда кетма-кет жойлашган ва майдон ўзгаришига мос равишда йўналган магнитли соҳаларни ҳосил қилади.

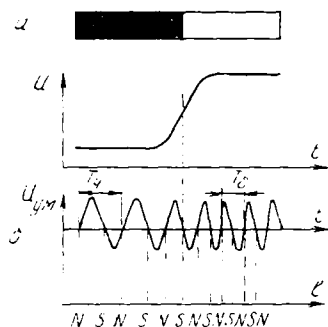
Ёзувни электр сигналларига қайта айлантиришда магнитланган ферромагнит элемент ташқи магнит майдон ҳосил қилади. Бу майдон магнит каллаги ёнидан ҳаракатланиб ўтказилганда, каллак чулғамида ўзгарувчан ЭЮК ҳосил қилади.

Магнит каллаги очиқ ферромагнит ўзакка эга бўлиб, чулғамларидан ёзиб олинadиган сигнал токи оқиб ўтади. Ўзакнинг очиқ соҳаси ишчи қисми деб аталиб, ундан чиқувчи магнит оқими ёзилувчи элементнинг ферромагнит қатламини ва бир қисми магнитсиз қатламни кесиб ўтади. 13.20-расмда магнит каллаги ва унинг очиқ иш соҳасида магнит оқимининг тақсимланиши келтирилган. Ўзак сифатида ейилишга чидамли, таркибда темир, алюминий, кремний ва легирловчи қўшимчалари бўлган қотишма ишлатилади. Ахборот элтувчи элемент сифатида магнит лентадан фойдаланилади. Магнит лента асоси эластик полиэфир плёнкадан иборат бўлиб, узилишга ва едирилишга чидамли. Асоснинг



13.20-расм. Магнит каллаги:

1 — магнит ўтказгичли; 2 — технологик тирқиш; 3 — чулғам; 4 — ишчи тирқиш; 5 — ферромагнит қатлам; 6 — лента асоси.



13.21-расм. Телевизион сигнални ЧМ сигналга айлантириш ва уни магнит лентасига ёзиш:

а — гетеродинли частотавий модулятор; б — чизиқли модуляция характеристикасини олиш.

қалинлиги 24 мкм. Магнитланувчи қатлам сифатида темирнинг гамма оксиди кукуни ва боғловчи модда ишлатилади.

Товуш сигналларини магнит лентага ёзишга нисбатан тасвир сигналларини ёзишнинг фарқи тасвир сигналларининг эгаллаган частоталар полосасининг кенг эканлигидадир.

Магнит лентасига ёзиш тўлқин узунлиги ёзилаётган сигнал частотаси ва лентанинг ҳаракат тезлигига боғлиқ; $\lambda = \frac{v}{f}$, бунда λ — ёзиш тўлқин узунлиги; v — лентанинг ҳаракат тезлиги; f — ёзилаётган сигнал частотаси.

Агар телевизион синаллар товуш сигналлари ёзиладиган аппаратлар ёрдамида ёзилса, лентанинг ҳаракат тезлигини 200 м/с га етказиш керак бўлар эди. Албатта бундай тезлик билан лентани ҳаракатлантириб бўлмайди.

Ёзиш тўлқин узунлигини камайтириш билан лентанинг ҳаракат тезлигини камайтириш мумкин. Бунинг учун магнит каллагидagi ишчи очиқ соҳа (a) ни камайтириш билан амалга ошириш мумкин.

Амалда $\lambda_{\text{тўл}} = 2a$ деб олинади. Бундан $f_{\text{max}} = \frac{v}{29}$.

Телевизион сигналлар катта частота полосасига эга эканлиги ва паст частотали ташкил этувчиларни ёзиш қийинлиги туфайли асосий сигналларни янада юқориноқ частоталар спектрига ўтказиб олинади. Сигналларни юқориноқ частотага ўтказиш учун модуляция усулидан фойдаланиш мумкин. Бунинг учун сигналларни амплитуда бўйича модуляциялаш усули танлаб олинса, турли хил ҳалақитлар қўшимча амплитуда модуляциясини вужудга келтиради. Шунинг учун ҳам бу типдаги модуляцияни ишлатиб бўлмайди.

