

ЎЗБЕКИСТОН АЛОҚА АХБОРАТЛАШТИРИШ АГЕНТЛИГИ
ТОШКЕНТ АХБОРОТ ТЕХНОЛОГИЯЛАРИ УНИВЕРСИТЕТИ

Кафедра
Электроника

ЭЛЕКТРОНИКА ВА СХЕМОТЕХНИКА

ФАНИДАН МАЪРУЗАЛАР МАТНИ

II қисм

Тузувчилар: проф., Арипов Х.К.
доц., Алимова Н.Б.

Ташкент 2011

МУНДАРИЖА

1.	Маъруза 1.	Схемотехника фани, мазмуни ва усуллари.....	3
2.	Маъруза 2.	ИМС тайёрлаш технологияси. ИМС актив ва passив элементлари.....	5
3.	Маъруза 3.	Аналог ИМСлар. Барқарор ток генератори (БТГ) схемаси.....	12
4.	Маъруза 4.	Дарлингтон жуфтлиги. Уилсон ток кўзгулари схемаси..	15
5.	Маъруза 5.	Ўзгармас кучланиш сатҳини силжитиш қурилмаси.....	20
6.	Маъруза 6.	ИМС чиқиш каскадлари.....	22
7.	Маъруза 7.	Дифференциал кучайтиргич.....	26
8.	Маъруза 8.	Операцион кучайтиргич.....	34
9.	Маъруза 9.	Мантикий элементлар. МЭларнинг узатиш характеристикалари.....	37
10.	Маъруза 10.	Оддий инверторли ТТМ. Мураккаб инверторли ва Шоттки барьерли ТТМ.....	45
11.	Маъруза 11.	Интеграл инжекцион мантиқ.....	53
12.	Маъруза 12.	Эмиттерлари боғланган мантиқ.....	56
13.	Маъруза 13.	МДЯ транзисторида ясалган мантикий элементлар.....	63
14.	Маъруза 14.	Комплементар инверторлар.....	66
15.	Маъруза 15.	Заряд алоқали асбоблар.....	69
16.	Маъруза 16.	Яримўтказкичли хотира қурилмалари.....	71
17.	Маъруза 17.	Оптронлар. Оптоэлектрон ИМСлар.....	74
18.	Маъруза 18.	Функционал электроника ривожланишининг асосий йўналишлари.....	77
		Фойдаланилган адабиётлар.....	80

СХЕМОТЕХНИКА ФАНИ, МАЗМУНИ ВА УСУЛЛАРИ

Биринчи ИМСлар 1958 йилда яратилди. ИМСларнинг ҳажми ихчам, оғирлиги кам, энергия сарфи кичик, ишончилиги юқори бўлиб, ҳозирги кунда уч конструктив – технологик вариантларда яратилмоқда: қалин ва юпқа пардали, яримўтказгичли ва гибрид.

1965 йилдан буён микроэлектрониканинг ривожини Г. Мур қонунига мувофиқ бормоқда, яъни ҳар икки йилда замонавий ИМСлардаги элементлар сони икки марта ортмоқда. Ҳозирги кунда элементлар сони $10^6 \div 10^9$ та бўлган ўта юқори (ЎЮИС) ва гига юқори (ГЮИС) ИМСлар ишлаб чиқарилмоқда.

Микроэлектроника ўзининг ярим асрлик тарихи давомида ИМСлар элементлари ўлчамларини камайтириш йўлида ривожланмоқда. 1999 йилда микроэлектроника технологик ажратишнинг 100 нмли довоинини енгиб наноэлектроникага айланди. Ҳозирги вақтда 45 нмли технологик жараён кенг тарқалган. Бу жараён оптик литографияга асосланишини айтиб ўтаемиз.

Микроэлектрон курилмалар (ИМСлар) яратишнинг ананавий, планар жараён каби, усуллари яқин 10 йиллик ичида иқтисодий, технологик ва интеллектуал чегарага келиб қолиши мумкин, бунда курилмалар ўлчамларини камайтириш ва уларни тузилиш мураккаблигининг ошиши билан ҳаражатларнинг экспоненциал ошиши кузатилади. Муаммони нанотехнологиялар усуллари кўллаган ҳолда янги сифат даражасида ечишга тўғри келади.

МДЯ транзисторларда затворости диэлектриги ананавий равишда SiO_2 ишлатилади, 45 нм ўлчамли технологияга ўтилганда диэлектрик қалинлиги 1 нмдан кичик бўлади. Бунда затвор ости орқали сизилиш токи ортади. Кристалнинг 1 см^2 юзасида энергия ажралиш 1 кВтга етади. Юпқа диэлектрик орқали ток оқиш муаммоси SiO_2 ни диэлектрик сингдирувчанлик коэффиценти ϵ катта бошқа диэлектрикларга, масалан $\epsilon \sim 20 \div 25$ бўлган гафний ёки цирконий оксидларига алмаштириш йўли билан ҳал этилади.

Келгусида, транзистор канали узунлиги 5 нмгача камайтирилганда, транзистордаги квант ҳодисалар унинг характеристикаларига катта таъсир кўрсата бошлайди ва хусусан, сток – исток орасидаги туннеллашув токи 1 см^2 юзада ажраладиган энергияни 1 кВт га етказади.

Планар технологиянинг замонавий процессорлар, хотира курилмалари ва бошқа рақамли ИМСлар ҳосил қилишдаги ютуқлари ўлчамлари 90 нм, 45 нм ва ҳатто 28 нмни ташкил этувчи ИМСлар ишчи элементларини ҳосил қилиш имконини яратганлиги бугунги кунда кўпчилик тадқиқотчилар томонидан нанотехнологияларнинг кўлланилиш натижасидек қаралмоқдалигини айтиб ўтаемиз. Бу мавжуд ISO/TK 229 нуқтаи – назаридан тўғри. Лекин, планар жараён биринчи ИМСлар пайдо бўлиши билан, ўтган асрнинг 60 – йилларида ҳеч қандай нанотехнологиялар мавжуд бўлмаган вақтда пайдо бўлди ва шундан бери принципиал ўзгаргани йўқ.

Ҳозирги кунда телекоммуникация ва ахборотлаштириш тизимининг ривожланиш даражаси том маънода микроэлектроника ва наноэлектроника маҳсулотларининг уларда қўлланилиш даражасига боғлиқ.

Интеграл микроэлектроника ривожининг физик чегаралари мавжудлиги сабабли, ҳозирги кунда анъанавий микроэлектроника билан бир қаторда электрониканинг янги йўналиши – наноэлектроника жадал ривожланмоқда.

Наноэлектроника ўлчамлари 0,1 дан 100 нм гача бўлган яримўтказгич тузилмалар электроникаси бўлиб, микроэлектрониканинг микроминиатюрлаш йўлидаги мантикий давоми ҳисобланади. У қаттиқ жисм физикаси, квант электроникаси, физикавий – кимё ва яримўтказгичлар электроникасининг сўнгги ютуқлари негизидаги қаттиқ жисмли технологиянинг бир қисмини ташкил этади.

Сўнгги йилларда наноэлектроникада муҳим амалий натижаларга эришилди, яъни замонавий телекоммуникация ва ахборот тизимларнинг негиз элементларини ташкил этувчи: гетеротузилмалар асосида юқори самарадорликка эга лазерлар ва нурланувчи диодлар яратилди; фотоқабулқилгичлар, ўта юқори частотали транзисторлар, бир электронли транзисторлар, турли хил сенсорлар ҳамда бошқалар яратилди. Наноэлектрон ЎЮИС ва ГЮИС микропроцессорларни ишлаб чиқариш йўлга қўйилди.

Швеция Қироллиги фанлар академияси илмий ишларида тезкор транзисторлар, лазерлар, интеграл микросхемалар (чиплар) ва бошқаларни ишлаб чиқиш билан замонавий ахборот коммуникация технологияларига асос солган олимлар: Ж.И. Алферов, Г. Кремер, Дж.С. Килбини Нобель мукофоти билан тақдирлади.

Интеграл микроэлектроника ва наноэлектроника билан бир вақтда **функционал электроника** ривожланмоқда. Электрониканинг бу йўналиши анъанавий элементлар (транзисторлар, диодлар, резисторлар ва конденсаторлар)дан воз кечиш ва қаттиқ жисмдаги турли физик ҳодиса (оптик, магнит, акустик ва ҳ.к.)лардан фойдаланиш билан боғлиқ. Функционал электроника асбобларига акустоэлектрон, магнитоэлектрон, криоген асбоблар ва бошқалар кирази.

ИМС ТАЙЁРЛАШ ТЕХНОЛОГИЯСИ. ИМС АКТИВ ВА ПАССИВ ЭЛЕМЕНТЛАРИ

Тайёрлов операциялари. Яримўтказгич ИМСлар тайёрлаш учун асосий материал бўлган - кремний монокристал куймалари олишдан бошланади. Монокристал куймалар ҳосил қилишнинг бир қанча усуллари мавжуд.

Чохральский усулида таркибига донор ёки акцептор киритмалар кўшилган ўта тоза кремний эритмаси юзига кремний монокристалли туширилади. Эритма эритган монокристал ўз ўқи атрофида аста – секин айлантирилиб кўтарилади. Монокристал кўтарилиши билан эритма кристалланади ва кремний монокристалли ҳосил бўлади. Ҳосил бўлган кремний куймаси n – ёки p –турли электр ўтказувчанликка эга бўлади. Куйма узунлиги 150 см, диаметри эса 150 мм ва ундан катта бўлиши мумкин.

Зонали эритиш усулида монокристал ифлослантирувчи киритмалардан кўшимча тозаланади. Бунда кристаллнинг тор зонаси эритилиб, эритилган зона кристаллнинг бир учидан иккинчи учига аста силжитиб борилади. Киритмаларнинг эриган фазада эрувчанлиги каттиқ ҳолатдаги эрувчанлигига қараганда катта бўлса, ўша киритмалар суюқ фазага ўтиб кристаллнинг иккинчи учига силжиб боради, ва ўша ерда тўпланади. Киритмалар тўпланган соҳа тозалаш жараёнлари тугагандан сўнг кесиб ташланади.

Эпитаксия. Эпитаксия жараёни асос сиртида унинг кристалл тузилишини такрорловчи юпқа монокристал ишчи қатламлар ҳосил қилиш учун ишлатилади. Асос бунда мустаҳкамликни таъминлаш ва кристалланаётган қатлам такрорлаши зарур бўлган кристалл панжара сифатида хизмат қилади. Кейинги технологик жараёнларда эпитаксиал қатламда ИМСнинг актив ва пассив элементлари ҳосил қилинади.

Газ фазали ва суюқ фазали эпитаксия усуллари кенг тарқалган бўлиб, улар монокристал асос сиртида n – ёки p –турли ўтказувчанликка эга бўлган эпитаксиал қатламлар ҳосил қилиш имконини беради.

Термик оксидлаш. Термик оксидлаш – кремний сиртида оксид (SiO_2) қатлам (парда) ҳосил қилиш мақсадида сунъий йўл билан оксидлашдан иборат жараён. У юқори ($1000\div 1200$) $^{\circ}\text{C}$ температураларда кечади.

ИМСлар тайёрлашда SiO_2 қатлам бир неча муҳим функцияларни бажаради: сиртни ҳимояловчи қатлам; ниқоб вазифасини бажариб, ундаги тирқишдан зарур киритмалар киритилади; МДЯ – транзисторларда затвор остидаги юпқа диэлектрик қатлам сифатида ишлайди.

Легирлаш. Яримўтказгич ҳажмига киритмаларни киритиш жараёни легирлаш деб аталади. ИМСлар тайёрлашда легирлаш схеманинг актив ва пассив элементларини ҳосил қилиш учун, зарур ўтказувчанликни таъминлаш учун керак. Легирлашнинг асосий усуллари юқори темератураларда киритмалар атомларини диффузиялаш ва юқори энергияли ионлар билан бомбардимон қилиш (ионларни кристалл панжарага киритиш) дан иборат.

Диффузия ёрдамида легирлаш бутун кристалл юзаси бўйлаб ёки ниқобдаги тирқишлар орқали маълум соҳаларда (локал) амалга оширилади.

Ион легирлаш етарли энергиягача тезлатилган киритма ионларини ниқобдаги тирқишлар орқали кристаллга киритиш билан амалга оширилади. Ион легирлаш универсаллиги ва осон амалга оширилиши билан характерланади. Ионлар токини ўзгартириб легирловчи киритмалар концентрациясини, энергиясини ўзгартириб эса – легирлаш чуқурлигини бошқариш мумкин.

Емириш. Яримўтказгич, унинг сиртидаги оксидлар ва бошқа бирикмаларни кимёвий моддалар ҳамда уларнинг аралашмалари ёрдамида эритиб тозалаш жараёнига емириш дейилади. Емириш яримўтказгич сиртини тозалаш, оксид қатламда “дарча”лар очиш ва турли кўринишга эга бўлган “чуқурчалар” ҳосил қилиш учун қўлланилади. Яримўтказгич сиртини тозалаш ва “дарча”лар ҳосил қилиш учун **изотроп емириш**дан фойдаланилади, бунда яримўтказгич барча кристаллографик йўналишлар бўйлаб бир хил тезликда эритилади. Баъзан яримўтказгични турли кристаллографик йўналишлар бўйлаб турли тезликда эритиш ва натижада турли кўринишга эга бўлган “чуқурча”лар ҳосил қилиш зарур бўлади. **Анизотроп емириш** билан, масалан, микросхемалар тайёрлашда (элементларни бир – биридан диэлектрик билан изоляциялашда) диэлектрик қатлам ўстирилувчи “чуқурча”лар ҳосил қилинади.

Фотолиитография. Яримўтказгич пластинадаги металл ёки диэлектрик пардалар сиртида маълум шаклдаги локал соҳаларни ҳосил қилиш жараёни фотолиитография деб аталади. Ушбу соҳалар кимёвий емиришдан ҳимояланган бўлиши шарт. Фотолиитография жараёнида ультрабинафша нур таъсирида ўз хусусиятларини ўзгартирувчи, **фоторезист** деб аталувчи, махсус моддалар ишлатилади.

Фоторезист оксидланган кремний пластинаси сиртига суртилади ва кварц шиша ниқоб орқали ёритилади. Ниқоблар шаффоф ва шаффоф эмас соҳаларга эга бўлгани учун фоторезистнинг маълум соҳаларига ёруғлик (ультрабинафша нур) таъсир этиб, унинг хусусияти ўзгартирилади. Бундай ниқоблар **фотошаблонлар** деб аталади. Фоторезист турига боғлиқ ҳолда унинг эрувчанлиги ортиши (позитив фоторезист) ёки камайиши (негатив фоторезист) мумкин. Позитив фоторезист қатлам ёруғлик нури таъсирида нобарқарор ҳолатга ўтади ва эритувчи таъсирида эрийдиган, негатив фоторезист эса – аксинча, ёруғлик таъсирида эримайдиган бўлиб қолади, унинг ёруғлик таъсиридан ҳимояланган соҳалари эрийди. Шундай қилиб, фоторезист қатламдан фотошаблондаги шаклни такрорловчи ҳимояловчи ниқоб ҳосил қилинади. Фоторезист қатламда ҳосил қилинган “дарча”лар орқали оксидланган яримўтказгичнинг ҳимояланмаган соҳаларига кимёвий ишлов берилади (емирилади).

ИМС тайёрлашда фотолиитография жараёнидан бир неча марта (5÷7 марта) фойдаланилади (негиз қатламлар, эмиттерлар, омик контактлар ҳосил қилишда ва х.з.). Бунда ҳар гал ўзига хос “расм”ли фотошаблонлар ишлатилади.

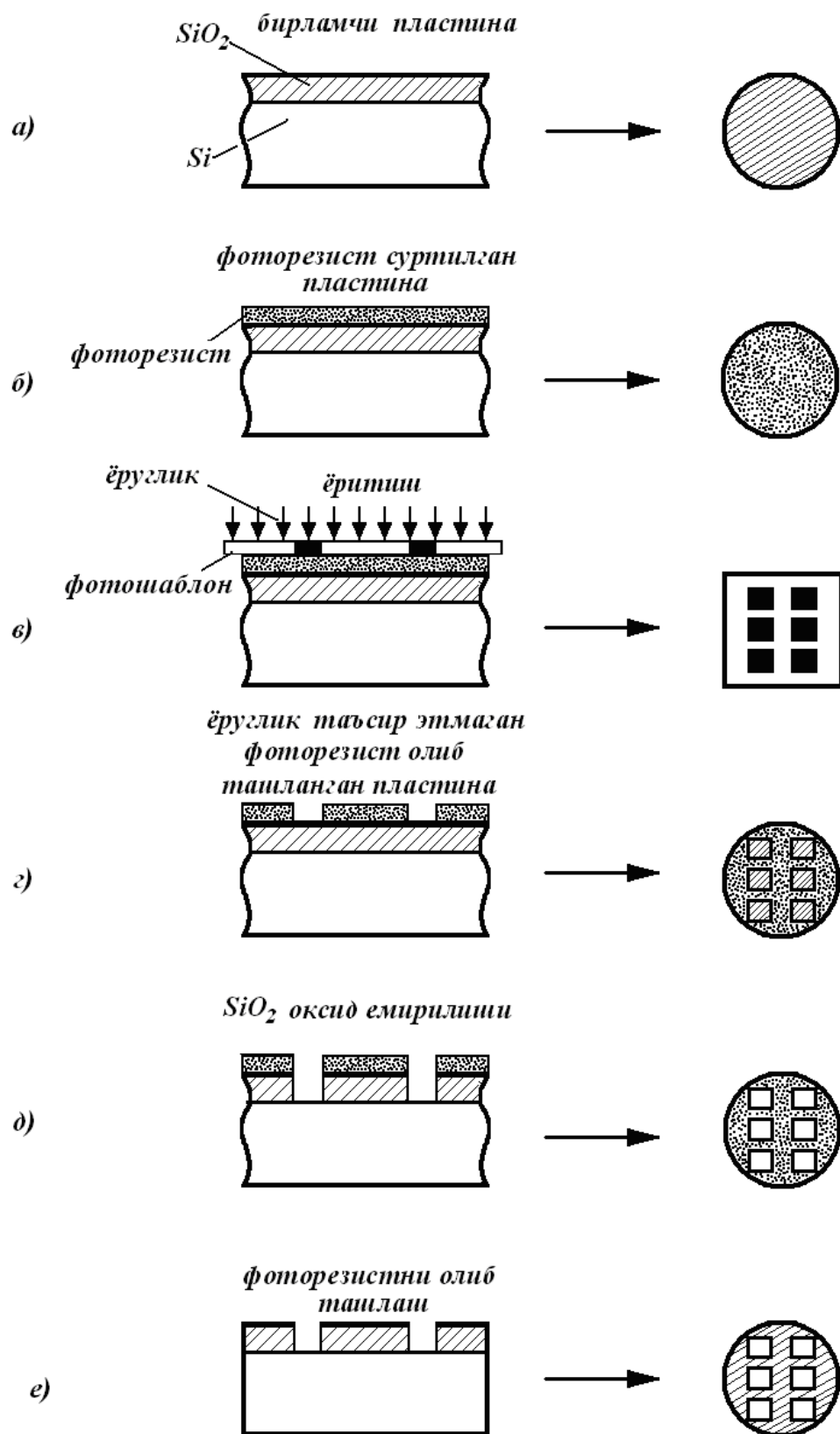
Олтита ЭРЭга эга ИМС ҳосил қилишда фотолитография жараёнининг кетма – кетлиги 2.1 – расмда кўрсатилган.

Пардалар ҳосил қилиш. Пардалар ИС элементларини электр жиҳатдан улаш ҳамда резисторлар, конденсаторлар ва гибрид ИСларда элементлар орасидаги изоляцияни амалга ошириш учун қўлланилади.

Пардалар вакуумда термик буғлатиш, материални ионлар билан бомбардимон қилиб учириш ёки газ фазадан, сувли эритмадан кимёвий ўтказиш усуллари билан ҳосил қилинади. Ҳар бир усулнинг афзаллиги ва камчилиги мавжуд.

Мисол тариқасида **металлаш**ни – кристалл ёки асос сиртида металл пардалар (схемада элементларнинг ўзаро уланиши, контакт юзачалар, пасив ва актив элементлар электродлари) ҳосил қилиш жараёнини кўриб чиқамиз. Металлаш учун олтин, никель, кумуш, алюминий ва Cr-Au, Ti-Au ва бошқалар ишлатилади.

Кремний асосидаги ИМСларда металлашни амалга ошириш учун асосан алюминийдан фойдаланилади. Нарҳи қиммат бўлмаган ҳолда, кўрсатиб ўтилган металллар каби, у p – кремний билан омик (тўғриламайдиган) контакт ҳосил қилади, кичик солиштирма қаршиликка эга ва катта токка чидайди. Алюминий вакуумда термик буғлатиш усули билан сиртга ўтказилади. n –турли соҳа билан омик контакт ҳосил қилиш учун ундаги донорлар концентрацияси 10^{20} см^{-3} атрофида бўлиши керак. Бундан юқори концентрацияга эга бўлган соҳа n^+ деб белгиланади. Металлаш жараёни яримўтказгич пластина ҳажмида схема элементлари ҳосил қилингандан сўнг амалга оширилади. Биринчи навбатда пластина сиртида SiO_2 қатлам ҳосил қилинади. Шундан кейин кремний билан контактлар ҳосил қилиниши керак бўлган жойларда, фотолитография усули билан, SiO_2 парда қатламида “дарча”лар очилади. Сўнг вакуумда термик буғлатиш усули билан пластина сиртида қалинлиги 1 мкм атрофида бўлган алюминий қатлам ҳосил қилинади. Контакт юзачалари ва электр жиҳатдан бирлаштирувчи ўтказгичларнинг зарурий шакли фотолитография усули билан ҳосил қилинади. Алюминий қатламининг ишлатилмайдиган соҳалари емириш усули билан олиб ташланади, сўнггра алюминий билан кремний орасида контакт ҳосил қилиш учун пластинага термик ишлов берилади. Ҳозирги вақтда металлашда электр ўтказувчанлиги алюминийга нисбатан катта бўлган мис ҳам қўлланилмоқда.



2.1 – расм. Фотолитография жараёнининг кетма -кетлиги.

Пластиналарни кристалларга ажратиш ва йиғиш операциялари.

Барча асосий технологик операциялар бажариб бўлингандан сўнг, юзларча ва ундан кўп ИСларга эга пластина алоҳида кристалларга бўлинади.

Пластиналар лазер скрайбер ёрдамида, яъни тайёрланган ИСлар орасидан лазер нурини юргизиб кристалларга ажратилади. Ишлатишга яроқли кристаллар қобиқларга ўрнатилади, бунда кристал аввал қобиққа елимланади ёки кавшарланади. Сўнг кристал сиртидаги контакт юзачалар қобиқ электродларига ингичка ($\varnothing 20\div 30$ мкм) симлар ёрдамида уланади. Симлар уланаётганда термокомпрессиядан фойдаланилади, яъни уланаётган сим билан контакт юзачаси ёки микросхема электроди $200\div 300$ °С температурада ва юқори босимда бир – бирига босиб бириктирилади. Монтаж операциялари тугагандан сўнг кристалл юзаси атроф муҳит атмосфераси таъсиридан химоялаш учун қобиқланади. Одий интеграл схемаларда чиқиш электродлари сони 8-14 та, КИСларда эса 64 тагача ва ундан кўпроқ бўлиши мумкин. ИСлар қобиқлари металл ёки пластмассадан тайёрланади. ИСларнинг қобиқсиз турлари ҳам мавжуд.

Интеграл микросхема (ИМС) кўп сонли транзистор, диод, конденсатор, резистор ва уларни бир – бирига уловчи ўтказгичларни ягона конструкцияга бирлаштиришни (конструктив интеграция); схемада мураккаб ахборот ўзгартиришлар бажарилишини (схемотехник интеграция); ягона технологик циклда, бир вақтнинг ўзида схеманинг электрорадио элементлари (ЭРЭ) ҳосил қилинишини, уланишлар амалга оширилишини ва бир вақтда гуруҳ усули билан кўп сонли бир хил интеграл микросхемалар ҳосил қилиш (технологик интеграция) ни акс эттиради. ИМС, ягона технологик циклда, ягона асосда тайёрланган ва ахборот ўзгартиришда маълум функцияни бажарувчи ўзаро электр жиҳатдан уланган ЭРЭлар мажмуасидир.

ИМС электрон асбоблар қаторига киради. Унинг электрон асбоб сифатидаги асосий хусусияти шундаки, у мустақил равишда, масалан, ахборотни эслаб қолиши ёки сигнални кучайтириши мумкин. Дискрет элементлар асосида шу функцияларни бажариш учун транзисторлар, резисторлар ва бошқа элементлардан иборат схемани **қўлда йиғиш зарур**. Электрон асбобнинг ускуна таркибида ишлаш ишончилиги аввалам бор кавшарланган уланишлар сони билан аниқланади. ИМСларда элементлар бир – бири билан **металлаш** йўли билан уланади, яъни кавшарланмайди ҳам, пайванд ҳам қилинмайди. Бунинг натижасида йиғиш, монтаж қилиш ишларининг сифатини ошириш масаласи ечилди, катта миқдордаги ЭРЭларга эга радиоэлектрон қурилмалар ишлаб чиқаришда ишончилик таъминланди.

Ҳозирги кунларда тайёрлаш усули ва бунда ҳосил бўладиган тузилмасига кўра ИМСларни бир – биридан принципиал фарқланувчи уч турга ажратилади: **яримўтказгич**, **пардали** ва **гибрид**. ИМСларнинг ҳар тури, микросхема таркибига кирувчи элементлар ва компонентлар сонини ифодаловчи, интеграция даражаси ва конструкцияси билан фарқ қилади.

Элемент деб, конструкцияси бўйича кристалл ёки асосдан ажралмайдиган, ЭРЭ функциясини бажарувчи ИМСнинг қисмига айтилади.

ИМС **компоненти** деб, дискрет элемент функциясини бажарувчи, лекин монтаждан аввал мустақил маҳсулот бўлган ИМСнинг бўлагига айтилади.

Йиғиш, монтаж қилиш операцияларини бажаришда компонентлар микросхема асосига ўрнатилади. Қобиксиз диод ва транзисторлар, конденсаторларнинг махсус турлари, кичик ўлчамли индуктивлик ғалтаклари ва бошқалар содда компонентларга, мураккаб компонентларга эса – бир нечта элементдан ташкил топган, масалан, диод ёки транзисторлар йиғмалари киради.

Элементлари яримўтказгич асоснинг сиртига яқин қатламда ҳосил қилинган микросхемалар *яримўтказгич ИМС* деб аталади.

Элементлари диэлектрик асос сиртида парда кўринишида ҳосил қилинган микросхемалар *пардали ИМС* деб аталади. Пардалар турли материалларни паст босимда юпқа қатлам сифатида ўтказиш йўли билан ҳосил қилинади. Парда ҳосил қилиш усули ва у билан боғлиқ парда қалинлигига мувофиқ ИМСларни *юпқа пардали* (қалинлиги 1-2 мкм) ва *қалин пардали* (қалинлиги 10 мкмдан юқори) ларга ажратилади. Адабиётларда кўп ҳолларда ИМС ёзув ўрнига ИС деб ёзилади.

Ҳозирги кунда пардали диод ва транзисторларнинг параметрлари барқарор бўлмагани сабабли, пардали ИМСлар фақат пассив элементларга (резисторлар, конденсаторлар ва бошқалар) эга.

Пардали технологияда элемент параметрларининг рухсат этилган тарқоқлиги 1÷2 % дан ошмайди. Пассив элементлар параметрлари ва уларнинг барқарорлиги ҳал қилувчи аҳамият касб этганда бу жуда муҳим бўлади. Шу сабабдан пардали ИСлар баъзи филтрлар, фаза ўзгаришига сезгир ва танловчи схемалар, генераторлар ва бошқалар тайёрлашда ишлатилади.

Гибрид ИМС (ёки ГИС) деб умумий диэлектрик асосда жойлашган пардали пассив ва дискрет актив элементлар комбинациясидан иборат микросхемага айтилади. Дискрет компонентлар осма дейилади. Гибрид ИМСлар учун актив элементлар қобиксиз ёки жажжи металл қобикларда тайёрланади.

ГИСларнинг асосий афзалликлари: ишлаб чиқишнинг нисбатан кичик даврида аналог ва рақамли микросхемаларнинг кенг синфини яратиш имкониятидан, кенг номенклатурали пассив элементлар ҳосил қилиш имкониятидан (МДЯ – асбоблар, диодли ва транзисторли матрицалар) ва ишлаб чиқарилаётган микросхемаларда яроқлилар фоизининг кўплигидан иборат. ГИСлар алоқа аппаратларининг қабул қилиш – узатиш тизимларида, юқори частотали кучайтиргичларда, ЎЮЧ қурилмаларда ва бошқаларда қўлланилади.

Ишлатилган транзистор турига мувофиқ яримўтказгич интеграл микросхемалар *биполяр* ва *МДЯ ИМС*ларга ажратилади. Ҳозирги кунда $p - n$ ўтиш билан бошқариладиган МТлар асосида яратилган ИМСлар катта аҳамият касб этмоқда. Ушбу синфга арсенид галлий асосида, затвори Шоттки диоди кўринишида бўлган МТлар киради. Сўнгги пайтда таркибида ҳам биполяр, ҳам майдоний транзисторлар ишлатилган ИМСлар ҳам тайёрланмоқда.

ИМСнинг функционал мураккаблиги унинг таркибидаги элемент ва компонентлар сонини кўрсатувчи **интеграция даражаси** билан ифодаланади. Интеграция коэффиценти сон жиҳатдан $K = \lg N$ тенглик билан аниқланади, бу ерда N – схема элементлари ва компоненталари сони (2.1 – жадвал).

2.1 – жадвал

Интеграция коэффициенти	K қиймати	Элементлар сони	ИМС номи
1	< 1	10 тагача	оддий
2	$1 < K \leq 2$	11÷100	ўртача (ЎИС)
3	$2 < K \leq 4$	101÷10 000	катта (КИС)
4-5	≥ 4	$> 10\,000$	ўта катта (ЎКИС)

Оддий ИМСларга мисол сифатида мантиқ элементларни кўрсатиш мумкин. ЎИСларга жамлаш қурилмаси, счетчиклар, оператив хотира қурилмалари (ОХК), сиғими 256-1024 бит бўлган доимий хотира қурилмалари (ДХК) мисол бўла олади. КИСларга мантикий – арифметик ва бошқарувчи қурилмалар киради. ЎКИС ларга 1,9 миллиард МДЯ – транзисторлардан ташкил топган, сиғими 294 МБ бўлган хотира микросхемалари мисол бўла олади.