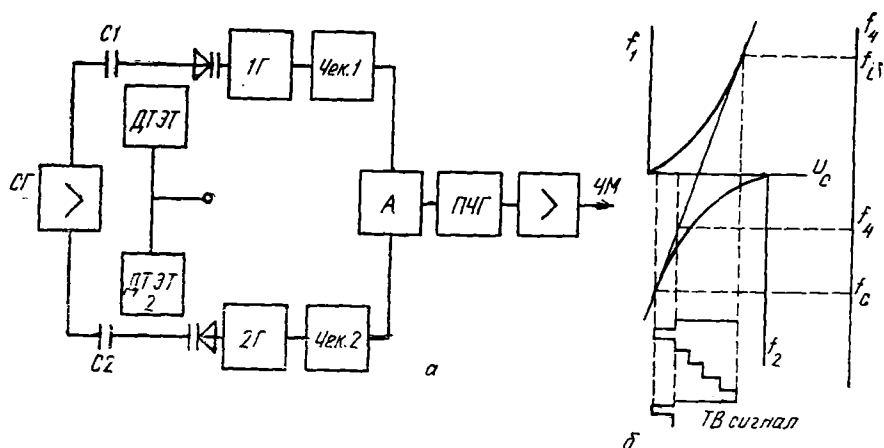
Телевизион сигналларни ёзишда тор полосали, модуляция индекси бирдан кичик бўлган ва элтувчи частота f_0 нинг модуляцияланган сигналдаги энг юқори частота F_{max} га нисбати кичик бўладиган, частота бўйича модуляция ишлатилади. Бунда частота бўйича модуляцияланган сигналлар спектрининг кенглиги, амплитуда бўйича модуляцияланган сигналлар кенглигидан деярли фарқ қилмайди.

13.21-расмда тасвир сигналларини ёзиш келтирилган. Унда оқ-қора соҳаларнинг U_c телевизион сигналга айлантирилиши кўрсатилган. Шундан сўнг U_c сигнал билан бирорта генератор сигнали частота бўйича модуляцияланади ва ёзувчи каллакка узатилади.

Ҳозирги замон тасвир ёзувчи қурилмаларда частота бўйича модуляцияловчи қурилмалар икки хил: гетеродинли ва бевосита бўлади.

Гетеродинли модуляторда сигнал юқори частотали (50... 100 МГц) бўлиб, сўнгга бошқа генератор ёрдамида керакли частотага пасайтирилади. Модулятор бевосита лентага ёзувчи частотада ишлайди.

Юқори сифатли тасвирни ҳосил қилиш талаб қилинадиган профессионал қурилмаларда гетеродинли модуляторлар ишлатилади. Бундай модуляторнинг тузилиш схемаси 13.22-расмда келтирилган. Кучайтиргич киришига тўла телевизион сигнал берилиб



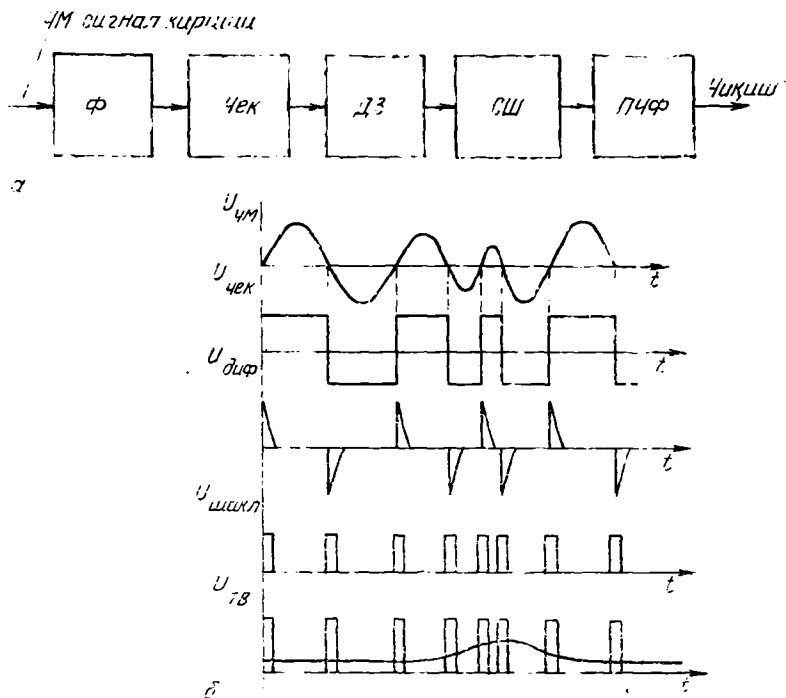
13.22- расм. Гетердинли частотавий модулятор:

а — тузилиш схемаси; б — чизиқли модуляция характеристикасини олиш.

ундан сигнал икки каналга ажратилади. Бу каналларда иккита юқори частотали $L1$ ва $L2$ генераторлар мавжуд бўлиб, уларнинг ўртача частотаси 100 ва 108 МГц га тенг. Телевизион сигналнинг доимий ташкил этувчиси $ДТЭТ1$ ва $ДТЭТ2$ лар ёрдамида тикланади. Шундан сўнг телевизион сигнал $L1$ ва $L2$ ларнинг тебраниш контурига кирувчи варикапларга берилади. Варикаплар қарама-қарши уланган. Генераторлар киришларидаги кучланиш орттирилганда бирининг частотаси камаяди, иккинчисиники эса ортади. Агар кириш кучланиши нолга тенг бўлса, чиқиш сигнаlining частотаси, частоталар фарқи $f_2 - f_1 = 108 - 100 = 8$ МГц га тенг бўлади.