Кристаллдаги элементлар жойлашувининг зичлиги – бирлик юзага тўғри келувчи элементлар сони ИС конструкцияси ва технологияси сифатининг муҳим кўрсаткичи ҳисобланади. Технология даражаси минимал технологик ўлчам, яъни эришиш мумкин бўлган энг кичик ўлчам билан ифодаланади, масалан, эмиттер кенглиги, ўтказгичлар кенглиги, улар орасидаги масофа билан характерланади.

ИМСлар ишлаб чиқариш технологиясини мукаммаллаштириш жараёнида минимал технологик ўлчам Δ нинг йиллар бўйича ўзгариши 2.2 – жадвалда келтирилган.

2.2 – жадвал

Йил	1999	2001	2003	2005	2007	2009
Δ , нм	180	130	90	65	45	32

Хотира қурилмаларида элементлар жойлашув зичлиги ҳар икки йилда икки марта ортиб бораётганини 1965 йилда Гордон Мур башорат қилган эди. 2.2 – жадвал ушбунни тасдиқлайди.

Функционал вазифасига кўра ИСлар **аналог** ва **рақамли**ларга бўлинади. Аналог ИСларда сигнал узлуксиз функция сифатида ўзгаради. Энг кенг тарқалган аналог ИС – операцион кучайтиргичдир. Рақамли ИСлар дискрет кўринишда берилган сигналларни ўзгартиришга ва қайта ишлашга хизмат қилади.

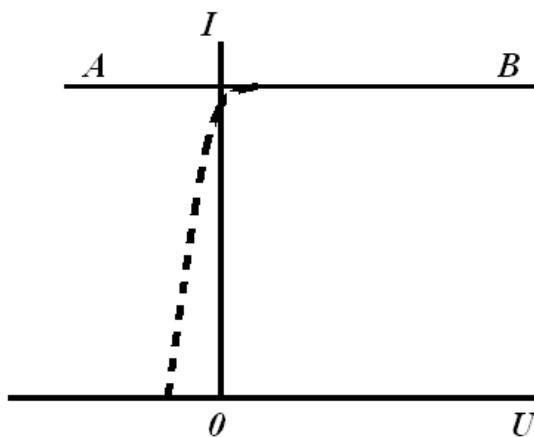
АНАЛОГ ИМСЛАР. БАРҚАРОР ТОК ГЕНЕРАТОРИ (БТГ) СХЕМАСИ

Функционал вазифасига кўра ИСлар *аналог* ва *рақамли*ларга бўлинади. Аналог ИСларда сигнал узлуксиз функция сифатида ўзгаради. Энг кенг тарқалган аналог ИС – операцион кучайтиргичдир. Рақамли ИСлар дискрет кўринишда берилган сигналларни ўзгартиришга ва қайта ишлашга хизмат қилади.

Ихтиёрий занжирдан аввалдан белгиланган қийматли ток оқишини таъминловчи электрон қурилма *барқарор ток генератори (БТГ)* деб аталади. Юкламадан оқаётган токнинг қиймати кучланиш манбаи, занжир параметрлари ва температура ўзгаришларига боғлиқ бўлмайди.

БТГнинг вазифаси кириш кучланиши ва юклама қиймати ўзгарганда чиқиш токи қийматини ўзгармас сақлашдан иборат бўлиб, улар турли функционал вазифаларни бажарувчи аналог ва рақамли микросхемаларда ишлатиладилар.

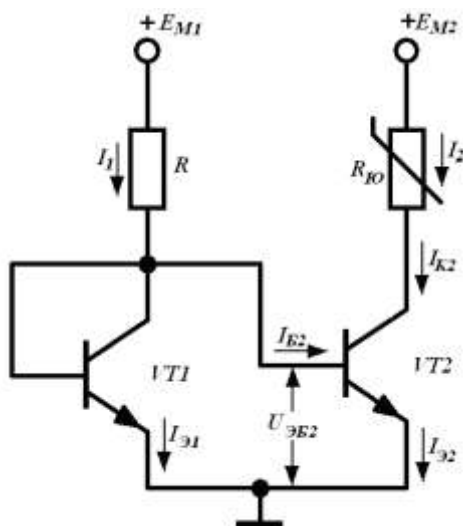
Ўзгармас ток қийматини фақат чексиз катта динамик қаршиликка эга бўлган идеал ток манбаи таъминлаши мумкин. Идеал ток манбаи ВАХи горизонтал АВ тўғри чизикдан иборат (3.1 – расм). УБ схемада уланган БТнинг чиқиш характеристикаси идеал ток генератори ВАХига яқин бўлади. Демак, УБ схемада уланган транзистор амалда ток генератори вазифасини бажариши мумкин. Лекин, температуравий барқарорликни ва кенг динамик диапазонни таъминлаш учун амалда иккита ёки ундан кўп транзистор ишлатилади.



3.1 – расм. Идеал БТГ ВАХи.

Энг содда БТГ схемаси 3.2 – расмда кўрсатилган. Схемда I_1 ток занжирига тўғри силжитилган диод уланишли, таянч транзистор деб аталувчи VT1 транзистор уланган. У жуда кичик қаршиликка эга. Шунинг учун VT1 кучланиш генератори вазифасини ўтайди. У $R_{Ю}$ бошқарилувчи занжир билан кетма – кет уланган VT2 транзисторнинг эмиттер – база ўтишини кучланиш билан таъминлайди.

VT2 транзистор эмиттер – база кучланиши билан бошқарилгани муносабати билан унинг хусусиятлари УБ схеманинг хусусиятларига мос келади. Маълумки, УБ уланган схемада актив режимда коллектор токи коллектордаги кучланишга деярли боғлиқ бўлмайди (3.2 – расм). Шунинг учун ихтиёрий $R_{Ю}$ дан ўтаётган ток I_2 таянч кучланиш $U_{ЭБ2}$ билан аниқланади. $I_2 = I_1$ эканлигини амалда кўрсатамиз.



3.2 – расм. Содда БТГ схемаси.

$I_{Э1}$ ва $I_{Э2}$ тоқлар юқори аниқликда

$$I_{Э} = I_0 \exp(U_{БЭ} / \varphi_T) \quad (3.1)$$

ифода билан аппроксимацияланади, бу ерда I_0 – тескари силжитилган ЭЎнинг тўйиниш токи. Транзисторларнинг $I_{Э0}$ ва φ_T параметрлари айнан бир хил бўлгани учун $U_{БЭ1} = U_{БЭ2}$ шартдан

$$I_{Э1} = I_{Э2} . \quad (3.2)$$

3.2 – расмдан

$$I_1 = I_{Э1} + I_{Б2}, \quad I_2 = I_{К2} = I_{Э2} - I_{Б2} .$$

(3.2)ни эътиборга олган ҳолда

$$I_2 = I_1 - 2I_{Б2} \quad (3.3)$$

ёзиш мумкин. База токи коллектор токидан $50 \div 100$ марта кичик бўлади. Шунинг учун, ҳисоблашларда $I_2 = I_1$ деб олиш мумкин. Бундаги хатолик $1 \div 2\%$ дан ошмайди. Демак, $R_{Ю}$ юклама занжиридаги чиқиш токи I_2 , занжир қандай бўлишидан қатъий назар, кириш токини ҳам қиймат, ҳам йўналиш

бўйича такрорлайди. Кириш токи қийматига келсак, у етарли аниқлик билан $I_1 = (E_{M1} - 0.6) / R$ га тенг.

I_1 токнинг ўзгармаслиги барқарорлашган кучланиш манбаи E_{M1} дан фойдаланиш ҳисобига эришилади. Натижада I_2 токнинг занжир параметрлари E_{M2} ва $R_{Ю}$ га боғлиқлиги йўқотилади.

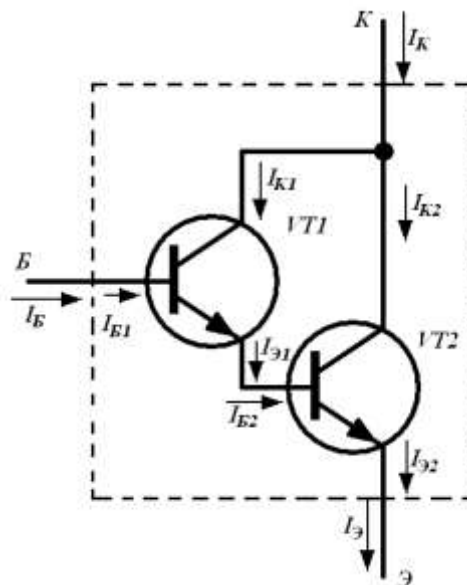
Лекин бундай БТГда I_2 токнинг температура бўйича барқарорлиги таъминланмайди, чунки база токи $I_{Б2}$ температура ўзгаришларига жуда боғлиқ. I_2 токнинг температура бўйича барқарорлигини таъминлаш учун мураккаброқ схемалардан фойдаланилади.

ДАРЛИНГТОН ЖУФТЛИГИ. УИЛСОН ТОК КЎЗГУЛАРИ СХЕМАСИ

Таркибий транзисторлар. Каскадларнинг кучайтириш коэффициентлари ва кириш қаршиликлари учун ифодаларни таҳлил қилиб, уларнинг максимал қийматлари УЭ уланган схемада транзисторнинг дифференциал ток узатиш коэффициенти $h_{21Э}=\beta$ билан аниқланади деб хулоса қилиш мумкин. $h_{21Э}$ нинг реал қийматлари транзистор тузилмаси ва тайёрланиш технологияси билан аниқланади ва одатда бир неча юздан ошмайди. Бундан асосан операцион кучайтиргичларнинг кириш каскадларида қўлланиладиган, махсус супербета транзисторлар мустасно.

Бир нечта (одатда иккита) транзисторни ўзаро улаб $h_{21Э}$ қийматини ошириш муаммосини ҳал қилиш мумкин. Уланишлар шундай амалга оширилиши керакки, транзисторларни ягона транзистор деб қараш мумкин бўлсин. Бир турли транзисторга нисбатан схемалар биринчи марта Дарлингтон томонидан таклиф этилган эди, шунинг учун **Дарлингтон жуфтлиги** ёки **таркибий транзистори** деб аталади.

Иккита *n-p-n* транзистор асосидаги Дарлингтон транзистори 4.1 – расмда келтирилган бўлиб, бу ерда Б, Э, К – эквивалент транзистор электродлари.



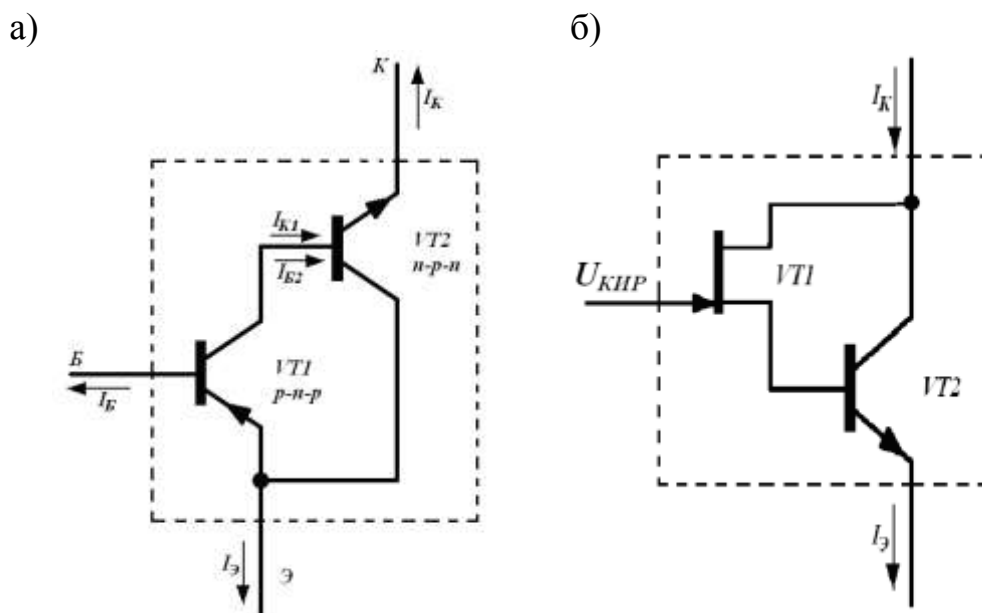
4.1 – расм. Дарлингтон жуфтлиги.

Таркибий транзисторда натижавий ток узатиш коэффициенти алоҳида транзисторлар ток узатиш коэффициентларининг кўпайтмасига тенг. Агар β_1 ва β_2 лар бир хил қийматга эга бўлса, масалан 100 га, ҳисоблаб топилган коэффициент $\beta = \beta_1 \cdot \beta_2 = 10^4$ бўлади. Лекин, бир хил VT1 ва VT2 ларда β_1 ва β_2 коэффициентлар I_{K1} ва I_{K2} коллектор тоқлари бир хил бўлгандагина бир – бирига тенг бўлади. $I_{Э1} \gg I_{Б1} = I_{Э2}$ бўлгани учун $I_{K2} \gg I_{K1}$. Шунинг учун $\beta_1 \ll \beta_2$ ва $\beta = \beta_1 \cdot \beta_2$ амалда бир неча мингдан ошмайди.

Таркибий транзисторлар турли ўтказувчанликка эга бўлган транзисторлар асосида ҳам ҳосил қилиниши мумкин. Бундай тузилмалар **қўшимча симметрияга эга бўлган таркибий транзисторлар** деб аталади. Комплементар БТлар асосидаги **Шиклаи таркибий транзистори** деб аталувчи схеманинг тузилиши 4.2, а – расмда келтирилган.

Бунда кириш транзистори сифатида $p-n-p$ ўтказувчанликка эга транзистор, чиқиш транзистори сифатида эса $n-p-n$ ўтказувчанликка эга транзистор ишлатилади. Натижавий тоқлар йўналишлари, расмдан кўринишича, $p-n-p$ транзисторнинг тоқлари йўналишига мос келади. Тоқ узатиш коэффиценти $\beta = \beta_1 + \beta_1 \cdot \beta_2$ га тенг бўлади ва амалда Дарлингтон транзисторининг β сига тенг бўлади.

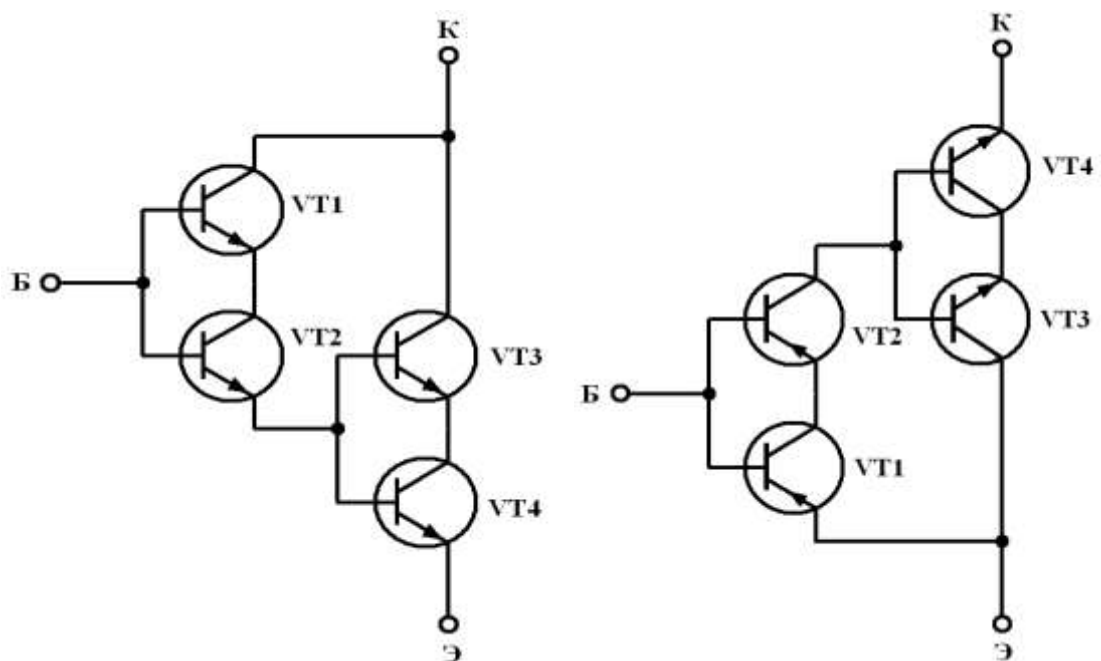
Принципда таркибий транзистор майдоний ва биполяр транзисторлар асосида ҳосил қилиниши мумкин. 4.2, б – расмда n – канали $p-n$ ўтиш билан бошқарилувчи МТ ва $n-p-n$ тузилмали БТ асосида ҳосил қилинган таркибий транзистор схемаси келтирилган. Ушбу схема майдоний ва биполяр транзисторларнинг хусусиятларини ўзида мужассамлаштирган – бу жуда катта кириш қаршилигига ва тоқ бўйича, демак қувват бўйича ҳам, жуда катта кучайтириш коэффицентиغا эгалigidан иборат.



4.2 – расм. Комплементар БТлар (а), БТ ва МТлар асосидаги (б) таркибий транзистор схемалари.

Инжекцион – вольтаик транзистор асосидаги таркибий транзистор схемаси 4.3, а ва б – расмларда келтирилган. Улар температура ва кучланиш манбаи қийматлари ўзгаришига нисбатан юқори барқарорликка эга.

а) б)



4.3 – расм. Инжекцион – вольтаик транзистор асосидаги таркибий транзистор Дарлингтон (а) ва Шиклаи (б) жуфтлиги схемалари.

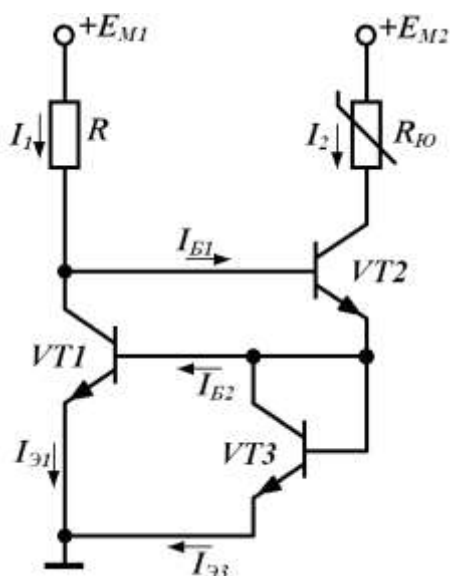
Масалан, 4.4 – расмда БТГнинг учта транзисторли схемаси (Уилсон ток кўзгуси) келтирилган. Унда бошқарувчи VT1 ва VT2 транзисторларнинг база токлари қарама - қарши йўналган.

Схемадан

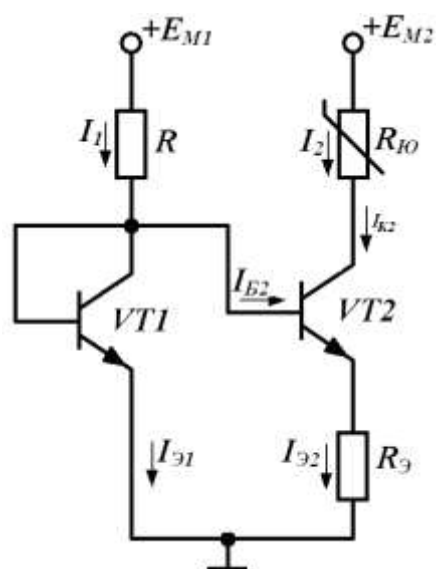
$$I_1 - I_{B2} + I_{B1} = I_{Э1}, \quad I_2 + I_{B2} - I_{B1} = I_{Э3}$$

кўриниб турибди.

VT1 ва VT2 транзисторлар эгизак. Уларнинг ишлаш режимлари бир – бириникдан коллектор – база кучланиш бўйича фарқ қилади. VT1 транзисторнинг коллектор – база кучланиши VT2 транзисторнинг эмиттер – база кучланишига тенг, яъни қиймати кичик. VT2 транзисторнинг коллектор–база кучланиши эса R резистордаги ва $R_{Ю}$ занжирдаги кучланиш пасайишлари билан аниқланади ва сезиларли даражада катта бўлиши мумкин.



4.4 – расм. Уилсон ток кўзгуси схемаси.



4.5 – расм. Актив ток трансформатори.

Лекин, база токи коллектор – база кучланиши қийматига суи боғланган, шунинг учун $I_{B1} = I_{B2}$. Эмиттер токлари ҳам содда БТГ схемасидаги ҳолат сабабларига кўра бир – бирига тенг $I_{Э1} = I_{Э3}$. Натижада

$$I_2 = I_1 - 2(I_{B2} - I_{B1}) = I_1.$$

Бу ифодадан 3.2 – расмда келтирилган схемада кириш ва чиқиш токларининг қайтарилиши 4.4 – схемадагига қараганда юқорироқлиги кўриниб турибди.

Қатор интеграл схемаларда таянч токи I_1 ($I_2 \ll I_1$) қиймати катта бўлган кичик токли БТГлар талаб этилади. Ушбу ҳолларда содда БТГнинг такомиллашган схемасидан фойдаланилади (4.5 – расм).

Бу схема ток трансформатори схемаси деб аталади. Унинг учун

$$I_{Э2}R_Э = U_{БЭ1} - U_{БЭ2} \quad ; \quad U_{БЭ1} = E_M - I_1R \quad (4.1)$$

ифода ўринли.

Идеаллаштирилган ўтиш ВАХ дан фойдаланиб,

$$U_{БЭ1} = \varphi_T \ln(I_1 / I_0) \quad ; \quad U_{БЭ2} = \varphi_T \ln(I_2 / I_0) \quad (4.2)$$

ёзиш мумкин.

(2.4) ва (2.5) ифодалардан

$$I_2 = \frac{\varphi_T}{R_Э} \ln \frac{E_M - U_{БЭ1}}{I_2 R} \quad (4.3)$$

ҳосил қиламиз.

I_2 токнинг берилган қиймати асосида (4.3) дан фойдаланган ҳолда R_3 резисторнинг қаршилигини топиш мумкин

$$R_3 I_2 = \frac{\varphi_T}{I_2} \ln \frac{E_M - U_{БЭ1}}{I_2 R} . \quad (4.4)$$

Ушбу схема соддалигига қарамасдан, температура бўйича барқарорликни яхши таъминлайди, чунки R_3 резистор орқали манфий ТА га эга. Ҳисоблашлардан температура бир градусга ўзгарганда токнинг нобарқарорлиги $\Delta I_2 = 2,5$ мкА ни ташкил этиши маълум. Бундан ташқари, $R_3 = 1$ кОм (статик қаршилик) бўлганда БТГнинг динамик қаршилиги 1 МОмга яқин бўлади.

ЎЗГАРМАС КУЧЛАНИШ САТҲИНИ СИЛЖИТИШ ҚУРИЛМАСИ

Ўзгармас кучланиш сатҳини силжитувчи схема, кўп каскадли ўзгармас ток кучайтиргичларда каскадларни кучланиш бўйича ўзаро мувофиқлаштиришда кенг қўлланилади. Бундай схемалар **сатҳ трансляторлари** деб ҳам аталади. Улар навбатдаги каскад киришидаги сигналнинг ўзгармас ташкил этувчисини силжитиши ва ўзгарувчан ташкил этувчисини бузмасдан узатиши керак.

Энг содда сатҳ силжитувчи схема бўлиб эмиттер қайтаргич хизмат қилади. Унинг чиқиш (эмиттер) потенциали сатҳи база потенциали сатҳидан U^* катталиққа паст бўлиб, сигнал $K_U \approx 1$ коэффициент билан узатилади.

U^* катталиқ очик ўтиш кучланиши деб аталади. Гап шундаки, нормал ток режимида (тўғри тоқлар $I=10^{-3} \div 10^{-4}$ А оралиғида бўлганда), кремнийли $p - n$ ўтишдаги кучланиш $0,65 \div 0,7$ В бўлади. Микрорежимда эса (тоқлар $I=10^{-5} \div 10^{-6}$ А бўлганда), кучланишнинг мос ўзгаришлари $0,52 \div 0,57$ В бўлади.

Шундай қилиб, тоқлар диапозонига боғлиқ ҳолда тўғри кучланишлар биров фарқ қилади, лекин диапозон оралиғида уларни ўзгармас деб ҳисоблаш ва параметр сифатида олиш мумкин. Хона температураси учун нормал режимда $U^*=0,7$ В, микрорежимда эса $U^*=0,5$ В деб қабул қилинган.

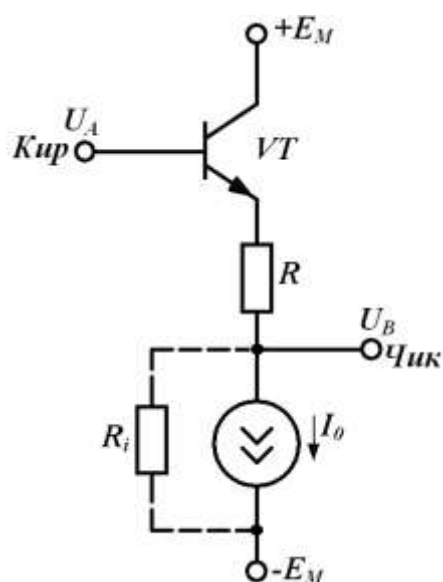
Агар кучланиш сатҳини $2U^*$ мартага пасайтириш керак бўлса, у ҳолда кучланиш қайтаргичнинг эмиттер занжирига тўғри силжитилган диод уланади.

Кучланиш сатҳи U^* га марта бўлмаган микдорда силжитилиши зарур бўлса, БТГдан фойдланишга асосланган сатҳ силжитувчи универсал схемадан фойдаланилади. Бу схема 5.1 – расмда келтирилган.

Схемада БТГ VT транзистор эмиттер занжирига уланган бўлиб, унинг базаси аввалги каскад чиқиши билан бевосита уланган. VT транзисторнинг эмиттер потенциали $I_0 R$ қийматга пасаяди. Натижада, А нуқтанинг потенциали қандай бўлишидан қатъий назар, В нуқтанинг потенциали

$$U_B = U_A - U_{БЭ} - RI_0. \quad (5.1)$$

Берилган U_A да $U_{БЭ}$ нинг қиймати I_0 ток қийматига мос бўлади ва натижада, R нинг шундай қийматини танлаш мумкинки, U_B нинг қиймати аввалдан белгиланган қийматга мос бўлсин.



5.1– расм. Кучланиш сатҳини силжитувчи универсал схема.

Схеманинг чиқишидаги сигнал (В нуқта) киришдаги (А нуқта) сигнални қайтаришига ишонч ҳосил қилиш қийин эмас. (5.1) ифода асосида $I_0 = \text{const}$ бўлгани учун

$$\Delta U_A = \Delta U_B - \Delta U_{БЭ}$$

бўлади. База потенциалиниг ўзгариши $U_{БЭ}$ қийматини ўзгартира олмайди, чунки транзистор эмиттери потенциали амалда шу ондаёқ база потенциали ўзгаришига мос келади. Натижада, $\Delta U_{БЭ} = 0$ ва $\Delta U_A = \Delta U_B$ бўлади. БТГнинг динамик қаршилиги $R_i = \infty$ бўлсагина, юқоридаги ифода ўринли бўлади. R_i нинг қиймати одатда 100 кОм÷1 МОм, R эса 1÷2 кОм бўлади. Шунинг учун сигнал узатиш коэффициенти бирга яқин бўлади.

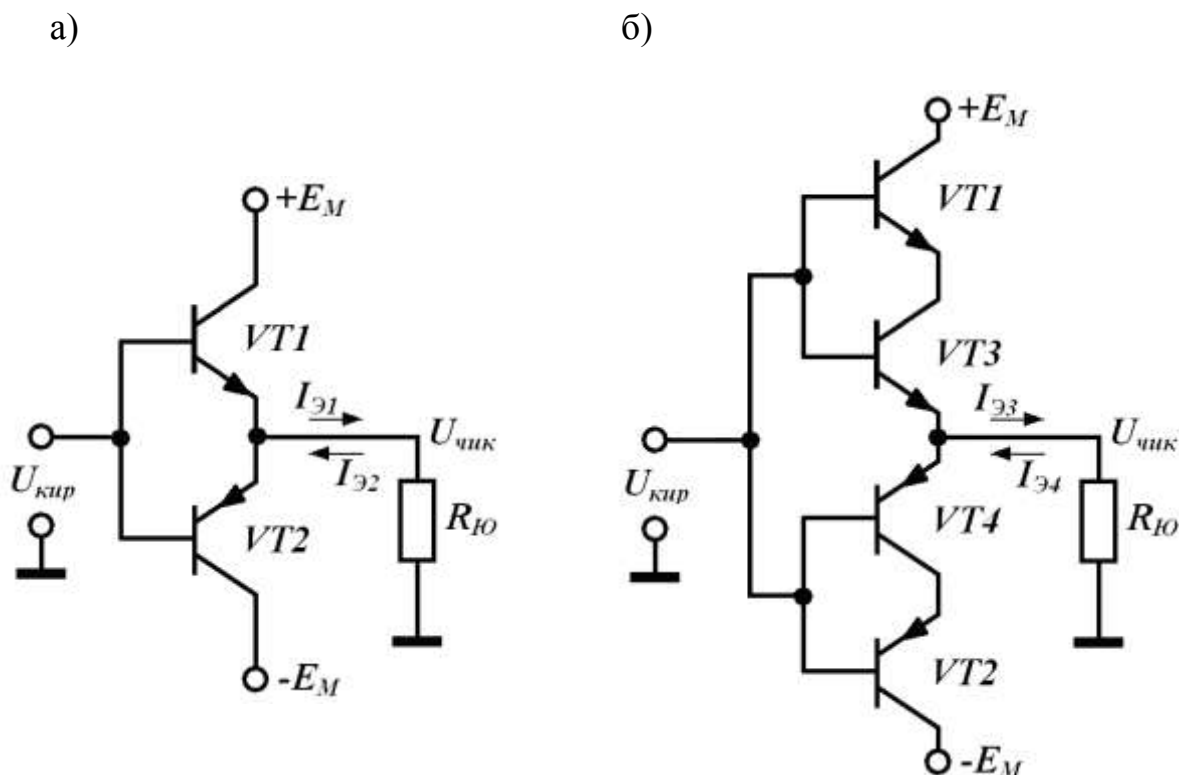
ИМС ЧИҚИШ КАСКАДЛАРИ

Кучайтиргичларнинг чиқиш каскадлари (ЧК) юкламада $0,01 \div 10^2$ Вт бўлган етарлича катта қувватни таъминлаши зарур. Бунинг учун ЧКлари транзисторлари ток ва кучланишларнинг катта қийматларида ишлаши керак. Демак, кучланиш манбаининг асосий қувватини истеъмол қилиши керак. Шунинг учун, ФИКни ошириш мақсадида сокинлик режимида (яъни сигнал бўлмаган ҳолда) каскаднинг токи нолга яқин бўлиши мақбул.