Қарама-қарши фазада иккиланган модуляцияни амалга ошириш, ҳар бир генераторда бўлиши мумкин бўладиган ночизиқли бузилишларни компенсациялайди (13.22- расм, б). Частота бўйича модуляцияланган сигналларни амплитуда бўйича бузилишлардан тозалаш учун ҳар бир генератор сигнали амплитуда бўйича чеклагичлар $Чек 1$, $Чек 2$ га ва ундан сўнг аралаштиргич A га берилади. Аралаштиргич чиқишидан частоталар фарқи паст фильтрига ($ПЧФ$) ва кучайтиргичга узатилади.

Магнит лентадан қайта тикланган ва частота бўйича модуляцияланган сигналларни детекторлашда, демодулятор частота девиацияси ± 1 мГц бўлган кенг частоталар полосасида чизиқли характеристикага эга бўлишига эътибор бериш керак. Ҳозирги пайтда демодулятор сифатида частотани кўпайтирувчи ва импульсларни сановчи дискриминаторлар кўп қўлланилмоқда. Бундай дискриминаторнинг ишлаш принципи частота бўйича модуляцияланган сигналдан ноль чизиқни кесиб ўтишларни ажратиб олиш ва бу кесиб ўтишларнинг такрорланиш частотасини аниқлашдан иборат. Бу типдаги демодуляторнинг блок-схемаси ва унинг иш-

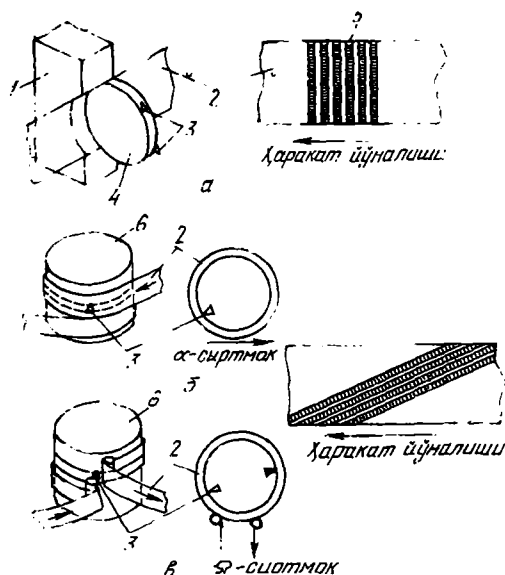


13.23- расм. Демодулятор:

а — тузилиш схемаси; б — унинг ишлашини характерловчи графиклар.

лашини тушунтирувчи график 13.23-расмда келтирилган. ЧМ сигнал унинг полосасини чекловчи Φ филътра берилади. Ундан сўнг сигнални икки томонлама чекловчи (*Чек*) га берилиб унда амплитуда бузилишларидан тозаланади. Дифференциалловчи занжирдан (*ДЗ*) сўнг, сигнал ноль чизиқни кесиб ўтадиган нуқталарда импульслар ҳосил қилинади. Сигналларни шакллантирувчи қурилмада (*СШ*) дифференциалланган импульслардан, частотаси икки баробар орттирилган, бир қутбли сигнал шакллантирилади. Вақт бирлигига тўғри келган импульслар сони, сигнал частотасига тўғри пропорционал бўлганлиги учун, бу импульслар кетма-кетлигини паст частотали филътр (*ПЧФ*) ёрдамида интеграллаб, унинг чиқишида дастлабки телевизион сигнал олинади.

Ҳозирги даврда магнит усулда ёзиш техникаси ёзиш тўлқин узунлиги 2 мкм бўлган ёзувларни ҳосил қила олади. Шунга кўра частотаси 6 мГц бўлган телевизион сигнални оддий усулда ёзиш учун лентанинг ҳаракат тезлиги 12 м/с бўлиши керак. Албатта, лентани бундай тезликда ҳаракатлантириш ноқулай ва тежамсиздир. Шу сабабли ёзувни лентага кўндаланг сатрда ва қия сатрда ёзиш усулини қўллаш бу қийинчиликдан қутулиш имконини беради. Бундай усулда сигнални лентага ёзиш ва қайта олиш айланувчи магнит каллаклари орқали амалга оширилади.



13.24- расм. Магнит лентасига сигнал ёзиш усуллари:

a — кўндаланг сатрли; *б, в* — қия сатрли.

Кўндаланг сатрли ёзувда тўрт каллакли, қия сатрли ёзувда бир ёки икки каллакли қурилмадан фойдаланилади. Кўндаланг сатрли ва қия сатрли ёзув усули 13.24-расмда келтирилган.

Кўндаланг сатрли ёзишда (2) лента текислиги (3) тўрт каллаккли айланувчи (4) дискка перпендикуляр бўлади. Вакуумли йўналтирувчи (1) камера ёрдамида каллак лента юзасига тегадиган жойда лента эгилади. Лента текислигига нисбатан перпендикуляр йўналишда ҳаракатланаётган каллак, лента юзасига таъсир этиб, унда вертикал сатрлар кўринишидаги магнитли из қолдиради. Лента бўйлама йўналишда ҳаракатланганидан кейин каллак олдинги сатрга нисбатан бир оз нарида из қолдиради. Излар лента қиррасига нисбатан $90^{\circ}33'$ бурчак ҳосил қилади.