Эмиттер қайтаргич турдаги бир тактли ЧКлар А синф режимида ва ФИКнинг кичиклиги сабабли чиқиш қувватининг кичик қийматларида ишлайди.

Чиқиш қуввати катта ЧКларда фақат икки тактли кучайтиргич каскадлар ишлатилади. Бундай кучайтиргичлар В ва АВ синф режимларида транзисторларнинг кетма-кет ишлаши билан таъминланади.

Комплементар БТ ва инжекция – вольтаик транзисторлар асосидаги В синфда ишлайдиган икки тактли кучайтиргич схемаси 6.1, а ва б – расмда кўрсатилган: VT1 транзистор $n - p - n$, VT2 транзистор эса $p - n - p$ тузилишга эга. Транзисторлар эмиттер занжирига юклама $R_{Ю}$ уланган бўлиб, улар кучланиш қайтаргич (эмиттер қайтаргич) режимида ишлайди.

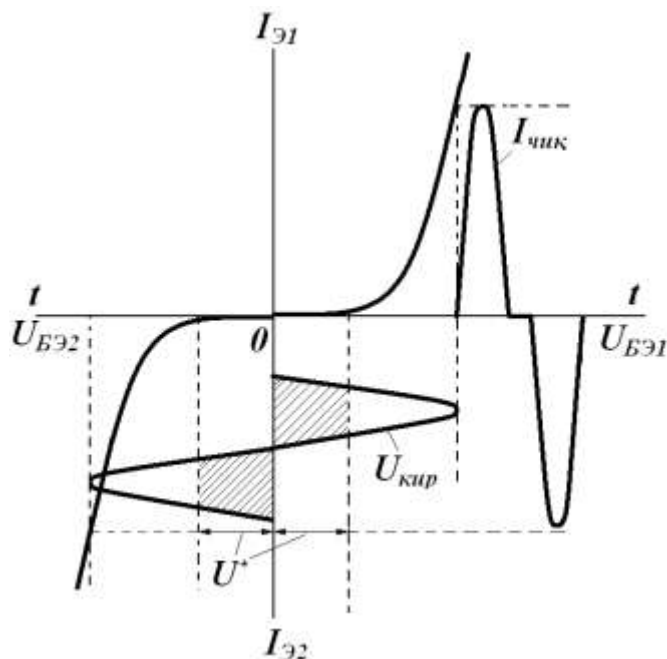


6.1 – расм. В синфида ишлайдиган икки тактли кучайтиргич схемалари:
БТ (а) ва ИВТли (б).

Схемада абсолют қийматлари тенг $+E_M$ ва $-E_M$ икки қутбли кучланиш манбалари ишлатилган. Сокинлик режимида ЭЎларда кучланиш нолга тенг бўлгани учун иккала транзистор берк бўлиб, кучланиш манбаидан энергия сарфланмайди.

Киришга $U_{КИР}$ нинг мусбат ярим даври берилганда VT1 транзистор очилади ва юклама орқали $I_{Э1}$ ток оқиб ўтади. Манфий ярим даврда VT2 транзистор очилади ва $I_{Э2}$ ток юкламадан қарши йўналишда оқиб ўтади. Қувват кучайтирилиши фақат ток кучайтирилиши ҳисобига амалга ошиб, эмиттер ва база токлари нисбатига тенг, яъни $\beta+1$ бўлади. Кучайтиргичнинг максимал ФИК $\eta = 78,5\%$ ни ташкил этади.

Афсуски, В синф кучайтиргичлар катта ночизикли бузилишларга эга. Бузилишлар ҳосил бўлишига транзистор кириш ВАХ бошланғич соҳасининг ночизиклиги сабабдир. Кучайтиргич узатиш характеристикасидаги чиқиш сигнали шаклини кўриб чиқамиз (6.2 – расм). Кўриниб турибдики, сигналнинг штрихланган соҳалари кучайтирилмайди, яъни сигнал шакли бузилади. Бундай бузилишлар, айниқса, кириш сигнали амплитудаси U^* кучланишга яқин ($U_{КИР} \leq 0,7$ В), яъни транзисторлар амалда берк бўлганда сезиларли бўлади.



6.2 – расм. Узатиш характеристикасида кучайтиргич чиқиш сигналининг шакли.

Ночизикли бузилишларни олдини олиш учун транзисторлар базаларига сатҳ силжитувчи схема ёрдамида силжитувчи кучланиш берилади.

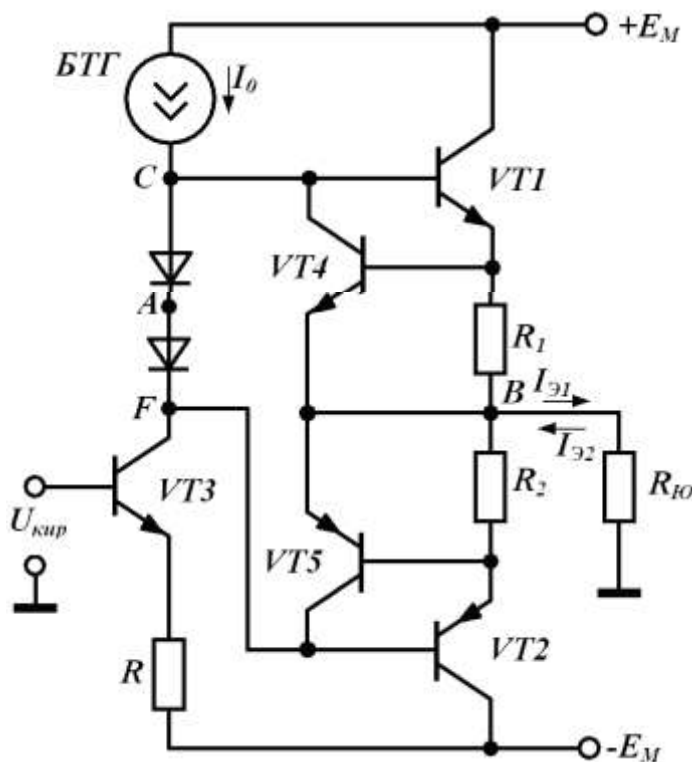
ЧКнинг АВ синфида ишлашини таъминлаш учун қўлланиладиган анавий схемалардан бири 6.3 – расмда келтирилган. Транзисторлар базалари орасига алоҳида силжитувчи кучланиш берилади. Бундан ташқари, транзисторлар ўта юкланишдан, масалан, юклама электроди тасодифан кучланиш манбаининг электродига уланишидан ҳимояланган.

Келтирилган схема элементлари вазифасини кўриб чиқамиз.

VT1 ва VT2 чиқиш транзисторларини бошқарувчи кучланишни ҳосил қилиш учун кучайтиргичда VT3 асосидаги қўшимча каскад ишлатилган. У УЭ схемада уланган. Резистор R чиқиш токи бўйича кетма – кет манфий ТА занжирини ҳосил қилади. У каскад иш режимини барқарорлайди. Бундан ташқари, VT3 транзистор бутун ЧК кучайтириш коэффицентини оширади. R қаршилиқ қиймати шундай танланадики, А нукта потенциали, сокинлик режимида нольга тенг бўлсин. VD1 ва VD2 диодлар VT1 ва VT2 транзисторлар параметрлари бир хил бўлгани учун В нукта потенциали (сокинлик режимида каскаднинг ЧК кучланиши) ҳам нолга тенг бўлади.

VT1 ва VT2 транзисторлар икки тактли ток кучайтиргичнинг елкаларини ташкил этади. Кириш кучланишининг ҳар бир ярим даврида юклама токи кучайтиргичнинг ўз елкаси билан ҳосил қилинади. VT4 ва VT5 транзисторлар VT1 ва VT2 транзисторларни ўта юкланишдан сақлаш учун хизмат қилади. VD1 ва VD2 диодлар БТГ билан биргаликда АВ синф иш режимини таъминлаш учун силжитиш занжирларини ҳосил қилади. Силжитиш занжирлари VT1 ва VT2 транзисторларга эмиттер – база кучланишларни бериш учун хизмат қилади.

БТГ токи I_0 сигнал мавжуд бўлмаганда, диодлардаги кучланиш пасайиши кичик бўладиган қилиб танланади, VT1 ва VT2 ҳамда VT4 ва VT5 транзисторлар деярли берк ҳолатда бўлади.



6.3 – расм. АВ синф режимида ишлайдиган ЧК схемаси.

Кучайтиргич каскаднинг ишлаш принципини кўриб чиқамиз. VT3 транзистор киришига сигналнинг мусбат ярим даври берилган бўлсин. У эмиттер токи ва, мос равишда, ушбу транзистор коллектор токининг

ортишига олиб келади. Бунда C нуқта потенциали пасаяди, чунки бу нуқтага келувчи ток қиймати ўзгармас ва БТГ токи I_0 га тенг, ундан кетувчи ток ($VT3$ транзистор коллектор токи) қиймати эса ортади. $VT1$ транзистор базаси билан уланган C нуқта потенциалнинг пасайиши $VT1$ ни беркитади ва унинг база токи нолга тенг бўлиб қолади. Лекин бунда $VD1$ ва $VD2$ диодлардан ўтувчи ток I_0 га тенг бўлади ва F нуқта потенциали, C нуқта ҳолатидек сабабга кўра, пасаяди. F нуқта потенциали пасайиши ($VT2$ транзистор база потенциали) $VT2$ транзистор база токининг ортишига, демак, ушбу транзистор эмиттер токининг ҳам ортишига олиб келади. БТГ мавжуд бўлгани сабабли база токининг ўзгариши $VT3$ транзистор коллектор токи ўзгаришига тенг, яъни

$$\Delta I_{K3} = \Delta I_{B2} \quad . \quad (6.1)$$

$VT2$ транзистор эмиттер токи ортиши юкламада тўғри йўналишда ток пайдо бўлишига олиб келади. $VT1$ транзистор берк бўлгани учун

$$I_{Ю} = \Delta I_{Э2} \quad . \quad (6.2)$$

Транзистор токлари орасидаги муносабатларни эътиборга олган ҳолда, (6.1) ва (6.2) асосида:

$$I_{Ю} = \beta_3 (\beta_2 + 1) \Delta I_{B3}$$

тенг бўлади. Бу ерда β_3 , β_2 – мос транзисторлар база токларини узатиш коэффициентлари қийматлари.

Шундай қилиб, каскаднинг ток бўйича кучайтириш коэффициенти

$$K_I = \beta_3 (\beta_2 + 1) \quad .$$

Киришга манфий ярим даврли кучланиш $U_{КИР}$ берилганда $VT1$ транзистор очилади, $VT2$ транзистор эса берк бўлади. Юкламадаги кириш токи тескари йўналишга эга бўлади.

Каскаднинг чиқиш қаршилиги амалда $VT2$ ёки $VT1$ транзисторларнинг тўғри силжиган ЭЎлари қаршилигига тенг, яъни жуда кичик бўлади.

$VT4$ ва $VT5$ транзисторларнинг ҳимояловчи функциялари қуйидагича амалга ошади. Нормал иш режимида улар берк. Катта сигналда ёки чиқиш тасодифан кучланиш манбаининг электродларидан бирига қисқа туташганда $VT4$ ва $VT5$ транзисторлардан бири очилади ва натижада ҳимояловчи $VT1$ ёки $VT2$ транзисторлар база токининг бир қисми оқади ва шу билан $VT1$ ва $VT2$ транзисторларнинг эмиттер – база ўтиши шунтланади. Бу уларни ўта юкланишдан сақлайди.

Қувват кучайтиргичларда чиқиш транзисторлари сифатида таркибий транзисторлардан фойдаланилади. Ушбу принциплар МТлар асосидаги ЧКларни лойиҳалашда ҳам ишлатилади. БТлар асосидаги қурилмаларга қараганда бундай схемалар ночизикли бузилишларнинг кичиклиги ва температурага бардошлиги билан фарқ қиладилар.

ДИФФЕРЕНЦИАЛ КУЧАЙТИРГИЧ

Манфий ТАли кучайтиргич каскадлар кучланиш бўйича кичик кучайтириш коэффициентига эга бўлган ҳолда юқори барқарорликка, нолининг дрейфи кичик бўлишига қарамасдан, турли ҳалақитлар таъсиридан ҳимояланмаган. Натижада киришга сигнал берилмаганда чиқишда ёлгон сигналлар пайдо бўлиши мумкин. Ҳалақитлар манбаи бўлиб:

1. Юқори частотали тебранишларни генерацияловчи турли қурилмалар, масалан, радиоузатгич, юқори частотали аппаратуралар;

2. Ишлаганида электр заряд ҳосил қилувчи қурилмалар, масалан, электр двигателлар ва генераторлар, автомобиллар двигателларини ўт олидириш тизимлари ва шунга ўхшашлар хизмат қилади.

Ҳалақитлар сигнал сифатида электрон асбобга таъминот манбалари линияларидан ёки сигнал киритиш ва чиқариш занжирларидан кириши мумкин. Ҳозирги кунда ҳалақитлар билан курашиш учун кўп самарали чоралар кўрилган. Уларнинг ҳаммаси ҳалақит сигналинини сўндиришга йўналтирилган бўлиб, чуқур манфий ТА киритиш шулар жумласидандир. ТА фойдали сигнал кучайтириш коэффициентини кескин камайишига олиб келади, чунки ҳалақит сигнали ҳам, фойдали сигнал ҳам, битта киришга берилади. Шунинг учун, ҳам сигнал кучайтириш коэффициентини, ҳам ҳалақитларни сўндириш коэффициентини ошириш учун кучайтиргич:

– ҳалақит учун чуқур манфий ТАни таъминлаши;

– бир вақтда фойдали сигнал учун манфий ТАни йўқотиши керак.

Бу талабларга **дифференциал кучайтиргич (ДК)** жавоб беради. ДКда чиқиш кучланиши ҳар бир каскад чиқиш кучланишларининг айирмаси сифатида шаклланиб, кўприк схема кўринишида бўлади. Кўприк схемалар ўлчашларнинг турли хатоликларини компенсациялаш учун қўлланилади. Бу хатоликлар барқарорликни бузувчи омиллар ҳисобига ҳосил бўлади.