Қия сатрли ёзув ҳосил қилувчи аппаратларда икки қисмдан иборат йўналтирувчи (6) барабан бўлиб, улар оралиғида (3) каллаккли диск айланади. Каллаklar барабан юзасидан бир оз чиқиб турганлиги туфайли лентада сатрларни ёза олади. Агар каллаklar сони иккита бўлса, улар бир-бирига нисбатан 180° га силжиган бўлади. Лентанинг барабанга ўралиши 360° ни ташкил этиши (α -сиртмоқ, 13.24-расм, б) ва 360° дан кичик бўлиши ҳам мумкин (Ω сиртмоқ, 13.24-расм, б). Каллаккли диск горизонтал йўналишда ҳаракатланганлиги туфайли, лента йўналтирувчи барабани спирал шаклида ўраб олади ва сигнал изи лентага қия шаклда ёзилади.

Тўрт каллакли кўндаланг сатрда ёзувчи видеомагнитофонларда ёзув сифати юқори бўлади. Уларнинг тузилиши мураккаб бўлганлиги учун асосан студияларда ишлатилади.

Бир ёки икки каллакли қия сатрда ёзувчи видеомагнитофонларда ёзув сифати кўндаланг сатрлига нисбатан пастроқ бўлсада, тузилиши нисбатан содда ва арзонлиги туфайли амалий мақсадларда ва маиший хизматларда фойдаланилади.

1

13.6. ЕРНИНГ СУНЪИЙ ЙЎЛДОШЛАРИ ОРҚАЛИ ТЕЛЕВИЗИОН ЭШИТТИРИШЛАР ОЛИБ БОРИШ

Маълумки, радиоэшиттиришлари ҳам, телевизион кўрсатувлар ҳам радиотўлқинлари орқали тарқатилади. Турли тўлқин узунлигига эга бўлган бундай тўлқинларнинг тарқалиш хусусияти ҳам ҳар хил бўлади. Радиоэшиттиришлари олиб бориладиган узун (ДВ), ўрта (СВ) ва қисқа (КВ) тўлқинлар Ер сиртини айланиб тарқалади. Шу сабабли бир қисм қуввати атмосферада ютилгандан сўнг ҳам узоқ масофаларга етиб боради. Телевизион кўрсатувлари эса фақат метрли (МВ) ва дециметрли (ДМВ) тўлқинларда олиб борилади. Негаки унинг ахбороти (тасвир, овоз, синхронимпульслар ва ҳ. к.) кўп бўлганлигидан ДВ, СВ, КВ диапазонларига сиғмайди. МВ ва ДМВ лар эса худди ёруғлик каби тўғри чизик бўйлаб уфққа қадар тарқалади. Тарқатувчи антенна баландлигига қараб тарқалиш масофаси 40—80 км дан ошмайди. Маълум қўшимча ўзгаришлар (қабул қилувчи антенна баландлигини кўтариш, кучсиз сигнални кучайтириш ва ҳ. к) билан бу масофани 120 км га қадар узайтириш мумкин. Шу сабабли телевизион кўрсатувларини узоқ масофаларга узатиш ва қабул қилиш масаласи уч йўналишда ҳал қилинмоқда, яъни ретранслятор, кабель ва сунъий йўлдошлар ёрдамида.

Ретранслятор дейилганда бири иккинчисидан радионур бевосита бориб тушадиган масофада жойлашган қабул қилувчи ва тарқатувчи қурилмалар тушунилади. Ретранслятор асосан тепалик жойларга ўрнатилади. Кўрсатувларда ҳалақитлар вужудга келмаслиги учун бирор частота диапазони — каналда қабул қилинган телевизион кўрсатув дастури (программаси) ни бошқа бир каналда кучайтириб қайта тарқатилади.

Мамлакатлар ёки шаҳарлар ўзаро телевизион кўрсатувларни кабель орқали ҳам алмашишлари мумкин. «Интервидение» системаси шу тарзда ишлайди.

САМО орқали телевизион кўрсатувларини қабул қилишда ретранслятор Ер сунъий йўлдошига ўрнатилади. Кўрсатувлар шу қурилма орқали қабул қилиниб кучайтирилгандан сўнг Ер юзининг маълум ҳудудига йўналтирилади.

Телевизион кўрсатувларни Ернинг сунъий йўлдошлари (ЕСЙ) — орқали олиб бориш ғояси биринчи йўлдош учирилишидан 10 йил олдин пайдо бўлган эди. 1950 йилда эълон қилинган бу лойиҳага кўра Ердан маълум баландликда жойлашган ЕСЙ нинг айланиш

тезлиги шундай танланадики, натижада Ердаги кузатувчига нисбатан у қўзғалмас бўлади. Ҳисоблашлар шуни кўрсатадики, айланма (доиравий) орбитага эга бўлган ЕСИ, Ер сиртидан 35800 км баландликда бўлса, унинг айланиш даври 24 соат бўлади. Бундай орбита синхрон ёки стационар орбита деб юритилади. Стационар орбитада «турган йўлдош» Ердаги телемарказдан телепрограммаларни қабул қилади ва кучайтиргандан сўнг қайтадан Ер томонга нурлантиради. Ўзаро 120° ташкил қилган ЕСИ ёрдамида бутун Ер шари бўйлаб телевизион кўрсатувлар олиб бориш мумкин. ЕСИ орбитаси, эллиптик кўринишига эга бўлганда ҳам телепрограммаларни ЕСИ орқали узатиш мумкин. Лекин бунда йўлдош бир нуқтада турмайди, вақт ўтиш билан ўз ўрнидан бир текисда силжийди. Бу ҳолда Ердаги ўзгарувчи ва қабул қилувчи системалар ЕСИ ни қидириши учун кўрсатувлар давомида йўналтирилганлик ҳолатини ўзгартириб туриши керак.

Лекин хусусий, яъни хонадонларимиздаги телевизорлар бу йўлдошлардан тарқатилган тўлқинларни қабул қила олмайди. Телевизион кўрсатувлар олиб бориладиган каналнинг эгаллаган частоталар диапозони кенг бўлганлигидан, бир канал иккинчисидан камиди 6,5 МГц га фарқ қилиши керак. Метрли тўлқинлар (МВ) диапозонидида бир-бирига ҳалақит бермасдан 12 каналда, дециметрли тўлқинлар (ДМВ) да эса 21 каналда кўрсатувлар бериш мумкин. Шунинг ҳисобга олган ҳолда йўлдош орқали узатилаётган телевизион кўрсатувлари жуда катта худудга (одатда диаметри 2—3 минг километрдан кам бўлмаган эллипсга) тарқатилгани учун Ердаги телевизион кўрсатувларга ҳалақит бермаслигини кўзда тутиб сантиметрли тўлқинлар танланади.

Йўлдошда ўрнатилган қурилмалар асосан қуёш батареяларидан қувват олиб ишлайди. Уларнинг қуввати чекланганлигидан тарқатилаётган тўлқинлар қуввати катта эмас. Ҳозирги кунда йўлдошдаги битта тарқатувчи қурилманинг ўртача қуввати 200—300 Вт атрофида. Бу қувват Ерда йўналтирилганда бир квадрат метрга 0,000 000 000 05 Вт тўғри келади. Кўриниб турибдики, Ерда тушаётган қувват зичлиги ниҳоятда кичик. Уни сезиш учун қувват тўловчи юзани катталаштириш керак, яъни қабул антеннасининг юзасини жуда катта қилиб олиш керак.

Қабул қилишнинг иккинчи усули приёмникнинг кичик қувватларга бўлган сезгирлигини оширишдир. Уни ошириш эса ички шовқинлар билан боғлиқ. Бу шовқинлар ўтказгич ва асбоблардаги электр зарядларининг хаотик ҳаракати билан боғлиқ бўлган иссиқлик шовқинлари, кучланиш ёки ток стабиллигининг ўзгариши, атрофда пайдо бўладиган шовқинлар ва ҳ. к. Шовқинлар фойдали сигнал билан биргаликда киришга берилиб кучайтирилади ва уни ажратиб бўлмайди.

Бундан ташқари ЕСИ да юборилган ва ундан қайтган сигналларга турли атмосфера шовқинлари ҳам қўшилади. Атмосфера шовқинларидан қутулиш учун у йўлдошга узатилаётган ва ундан қабул қилинаётган тўлқинларни модуляциялаш частота бўйича амалга оширилади. Шунда сигналлар частотаси ўзгармас бўлиб,

сўнгра уни турли атмосфера шовқинларидан тозалаш мумкин бўлади. Бунда битта программа эгаллаган кенглик 25—35 МГц га тенг бўлади. Шу сабабли ҳам хусусий телевизорлар бевосита ЕСИ дан қайтган тўлқинларни қабул қила олмайди.

Иссиқлик шовқинларини йўқотишнинг ягона йўли шовқини кам бўлган электрон асбобларни яратиш ва ишлатишдан иборат. Бу йўналишда кўпгина ишлар олиб борилганидан сўнг маълум талабга жавоб бера оладиган асбоблар яратилди. Шундан сўнг йўлдошлардан телесигналларни хусусий жойларга қабул қила оладиган телевизорга уланувчи махсус приставка (қўшимча радиоэлектрон қурилма) ишлаб чиқилди.

Приставка қуйидаги ишларни бажаради:

1) приставка ЕСИ дан антеннага келиб урилган сигнални қабул қилиб олади;

2) қабул қилинган сигнал частотасини (11,7—12,5 ГГц) телевизор қабул қила оладиган (метрли ёки дециметрли) частотага айлантиради;

3) частота модуляциясини амплитуда модуляциясига айлантиради;

4) сигнални телевизор сеза оладиган сатҳгача кучайтиради.

Приставка сезгирлигини ошириш антенна ўлчамларини кичрайтириш имконини бериб. Олдин «тарелка» диаметри 2—3 метр бўлса, энди 40—60 см. бўлиши етарлидир.