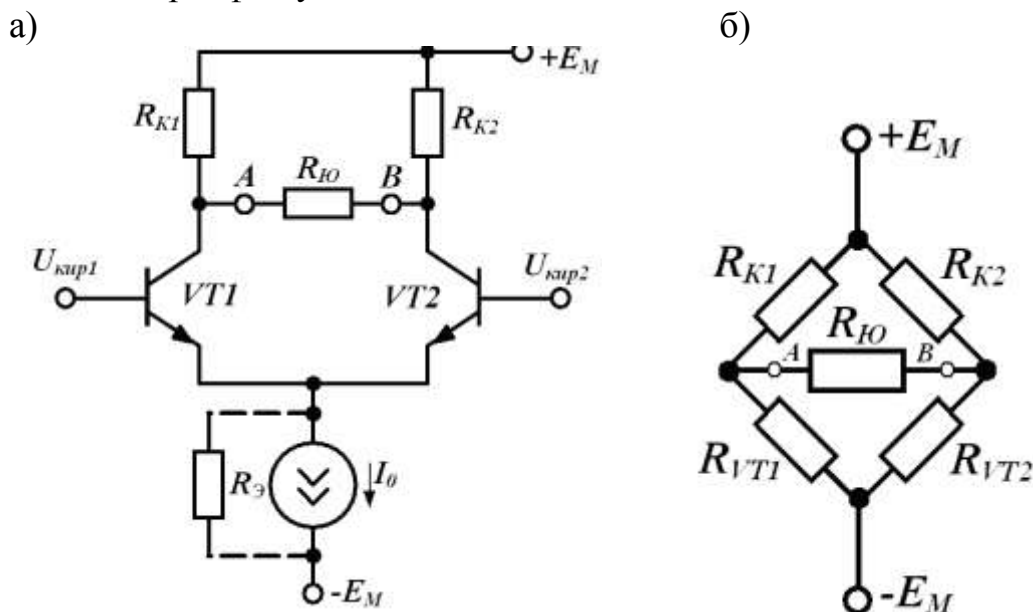
ДКнинг ананавий схемаси 7.1, а – расмда келтирилган. Кучайтиргич иккита симметрик елкадан ташкил топган бўлиб, биринчиси VT1 транзистор ва R_{K1} резистордан, иккинчиси эса VT2 транзистор ва R_{K2} резистордан ташкил топган. $R_Э$ резистор иккала елка учун умумий. Ҳар бир елка манфий ТАли УЭ уланган каскадни ташкил этади. Схеманинг бошланғич иш режими I_0 ток билан аниқланувчи БТГ ёки уни ўрнини босувчи катта номиналли $R_Э$ резистор билан таъминланади.

ДК элементлари кўприк схема ҳосил қилади (7.2, б – расм). Схема диагоналларида бирига икки кутбли кучланиш манбаи $\pm E_M$, иккинчисига эса – юклама қаршилиги $R_{Ю}$ уланган. Схемадан фойдаланилган ҳолда, кўприк баланси шарти, яъни унинг чиқиш кучланиши $U_{ЧИК} = U_A - U_B$ нолга тенг бўлади:

$$R_{VT1} \cdot R_{K2} = R_{VT2} \cdot R_{K1}. \quad (7.1)$$

Шарт бажарилганда, яъни E_M кучланишлар ва кўприк елкалари қаршиликлари ўзгарса ҳам, баланс бузилмайди.

VT1 ва VT2 транзисторлар параметрлари бир хил ($R_{VT1} = R_{VT2}$), $R_{K1} = R_{K2}$ бўлган идеал ДК хусусиятларини кўриб чиқамиз. $U_{KIP1} = U_{KIP2}$ бўлганда коллекторлар потенциаллари U_{K1} ва U_{K2} бир хил, натижада, юкламадаги чиқиш кучланиши $U_{ЧИК} = U_{K1} - U_{K2} = 0$ бўлади. Схема симметрик бўлгани учун, кучланиш манбаи ва температура бир вақтда ўзгарганда, чиқиш кучланиши $U_{ЧИК} = 0$ қиймати сақланиб қолади, яъни идеал ДКда нолнинг дрейфи бўлмайди.



7.1 – расм. Дифференциал кучайтиргич (а) ва унинг эквивалент схемаси (б).

ДК иккита кучланиш манбаидан таъминланади. Бу манбаларнинг кучланишлари модуль бўйича бир – бирига тенг. Иккинчи манба ($-E_M$) нинг ишлатилаши VT1 ва VT2 транзисторларларнинг эмиттерлари потенциалларини (Э нукта) умумий шина потенциалигача камайтириш имконини беради. Бу, биринчидан, ДК киришларига сигналлар сатҳини силжитмасдан узатиш (киритиш), иккинчидан, ҳам мусбат, ҳам манфий кириш сигналлари билан ишлаш имконини беради.

ДК киришларига амплитудалари тенг ва фазалари бир хил сигналлар берайлик. Бундай сигналлар **синфаз** сигналлар деб аталади. Синфаз сигналлар манбаи бўлиб халақитлар хизмат қилади. Агар синфаз сигналлар мусбат бўлса, VT1 ва VT2 транзисторларларнинг эмиттер токлари қийматлари ортади. Натижада эмиттер токи орттирмаси $\Delta I_Э$ ҳосил бўлади ва у ДК елкалари орасида тенг тақсимланади, коллекторлар потенциаллари бир хил қийматга ўзгаради. Натижада, бу ҳолда ҳам $U_{ЧИК} = 0$ бўлади.

Реал ДКларда $R_{K1} \neq R_{K2}$ бўлгани учун чиқишда кучланиш ҳосил бўлади. Синфаз сигналлар учун кучайтириш коэффиценти $K_{УСФ}$ ни ҳисоблаймиз. ДК да $R_Э$ резистор ток бўйича кетма-кет манфий ТА ҳосил қилади, ток орттирмаси эса, унда манфий ТА сигналини ҳосил қилади. Демак, $K_{УСФ}$ манфий ТАли кучайтиргич каскад учун ёзилган оддий формула билан ҳисобланиши мумкин. ДКда $R_Э$ резистор эмиттер занжирлар учун умумий бўлгани учун $R_Э$ ўрнига $2R_Э$ ишлатиш керак, яъни

$$K_{УСФ} = \frac{R_{K1}}{2R_Э} - \frac{R_{K2}}{2R_Э} = \frac{\Delta R_K}{2R_Э} \quad (7.2)$$

Амалда синфаз сигнал ишчи сигналдан мингларча марта катта бўлгани сабабли, $K_{УСФ} \ll 1$ бўлишига интилинилади. Бунинг учун $R_Э$ қиймати оширилиши керак. Лекин, ИМСларда катта номиналли резисторларни ҳосил қилиш мақсадга мувофиқ эмас. Шунинг учун $R_Э$ резистор ўрнига катта номиналли резисторнинг электрон эквивалентидан фойдаланилади. Бундай эквивалент бўлиб ўзгарувчан токка қаршилиги бир неча МОмни ташкил этувчи БТГ хизмат қилади.

Монолит ИМСда коллектор қаршиликлари тарқоқлиги $\Delta R_K \pm 3\%$ дан ортмайди. Баҳолаш учун, R_K ларнинг қиймат бўйича катта ва кичик томонга оғиши бир хил, лекин ишоралари билан фарқ қилади (энг нохуш ҳолат) деб ҳисоблайлик. Унда $R_K = 5$ кОм, $R_Э = 1$ МОм бўлганда, $K_{УСФ} \approx 0,3 \cdot 10^{-3}$ ташкил этади. Шундай қилиб, масалан, агар синфаз сигнал амплитудаси 1 В бўлса, берилган $K_{УСФ}$ да ДК чиқишида 0,3 мВ га тенг ёлғон сигнал пайдо бўлади. Демак, бу ҳолда кучайтириш ҳақида эмас, балки синфаз сигнални сўндириш ҳақида гапириш ўринли бўлади.

ДК симметрик бўлгани сабабли кириш сигнали $U_{КИР}$ Эўлар орасида тенг тақсимланади: уларнинг бирида кучланиш $0,5 \cdot U_{КИР}$ қийматга ортади, иккинчисида эса шу қийматга камаяди. $U_{КИР1}$ кучланиши ортсин, $U_{КИР2}$ эса–камаясин. Бунда VT1 транзисторнинг эмиттер ва коллектор токлари мусбат орттирма, VT2 транзисторнинг мос токлари эса – манфий орттирма олади. Натижада чиқиш кучланиши ҳосил бўлади

$$U_{ЧИК} = \Delta I_{K1} \cdot R_{K1} - (-\Delta I_{K2} \cdot R_{K2}).$$

Эмиттер тоқларининг ўзгариши занжирлар учун умумий $R_Э$ резисторда манфий ТА сигналини ташкил этувчи

$$\Delta U_Э = R_Э (\Delta I_{Э1} - \Delta I_{Э2})$$

орттирма ҳосил қилади.

Агар ДК идеал симметрик бўлса, $|\Delta I_{Э1}| = |\Delta I_{Э2}|$ ва $\Delta U_Э = 0$.

Натижада, эмиттерлар потенциали ўзгармас қолади ва ДК учун манфий ТА сигнали мавжуд бўлмайди. Шу сабабли ДКнинг кучланиш бўйича

кучайтириш коэффиценти ТАСиз УЭ уланган каскад учун илгари ёзилган ифода билан аниқланади

$$K_U = \frac{\alpha R_K I_{\text{Э}}}{\varphi_T} = - \frac{h_{21} R_K}{h_{11}} . \quad (7.3)$$

$\alpha \approx 1$, $R_K = 5 \text{ кОм}$, $I_{\text{Э}} = 1 \text{ мА}$, $\varphi_T = 0,025 \text{ В}^{-1}$ бўлганда, $K_U = - 200$ бўлади.

Амалда ДКнинг тўрт хил уланишидан фойдаланилади: симметрик кириш ва чиқиш; симметрик кириш ва носимметрик чиқиш; носимметрик кириш ва симметрик чиқиш; носимметрик кириш ва чиқиш.

Симметрик киришда сигнал манбаи ДК киришлари орасига (транзисторлар базалари орасига) уланади. Симметрик чиқишда юклама қаршилиги ДК чиқишлари орасига (транзисторлар коллекторлар орасига) уланади.

Носимметрик киришда сигнал манбаи ДКнинг битта кириши ва умумий шинаси орасига уланади. Носимметрик чиқишда юклама қаршилиги транзисторлардан бирининг коллектори ва умумий шина оралиғига уланади.

ДКнинг кучайтириш коэффиценти кириш сигнал бериш усулига, яъни кириш симметрик ёки носимметриклигига боғлиқ эмас.

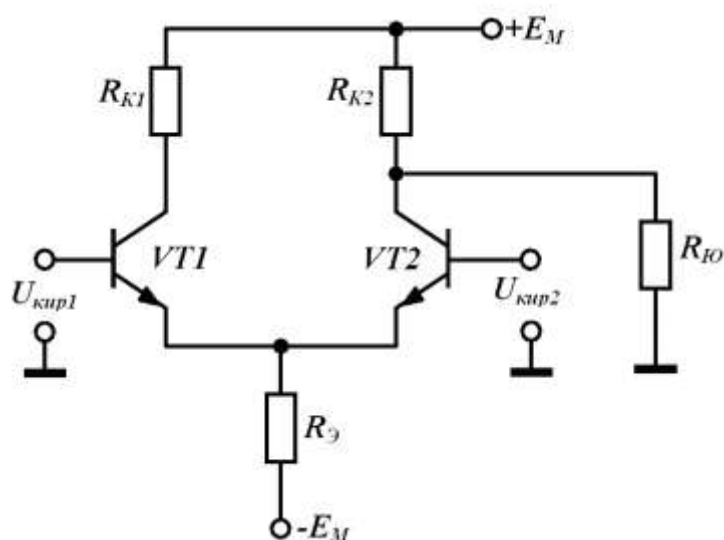
Носимметрик чиқишда юклама бир электроди билан транзисторлардан бирининг коллекторига, бошқа электроди билан эса – умумий шинага уланади. Бу ҳолда K_U симметрик чиқишдагига нисбатан 2 марта кичик бўлади.

Носимметрик кириш ва чиқишда, агар кириш сигнали ДК чиқиш сигнали олинадиган елка киришига берилган бўлса, бу ҳолда кучайтиришга ДКнинг фақат бир елкаси ишлайди. Агар кириш сигнали ДКнинг бир елкасига берилган бўлса-ю, чиқиш сигнали бошқа елка чиқишидан олинса, биринчи ҳолдагидек K_U га эга бўлган, инверсланмаган сигнал олинади. Агар чиқиш сигнали ҳар доим берилган битта чиқишдан олинса, ДК киришларига “инверслайдиган” ва “инверсламайдиган” деган ном берилади.

Носимметрик кириш ва чиқишли каскад намунаси 2.8 – расмда келтирилган. Бунда фойдаланилмайдиган кириш кучланиши ўзгармас сатҳли қилиб олинади, масалан, умумий шинага уланади. Агар кириш сигнали $U_{\text{КИР1}}$ га берилса, чиқишда инверсланмаган сигнал олинади. Демак, $U_{\text{КИР1}}$ инверсламайдиган кириш, $U_{\text{КИР2}}$ эса – инверлайдиган кириш бўлади.

ДКнинг асосий параметрларидан бири бўлиб синфаз сигналларни сўндириш коэффиценти (СССК) ҳисобланади. СССК деб $K_{U,\text{ДФ}}$ ни $K_{U,\text{СФ}}$ га нисбатининг децибелларда ифодаланган қиймати тушунилади, яъни

$$\text{СССК} = 20 \lg(K_{U,\text{ДФ}} / K_{U,\text{СФ}}) .$$



7.2 – расм. Носимметрик кириш ва чиқишли ДК.

Замонавий ДКларда СССКнинг қиймати одатда $60 \div 100$ дБ орасида бўлади.

ДКнинг кейинги асосий параметри унинг динамик диапозонидир. Динамик диапозон деганда кучайтиргич киришидаги максимал ва минимал сигналлар амплитудалари нисбати тушунилади

$$D(\text{дБ}) = 20 \lg(K_{\text{КПР.макс}} / K_{\text{КПР.мин}}).$$

Минимал сигнал ДКнинг хусусий халақитлари билан, максимал сигнал эса – сигнал шаклининг бузилишлари билан чегараланади. Ночизиқли бузилишлар сигнал таъсирида транзистор тўйиниш ёки берк режимга ўтганда ҳосил бўлади.

Ҳисоблар кўрсатишича, рухсат этилган максимал кириш сигнали $\varphi_T = r_{\text{Э}} \cdot I_{\text{Э}}$ дан катта бўлиши мумкин эмас. Бу ерда $r_{\text{Э}}$ – ЭЎнинг дифференциал қаршилиги; $I_{\text{Э}}$ – сокинлик режимидаги эмиттер токи. $r_{\text{Э}} = 50$ Ом ва $I_{\text{Э}} = 12$ мА бўлганда $\varphi_T = 50$ мВ. Амалда сигнал бузилишлари катта бўлмаслиги учун кириш сигнали амплитудалари $0,5 \cdot \varphi_T$ атрофида бўлмоғи керак. Гап шундаки, φ_T га яқинлашган сари, эмиттер токи, у билан биргаликда, $r_{\text{Э}}$ қаршилиқ қиймати ва кучайтириш коэффиценти жуда сезиларли даражада ўзгаради.