Йўлдошдан тарқатилаётган тўлқинларни Ердаги маълум юзага йўналтиришнинг сабаби қабул қилувчи антеннада кўпроқ қувват ҳосил қилиш учунгина эмас, балки кейинги даврда орбитага чиқарилган йўлдошларнинг кўпайиб кетганлигидандир. Улар — телевизион кўрсатувлари узатишдан ташқари, телеграф, телефон, тижорат ахборотлари, ҳарбий аҳамиятга молик маълумотлар ва ҳ. лар учун орбитага чиқарилган.

Халқаро келишувга мувофиқ йўлдошлар орқали телевизион кўрсатувлар тарқатиш учун 11,7 ГГц дан 12 ГГц гача бўлган диапазон ажратилган. Бу оралиқда бир-бирига халақит бермасдан Ерда 100 000 та радиостанция ёки амплитуда модуляцияси билан ишлайдиган телевизион станцияларидан эса 150 таси шу диапазонда ишлаши мумкин эди. Йўлдош орқали кўрсатувларда қирқта канал сиғади, холос. Дунёда 210 дан ортиқ мамлакат борлигини ҳисобга олсак, бу 40 тани улардан қайси бирига тақсимлаб бериш керак? Бу мамлакатлардан айримларида бир неча миллий программа борлиги назарда тутилса вазифа янада мураккаблашади. Шу сабабли ҳар бир ЕСИ антеннаси Ернинг маълум бир юзасига қатъий йўналтирилган бўлиши ҳамда қувват чекланиши зарур.

Биринчи махсус Telstar (1963 й. АҚШ) алоқа йўлдошида 5 Вт қувватли узатувчи қурилма бор эди. Ундаги антенна йўналтирилмаган бўлганлигидан, юборган сигнални диаметри 30 м бўлган антенна билан қабул қилиш мумкин эди. Кучсиз сигнални кучайтириш учун мураккаб тузилишли жуда қиммат ва суyoқ гелий билан совутиладиган квант кучайтиргичи ишлатилган эди.

70-йилларга келиб йўлдошларга йўналтирилган антенналар ўрнатилиб, улардаги узатувчи қурилманинг қуввати оширилди. Шу билан қабул қилувчи антенна ўлчами кичрайиб, кучайтиргичларни суюқ гелий билан совутишга ҳожат қолмади.

1977 йилда Женевада йўлдошлар орқали телевизион кўрсатувларини тарқатиш бўйича бутун дунё маъмурий анжумани чақирилди. Бунда йўлдошлар орқали ахборот узатиш бўйича йўлдошлар ўрни ва улар ишлайдиган частота диапазонлари келишиб олинди. Шунга кўра, Оврупада 34 та, Африкада 52 та йўлдош ўрни ва частотаси белгиланди. Ғарбий ярим шар учун алоҳида 1983 йилда келишув ўтказилди.

Йўлдош чиқариш ва ундан телевизион программаларни тарқатиш анча катта маблағ талаб қилади. Шу сабабли йўлдош орқали тарқалаётган программаларнинг барчасини ҳам текинга қабул қилиш мумкин эмас. Шу мақсадда программа сигнали махсус кодда бузиб тарқатилади. Уларни ҳалақитсиз қабул қилиш учун эса махсус декодерни ўша тарқатувчидан сотиб олиш ҳам керак бўлади.

Лекин текинга кўриш учун ажратилган алоҳида 12 ГГц ли диапазон ҳам бор. Уни қабул қилиш учун тарқатувчининг розилигини олиш шарт эмас. Ҳозир Оврупода шу диапазонда бешта катта қувватли йўлдош ишлаб турибди. Улар Олмонияга (TV Satr), Францияга (TDF1), Буюкбританияга (Marco Polo), Скандинавия мамлакатларига (Tel — x) ва Оврупо космик агентлигига (Olympus 1) қарайди. Улар орқали 18 та каналда кўрсатув узатиб турилади. Барча телепрограммалар МАК стандартида узатилади. Бу стандарт махсус ЕСЙ орқали телеузатиш учун мўлжалланган бўлиб, мавжуд ПАЛ, СЕКАМ ва НТСЦ стандартларига мос келмайди. МАК стандарти бўйича равшанлик ва ранглилик сигналлари навбатма-навбат узатилади. «Ердаги» телеузатувларда улар бирданга узатилади.

Кенг омма учун мўлжалланган йўлдошлардан ташқари бош станцияга ТВ ни узатиб берувчи йўлдошлар алоқаси ҳам мавжуд. Улар «тақсимот тармоғи» деб аталади. Шундай тақсимловчи теле-системадан дунёда биринчиси «Орбита» 1967 йилда собиқ СССРда иш бошлаган эди. Сўнгра шунга ўхшаш системалар АҚШ, Канада, Индонезия, Ҳиндистон ва бошқа мамлакатларда пайдо бўлди. 1977 йилда бир группа Оврупа мамлакатлари «Евтелстат» консорциумга бирлашиб «Евровидения» тармоғини ҳосил қилди.

Умум Овруподан ташқари миллий тақсимлаш системаси «Москва», «Телеком — 1 (Франция), «Коперник» (Олмония) кабилар мавжуд.

Ҳозирги кунда Ўзбекистон республикасининг миллий телемаркази «Орбита» станцияси телекўрсатувлари билан бирга «Евразия» системасининг эшиттиришларини олиб кенг оммага кўрсат-

ФОИДАНИЛГАН АДАБИЕТЛАР

1. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы: М.: Высш. школа, 1983 г. 536 с.
2. Каяцкас А. А. Основы радиоэлектроники: Учебн. пособие для студентов вузов по спец. «Констр. и производство радиоаппаратуры». — М.: Высш. школа, 1988. — 464 с.
3. Гитцевич А. Б. и др. Полупроводниковые приборы. Диоды выпрямительные, стабилитроны, тиристоры: Справочник. — М. Радио и связь, 1989 г.
4. Гитцевич А. Б. и др. Полупроводниковые приборы. Диоды высокочастотные, диоды импульсные, одноэлектронные приборы: Справочник. Под. ред. А. В. Голмедова. — М.: Радио и связь, 1989 г. 592 с.
5. Горошков Б. И. Радиоэлектронные устройства: Справочник. — М.: Радио и связь, 1985 г. — 400 с.
6. Фишер Д. Э., Гетланд К. Б. Электроника — от теории к практике: — Пер. с англ. А. Н. Мошкова. — М.: Энергия, 1980 г. — 400 с.
7. Алексеев Ю. П. Бытовая приемно-усилительная радиоаппаратура: Справочник. — М.: Радио и связь, 1987 г. — 448 с.
8. Шила В. Л. Полярные цифровые микросхемы: Справочник. — М.: Радио и связь, 1988 г. — 352 с.
9. Телевидение: Учебник для вузов: Под ред. В. Е. Джаконин. — М.: Радио и связь, 1986 г. — 456 с.
10. Манаев Е. И. Основы радиэлектроники: Учеб. пособие для вузов. — 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Радио и связь, 1985, — 488 с.

М У Н Д А Р И Ж А

<i>Кириш</i>	3
1- б о б. Радиоэлектрон занжирларнинг асосий элементлари	6
1.1. Радиоэлектрон системалар	6
1.2. Электр қаршилик. Резисторлар	7
1.3. Электр сғим. Конденсаторлар	9
1.4. Индуктивлик. Ғалтаклар	11
1.5. Ток ва электр юритувчи куч манбалари	15
2- б о б. Радиоэлектрон занжирлар классификацияси	16
2.1. Радиотехник сигналлар классификацияси ва занжир характеристика- лари	18
2.2. Чизиқли занжирларда гармоник ўзгарувчи сигналлар	21
3- б о б. Тўрт қутбли ва кўп қутбли занжирлар	24
3.1. Асосий тушунчалар	24
3.2. Оддий занжирларнинг частотавий характеристикалари	27
3.2.1. Қаршилик ва сғимдан иборат занжир (RC)	27
3.2.2. Сғим ва қаршиликдан иборат занжир (CR)	29
3.2.3. Қаршилик ва индуктивликдан иборат занжир (RL)	30
3.2.4. Индуктивлик ва сғимдан иборат занжир (LC)	30
3.2.5. Қаршилик, сғим ва индуктивликдан иборат занжир (RCL)	32
3.3. Боғланган контурлар	36
3.4. Тўрт қутбли занжирларнинг эквивалент схемалари	40
3.5. Тўрт қутбли занжирни мослаштириш	41
4- б о б. Филтрлар	43
4.1. Филтрларнинг турлари ва параметрлари	43
4.2. Пассив элементли филтрлар	44
4.3. Пьезоэлектрик ва электромеханик филтрлар	48
4.4. RC -занжирли актив филтрлар	51
5- б о б. Параметрлари тақсимланган занжирлар	54
5.1. Линиялар	54
5.2. Линияларнинг иш режими	59
5.3. Линияларнинг ишлатилиши	62
5.4. Линияларни мослаштириш	65
6- б о б. Дискрет электрон асбоблар	66
6.1. Электровакуум асбоблар	67
6.2. Ярим ўтказгичлар. p — n ўтиш	77
6.3. Ярим ўтказгичли диод	84
6.4. Биполяр транзисторлар	91
6.5. Интеграл транзисторлар	97
6.6. Майдонли транзисторлар	99
6.7. Тристорлар	106
7- б о б. Кучайтиргичлар	107
7.1. Кучайтиргичларнинг асосий кўрсаткичлари	107