Турли модификацияли ДКлар ўзларининг **аниқлик параметрлари** билан характерланадилар.

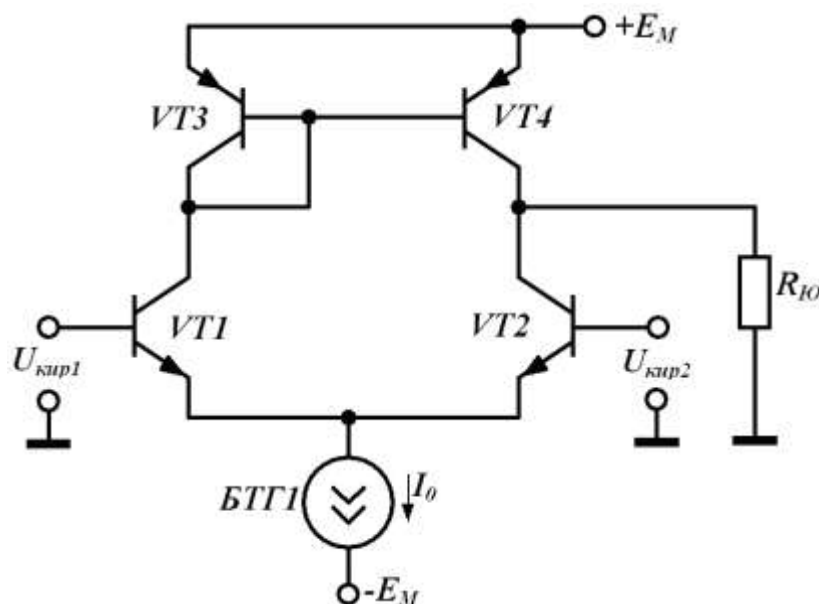
Шундай параметрлардан бири бўлиб нолнинг силжиш кучланиши $U_{\text{СИЛ}}$ хизмат қилади. ДК чиқишида нолга тенг кучланиш олиш учун киришга бериладиган кучланиш қиймати силжитувчи кучланиш деб аталади. Гап шундаки, елкалар ассимметрияси ҳисобига киришда сигнал бўлмаган ҳолда, чиқишда қандайдир кучланиш пайдо бўлади. Бу кучланиш сигнал сифатида қабул қилиниши мумкин. Турли ДКларда $U_{\text{СИЛ}}$ қиймати $30 \div 50$ мВ бўлиши

мумкин. $U_{СИЛ}$ нинг температурага боғлиқлигини эътиборга олиш зарур. Бу боғлиқлик **температура сезгирлик** $\varepsilon_U=0,05-70$ мВ/ $^{\circ}$ С билан ифодаланади.

ДКнинг яна бир аниқлик параметри – силжитиш токи $\Delta I_{СИЛ}$ дир. У **кириш токлари айирмасидан** иборат. Параметрнинг аъъанавий қийматлари микроамперлардан наноампер улушларигача бўлади. Силжиш токи сигнал манбаи қаршилиги $R_{Г}$ орқали ўтиб, унда ёлғон сигнал ҳосил қилади. Масалан, агар $\Delta I_{СИЛ}=20$ нА ва $R_{Г}=100$ кОм бўлса, $\Delta I_{СИЛ} \cdot R_{Г}=2$ мВ ни ташкил этади.

Ўртача кириш токи $I_{КИР.ЎРТ}$ - ҳам ДКнинг аниқлик параметрларидан ҳисобланади. Ўртача кириш токи силжиш токидан анча катта қийматга эга ва турли ДК ларда $1 \div 7 \cdot 10^3$ нА бўлади. Ўртача кириш токи сигнал манбаи қаршилиги $R_{Г}$ орқали ўтиб, унда кучланиш пасайиши ҳосил қилади. Бу кучланиш ўзини кировчи синфаз сигналдек тутати. $K_{У.СФ}$ марта сўндирилган ушбу кучланиш ДК чиқишида ёлғон сигнал сифатида ҳосил бўлади.

ДК кучайтириш коэффиценти коллектор занжиридаги $R_{К}$ юклама қаршилигига боғлиқ бўлади. Интеграл технологияда $R_{К}$ қийматининг ортиши билан, кристаллда у эгаллаган юза ортади ва транзисторлар иш режимлари сақланган ҳолда, кучланиш манбаи қиймати ҳам ортади. Шунинг учун ДКларда кучайтириш коэффицентини ошириш учун, $R_{К}$ резисторлар ўрнига, динамик (актив) юкламадан фойдаланилади. Динамик юклама биполяр ёки майдоний транзисторлар асосида ҳосил қилинади. Юклама сифатида иккинчи БТГ ишлатилган ДК схемаси 7.3 – расмда келтирилган. Иккинчи БТГ $p-n-p$ турли VT3 ва VT4 транзисторлар асосида яратилган. Биринчи БТГ илгаригидек ДК сокинлик режимини белгилайди ва эмиттер қаршилиги сифатида ишлатилади.



7.3 – расм. Динамик юкламали ДК схемаси.

БТГларнинг статик қаршилиги дифференциал қаршилигига нисбатан кўп марта кичик. Бу ҳолда БТГдан сокинлик токи оқиб ўтиши ҳисобига кучланиш пасайиши, унинг статик қаршилиги билан аниқланади. Сигнал берилганда коллектор тоқларининг ўзгариши ҳисобига чиқиш кучланишининг ўзгариши унинг дифференциал қаршилиги билан боғлиқ бўлади. Шунинг учун (7.3) формулада R_K ўрнига $R_{Диф}$ қўйилиши керак. Бунда кучайтириш коэффицентининг каскадда рухсат этилган максимал қиймати топилади. Ташқи юклама уланганда кучайтириш коэффицентининг абсолют қиймати фақат унинг қаршилиги $R_{Ю}$ билан аниқланади, яъни (7.3) формулада R_K ўрнига $R_{Ю}$ қўйилиши керак.

ДКнинг асосий параметрларига дифференциал ва синфаз сигналларни кучайтириш коэффицентидан, синфаз ташкил этувчини сўндириш коэффицентидан ташқари кириш ва чиқиш қаршиликлари ҳам киради.

Симметрик чиқишда юклама қаршилиги $R_{Ю}$ эътиборга олинмаганда ДКнинг чиқиш қаршилиги

$$R_{ЧИК} \cong R_{K1} + R_{K2}.$$

Симметрик киришда ДКнинг кириш қаршилиги чап ва ўнг томонлар кириш қаршиликлари йиғиндисига тенг бўлади ва сигнал манбаига нисбатан кетма - кет уланган бўлади. $R_{Э}=0$ бўлганда:

$$R_{КИР} = 2[(\beta + 1)r_{Э} + r_{Б}].$$

$\beta = 100$, $r_{Э} = 250$ Ом ва $r_{Б} = 150$ Ом бўлсин, бунда $R_{КИР} = 5,35$ кОм бўлади.

β нинг қиймати транзистор сокинлик токига $I_{Б0}$ боғлиқ. Шунинг учун кириш қаршилигини ошириш учун ДКни кичик сигнал режимида ишлатиш керак. Каскад кучайтириш коэффиценти ва ДК кириш қаршилигини сезиларли ошириш мақсадида таркибий транзисторлардан фойдаланилади. Кўпроқ Дарлингтон схемаси ишлатилади (7.4 – расм). Бундай ДКнинг ток бўйича кучайтириш коэффиценти

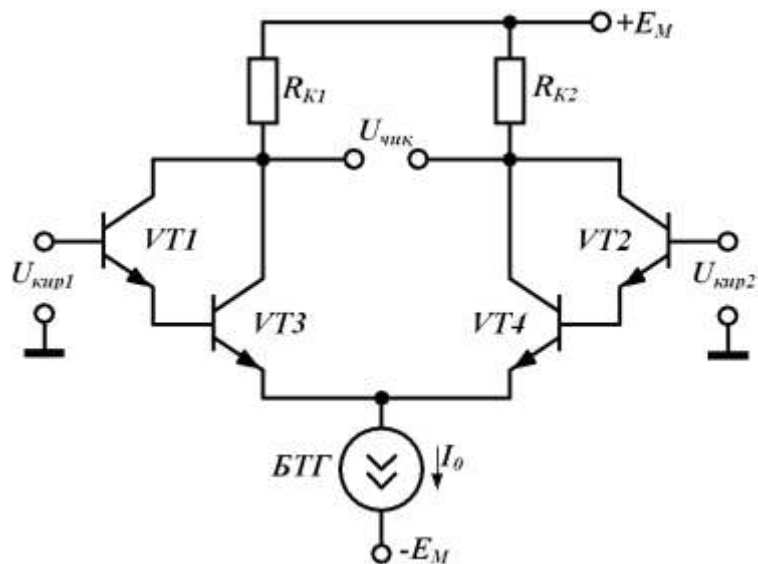
$$K_I \approx h_{21Э}^2 = \beta^2.$$

Таркибий транзисторнинг кириш қаршилиги

$$R = \frac{U_{БЭ}}{I_{Б}} = \frac{U_{БЭ1} + U_{БЭ2}}{I_{Б1}} = R_{КИР1} + \frac{U_{БЭ2}}{I_{Б1}}.$$

бўлади. Ўзгартиришларни киритиб:

$$R_{КИР} = R_{КИР1} + (\beta + 1)R_{КИР2} \approx \beta R_{КИР2}.$$



7.4 – расм. Таркибий транзисторлар асосидаги ДК схемаси.

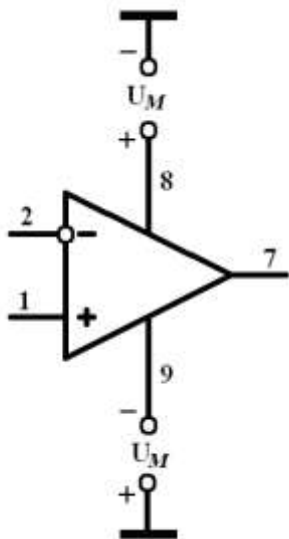
Демак, таркибий транзисторлар қўлланилганда ДК кириш қаршилиги β марта ортар экан.

ОПЕРАЦИОН КУЧАЙТИРГИЧ

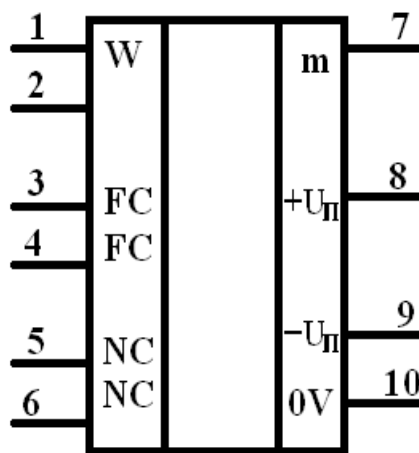
Операцион кучайтиргич (ОК) деб, аналог сигналлар устидан турли амалларни бажаришга мўлжалланган, дифференциал кучайтириш принципига асосланган, кучланиш бўйича катта кучайтириш коэффициентига эга бўлган ($K_U=10^4\div 10^6$) интеграл ўзгармас ток кучайтиргичига айтилади. Бундай амалларга қўшиш, айириш, кўпайтириш, бўлиш, интеграллаш, дифференциаллаш, масштаблаш каби математик амаллар киради. Ҳозирги кунда ОКлар аналог ва рақамли қурилмаларда кучайтириш, чеклаш, кўпайтириш, частотани филтрлаш, генерациялаш, сигналларни барқарорлашда қўлланилиб келмоқда. Бунинг учун ОКларга мусбат ва манфий тескари алоқа (ТА) занжирлари киритилади. ТА занжирлари ёрдамида ОКлар юқорида қайд этилган **амалларни** (**операцияларни**) бажарадилар. Қурилмаларнинг номи ҳам шундан келиб чиқади.

ОКнинг электр схемаларда келтириладиган шартли белгиси 8.1, а – расмда кўрсатилган бўлиб, унинг таркибидаги уланиш электродлари, умумий шина ва ташқи тахрирловчи элементлар кўрсатилмайди. ОКларнинг стандарт график белгиланиши 8.1, б – расмда кўрсатилган. Схемада кучланиш манбаига уланиш электродларидан ташқари, кучайтиргичнинг талаб этилган логарифмик АЧХ кўринишини шакллантирувчи частотани коррекцияловчи электродлар ҳам кўрсатилган.

а)



б)



8.1 – расм. ОКнинг шартли (а) ва стандарт график (б) белгиланиши.

ОК иккита киришга эга: **инверслайдиган** (айлана ёки “-” ишора билан белгиланган) ва **инверсламайдиган**. Агар сигнал ОКнинг инверслайдиган киришига берилса, у ҳолда чиқишдаги сигнал 180° га силжиган, яъни инверсланган бўлади. Агар сигнал ОКнинг инверсламайдиган киришга

берилса, у ҳолда чиқишдаги сигнал кириш сигнали билан бир хил фазада бўлади.

ОКда икки кутбли ($\pm 3 \text{ В} \dots \pm 20 \text{ В}$) кучланиш манбаи қўлланилади. Бу манбаларнинг иккинчи кутблари, одатда, кириш ва чиқиш сигналлари учун умумий шина бўлиб ҳисобланади ва кўп ҳолларда ОКга уланмайди.

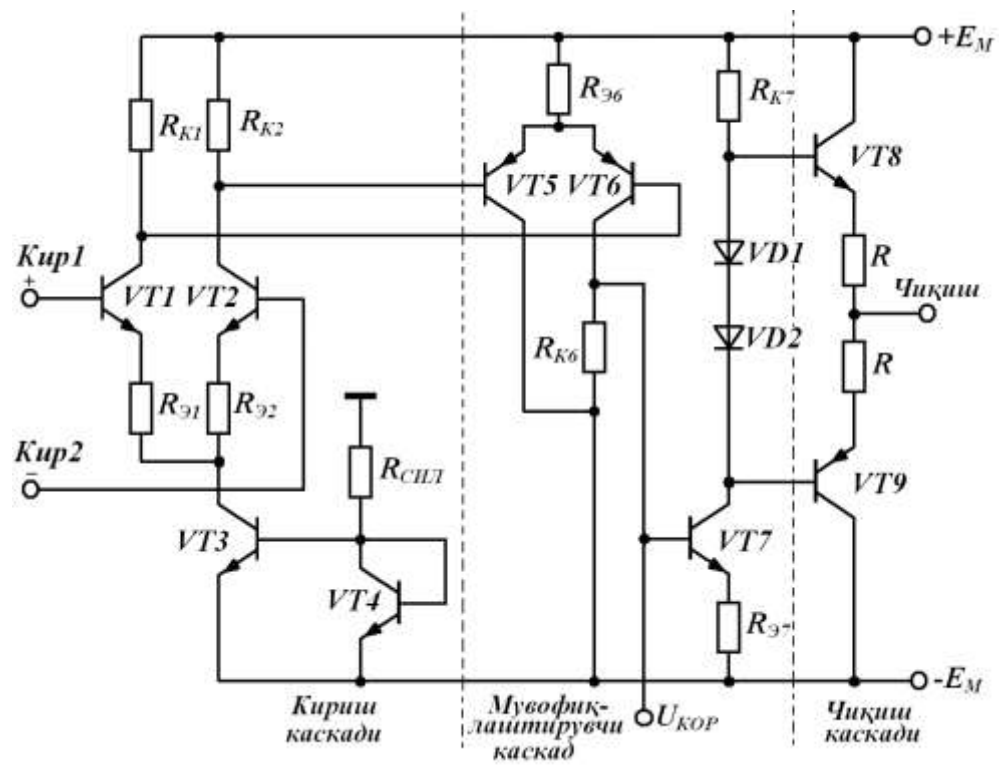
ОКлар ўз хусусиятларига кўра идеал кучайтиргичларга яқин. **Идеал кучайтиргич**: чексиз катта кучайтириш коэффициенти; чексиз катта кириш қаршилиги; нолга тенг бўлган чиқиш қаршилигига; инверслайдиган ва инверсламайдиган киришларга, бир хил сигнал берилганда нолга тенг бўлган чиқиш кучланишига, чексиз катта кенг ўтказиш полосасига эга.