7.2. Дастлабки кучайтириш каскадлари	110
7.3. Кучайтиргичларда тескари боғланиш	117
Кучайтиргичнинг частота характеристикасини яхшилаш	119
7.4. Кўп каскадли кучайтиргичлар ва қувват кучайтиргичлари	121
7.5. Кучайтиргич параметрларини бошқариш	127
7.6. Резонансли кучайтиргичлар	129
7.7. Ўзгармас ток кучайтиргичлари	130
8-б о б. Аналогли микросхема элементлари	132
8.1. Интеграл микросхема ҳақида тушунча	132
8.2. Операцион кучайтиргичлар (ОК)	134
Таркибий транзисторлар	139
Операцион кучайтиргичларнинг асосий параметрлари	140
8.3. Операцион кучайтиргичлардан тузилган схемалар	140
Интеграл микросхемалардан тузилган кучайтиргичлар	143
9-б о б. Рақамли микросхема техникаси асослари	144
9.1. Рақамли сигналлар ва мантиқий схемалар ҳақида умумий тушунча	144
9.2. Мантиқий интеграл схемаларнинг асосий параметрлари ва классификацияси	148
9.3. Электрон қалитлар	149
9.4. Рақамли интеграл схемалардаги асосий мантиқий элементлар	154
9.4.1. Транзистор-транзистор мантиқий рақамли микросхемалар (ТТЛ)	154
9.4.2. ЭСЛ типдаги рақамли микросхемалар	157
9.4.3. МДП типдаги рақамли микросхемалар	159
9.5. Триггерлар	160
9.6. Ўрта ва катта интеграл схемалар	164
9.6.1. Комбинацион мантиқий ИС	164
9.6.2. Тадрижий ИС лар	167
9.7. Аналогли сигналларни рақамли сигналларга ва аксинча ўзгартиргичлар	168
9.8. Хотира қурилмалари	172
9.9. Микро ЭХМ ва микропроцессор	174
10-б о б. Гармоник тебранишлар генераторлари ва импульсли қурилмаларнинг элементлари	176
10.1. Сўнмас тебранишлар ҳосил бўлиш шартлари	176
10.2. LC-Генераторлар	178
10.3. RC-генераторлар	180
10.4. Носинусоидал тебранишлар генераторлари	182
10.4.1. Амплитуда чеклагичлар	183
10.4.2. Импульсларни генерациялаш	184
11-б о б. Сигналларни ўзгартириш	190
11.1. Сигналларни ўзгартириш принципи	190
11.2. Модуляторлар	192
11.3. Детекторлар	200
11.4. Сигнал частотасини ўзгартириш	205
11.5. Сигнал частотасини кўпайтириш	207
12-б о б. Радиоузатувчи ва радио қабул қилувчи қурилмалар	208
12.1. Радиоузатувчи қурилмалар	208
12.2. Радио қабул қилувчи қурилмаларнинг тузилиши	209
12.3. Радиоприёмникларнинг умумий характеристикалари	211
12.4. Приёмник схемалари	212
12.5. Радиоқурилмаларни энергия билан таъминлаш манбалари	216
12.5.1. Компенсацион стабилизаторлар	217
12.5.2. Импульсли стабилизаторлар	218

13-6 о б. Телевидение асослари	221
13.1. Телевизион сигналларни узатиш принципи	221
13.2. Узатувчи системалар	225
13.2.1. Узатувчи трубкалар	228
13.3. Телевизион приёмникларнинг тузилиши	232
13.4. Қинескоплар ва ёювчи системалар	238
Оғдирувчи системалар	240
13.5. Тасвирни ёзиб олиш ва қайта кўрсатиш	242
13.6. Ернинг сунъий йўлдошлари орқали телевизион эшиттиришлар олиб бориш	247

На узбекском языке

ТУРДИЕВ НАРЗИКУЛ ШЕРАНОВИЧ

ОСНОВЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

Учебное пособие для вузов

Ташкент «Ўқитувчи» 1992

Редакция мудир *Абдувоҳид Раҳимов*
Муҳаррир *Феруза Орипова*
Кичик муҳаррир *Мастура Иброҳимова*
Бадний муҳаррир *Фарҳод Некқадамбоев*
Тех. муҳаррир *Д. Габдурахманова*
Мусаҳҳиҳ *Покиза Авомова*

ИБ № 5801

Теришга берилди 07.01.92. Босишга рухсат этилди 10.09.92. Формати 60×90^{1/16}. Литературная гарнитураси. Кегли 10 шпонсиз. Юқори босма усулида босилди. Шартли б. л. 16,0. Шартли кр. отт- 16,19. Нашр. л. 15,2. Тираж 2300, Буюртма 2489.

«Ўқитувчи» нашриёти, Тошкент, Навоий кўчаси, 30. Шартнома 11-158-91.

Ўзбекистон Матбуот давлат комитетининг Тошполиграфкомбинати. Навоий кўчаси, 30.

Ташполиграфкомбинат Государственного комитета Республики Узбекистан по печати
Тошкент, ул. Навои, 30.

Т 88

Турдиев Н. Ш.

Радиоэлектроника асослари: Пед. ин-тларининг талабалари учун ўқув қўлл.— Т: Ўқитувчи, 1992—256 б.

Турдиев Н. Ш. Основы радиоэлектроники: Учеб. пособие для вузов.

ББК 32я73