ОКлар ривожланишнинг уч босқичидан ўтдилар.

Биринчи босқичда **универсал** ОКлар ишлаб чиқилган. Биринчи авлод ОКлари $n - p - n$ турли транзисторлар асосида уч каскадли тузилма схемаси бўйича қурилган бўлиб, уларда юклама сифатида резисторлар қўлланилган. Бундай ОКларга К140УД1 ва К140УД5 турдаги кучайтиргичлар киради. Бу ОКларнинг асосий камчилиги унча катта бўлмаган кучайтириш коэффициенти ($K_U = 300 \div 4000$) ва кичик кириш қаршилиги ($R_{кир} \approx 4 \text{ кОм}$) эди.

Иккинчи босқич ОКларида бу камчиликлар йўқотилган, чунки улар икки каскадли схемалардан тузилган. Ток бўйича катта кучайтириш коэффициенти эга бўлган таркибий транзисторлар қўллаш ва юкламадаги резисторларни динамик юкламаларга алмаштириш йўли билан характеристикаларнинг яхшиланишига эришилган. Барқарор ток генераторлари динамик юкламалар бўлиб, улар ўзгарувчан токка нисбатан катта қаршилик қийматини таъминлайдилар. Иккинчи авлод баъзи ОКларида кириш каскади $p - n$ ўтиш билан бошқариладиган $n -$ каналли МТлар асосида дифференциал схема бўйича бажарилган. Бу ҳолат ОК кириш қаршилигини оширишга имкон берди. Иккинчи авлод интеграл ОКларига $K_U = 45000$ бўлган К140УД7 турдаги кучайтиргич киради. Унинг камчилиги – тезкорлигининг чегараланганлиги.

Учинчи босқич ОКлари бир вақтнинг ўзида юқори кириш қаршилиги, катта кучайтириш коэффициенти ва юқори тезкорликка эга. Бундай ОКларнинг ўзига хослиги шундаки, уларда ток бўйича жуда катта кучайтириш коэффициенти ($\beta = 10^3 \div 10^4$) га эга бўлган транзисторлар қўлланилган. Учинчи авлод интеграл ОКларига К140УД6 турдаги кучайтиргичлар киради. Тўртинчи авлод (махсус) ОКларининг баъзи параметрлари рекорд қийматларга эга. Уларга, масалан, кучланиш бўйича жуда катта кучайтириш коэффициенти ($K_U = 10^6$) га эга бўлган К152УД5 турдаги, чиқиш кучланишининг ортиш тезлиги юқори (75 В/мкс дан катта) бўлган К154УД2 турдаги ва кичик истеъмол токи ($0,5 \text{ мА}$ дан кам) га эга бўлган К140УД12 турдаги ОКлар киради.



Уч каскадли ОК принципиал схемаси.

МАНТИҚИЙ ЭЛЕМЕНТЛАР. МЭЛАРНИНГ УЗАТИШ ХАРАКТЕРИСТИКАЛАРИ.

Мантиқий элемент (МЭ) деб кириш сигналлари устида аниқ бир мантиқий амал бажарадиган электрон қурилмага айтилади.

РИС яратишда фақат ФТМ функцияларини амалга оширувчи МЭлар қўлланилади. Улар **негиз** МЭлар деб аталади. Кўп ҳолларда РИСлар ҲАМ-ЭМАС (Шеффер МЭ) ёки ЁКИ-ЭМАС (Пирс МЭ) функцияларини амалга оширувчи негиз МЭлар асосида тузилади.

Рақамли (мантиқий) электрон қурилмалар турли белгиларига кўра синфланишлари мумкин. Ишлаш принципига кўра барча МЭлар икки синфга бўлинадилар: комбинацион ва кетма-кетли.

Комбинацион қурилмалар ёки автоматлар деб, чиқиш сигналлари кириш ўзгарувчилари комбинацияси билан белгиланадиган, иккита вақт моментига эга бўлган, **хотирасиз** мантиқий қурилмаларга айтилади. Комбинацион қурилмалар ёки ҲАМ-ЭМАС, ЁКИ-ЭМАС ва бошқа алоҳида элементлар ёрдамида, ёки ўрта ИСлар, ёки катта ва ўта катта ИС таркибига кирувчи ИСлар кўринишда тайёрланади. Мазкур ва кейинги бобларда фақат комбинацион МЭларни кўриб чиқамиз.

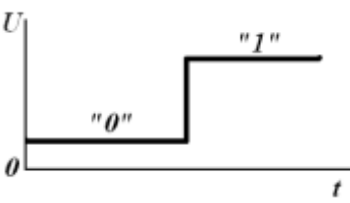
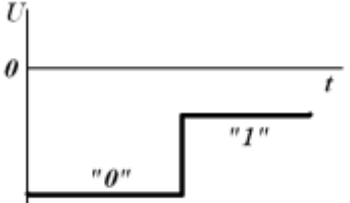
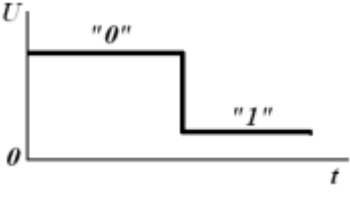
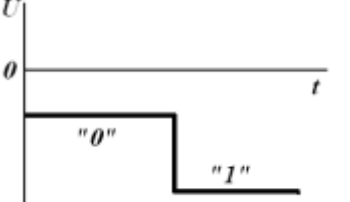
Кетма – кетли қурилмалар ёки автоматлар деб, чиқиш сигналлари кириш ўзгарувчилари комбинацияси билан белгиланадиган, ҳозирги ва олдинги вақт моментлари учун, яъни кириш ўзгарувчиларининг келиш тартиби билан белгиланадиган, **хотирали** мантиқий қурилмаларга айтилади. Кетма – кетли қурилмаларга триггерлар, регистрлар, счетчиклар мисол бўла олади.

Иккилик ахборотни **ифодалаш усулига** кўра қурилмалар **потенциал ва импульс** рақамли қурилмаларга бўлинади. Потенциал рақамли қурилмаларда мантиқий 0 ва мантиқий 1 қийматларига электр потенциалларнинг умуман бир – биридан фарқланувчи: юқори ва паст сатҳлари белгиланади. Импульс рақамли қурилмаларда мантиқий сигнал қийматларига (0 ёки 1) импульслар схемаси чиқишида маълум давомийлик ва амплитудага эга бўлган импульснинг мавжудлиги, иккинчи ҳолатига эса – импульснинг йўқлиги тўғри келади.

Кўриб ўтилган кодлаш усулларининг ҳар бири ўз афзалликлари ва камчиликларига эга.

9.1 – жадвал

Мантиқ тури	Кучланиш манбаи кутби	
	мусбат	манфий
Тўғри		

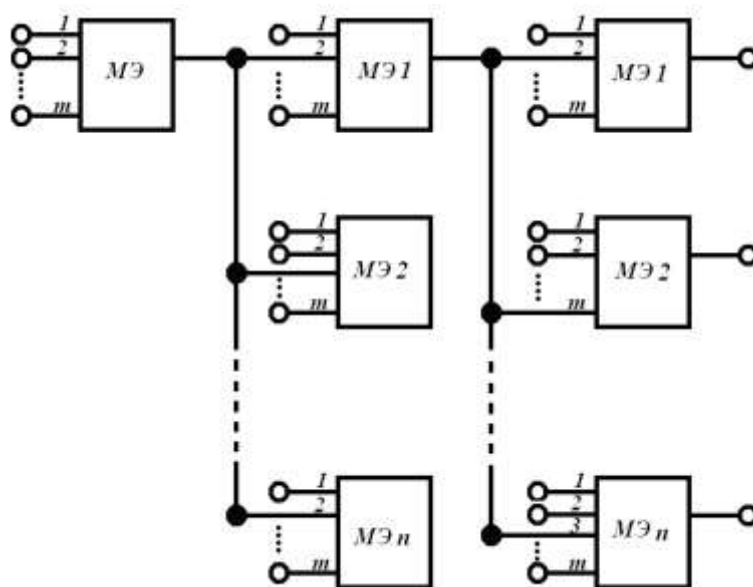
		
Тескари		

Рақамли қурилмаларнинг кўпи потенциал синфга мансуб. Мантикий сигнални потенциал усулда кодлашда, потенциал (кучланиш)нинг қай бир сатҳи мантикий 1 деб олиниши аҳамиятга эга эмас. Бу кучланишнинг қутби ҳам аҳамиятга эга эмас. Шу сабабли амалиётда ёки мантиқ тури, ёки кучланиш қутби, ёки ҳам у, ҳам бу кўрсаткичи билан фарқланувчи тўртта кодлаш вариантдан бири учраши мумкин. Мантикий 0 ва 1 ларни ҳар бир вариантда кодлаш усуллари 9.1 – жадвалда келтирилган.

Мантикий ўзгарувчини потенциал кодлаш усулида ихтиёрий мантикий функция қайта улагичлар ёки электрон калитлар асосида яратилади.

Электрон калит ёки **вентиль** деб шундай электрон қурилмага айтилади-ки, унинг киришдаги бошқарув кучланиши қийматига боғлиқ ҳолда иккита турғун ҳолатдан бирида: узилган ёки уланган бўлиши мумкин. Содда калитлар асосида анча мураккаб схемалар тузиш мумкин: мантикий, триггерли ва бошқалар.

Берилган ихтиёрий мураккабликдаги мантикий амални бажариш учун кириш сигналлари ҳар бири n -та МЭ билан юкланган ва m -та ахборот киришларига эга бўлган кетма – кет уланган МЭлар занжиридан ўтиши керак (9.1 – расм). ЎКИСларда бир вақтда ишлаётган МЭлар сони бир неча мингтага етиши мумкин.



9.1 – расм. Мантикий занжир кўриниши.

Бу вақтда, ҳар бир МЭ ўз функциясини беҳато бажариши ва ўзгартиришларни бузилишларсиз таъминлаши керак. РИСлар ва рақамли қурилмаларни тайёрлаш, сошлаш ва ишлатиш жараёнларида МЭларни ҳар бирини алоҳида мослаштириш ва сошлаш таъқиқлангани сабабли, МЭларнинг ўзи қуйидаги фундаментал хоссаларга эга бўлиши лозим.

1. **Кириш ва чиқиш бўйича 0 ва 1 сигнал сатҳларининг мослиги.** Фақат бу шарт бажарилганда занжирнинг ишга лаёқатлиги сатҳларни мослаштириш учун махсус элементлар қўлланмасдан амалга оширилиши мумкин.

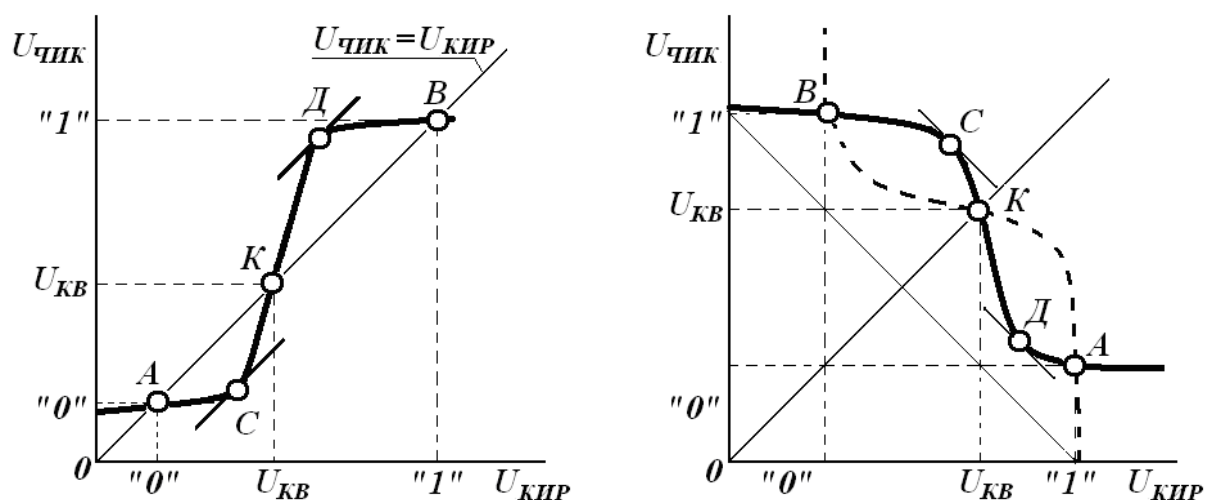
2. **Кириш ва чиқиш бўйича етарли юклама қобилияти.** Бу шарт, МЭ сигналларни бир неча киришлардан олганда ва бир вақтнинг ўзида бир неча МЭларни бошқаришида лозим бўлади. МЭнинг юклама қобилияти одатда чиқиш бўйича тармоқланиш коэффиценти $K_{ТАРМ}$ ва кириш бўйича бирлашиш коэффиценти $K_{БИРЛ}$ билан ифодаланади. $K_{БИРЛ}$ МЭ киришига уланиши мумкин бўлган бир турдаги МЭлар сонига, $K_{ТАРМ}$ эса элемент чиқишига уланиши мумкин бўлган бир турдаги МЭлар сонига тенг. Бу вақтда сигнал шакли ва амплитудаси МЭ беҳато ишини кафолатлаши керак.

3. **Сигнални шакллантириш (квантлаш) қобилияти.** РИС ишлаши учун, сигнал ҳар бир МЭдан ўтганда стандарт (асимптотик) амплитуда ва давомийликка эга бўлиши лозим.

4. **Халақитбардошлик.** Халақитбардошлик деганда МЭнинг халақитларга таъсирчан эмаслиги тушунилади. Бу вақтда халақитлар маълум белгиланган даражадан ортмаслиги керак. Акс ҳолда МЭ бир ҳолатдан иккинчисига ёлғон асосда ўтиши мумкин.

МЭни параметрлари ва шакллантириш хоссалари уларнинг статик ва динамик характеристикаларидан аниқланади.

МЭнинг асосий статик характеристикаси бўлиб чиқиш кучланишининг кириш кучланишига болиқлиги ҳисобланади. Бу характеристика **амплитуда узатиш характеристикаси** (АУХ) деб аталади. АУХ кўриниши МЭда қўлланилган электрон калит турига боғлиқ бўлади. Кичик кириш сигналларига юқори чиқиш сигналлари мос келадиган элемент, **инверслайдиган**, кичик кириш сигналларига кичик чиқиш сигналлари мос келадиган элемент - **инверсламайдиган** деб аталади. Характеристиканинг иккила тури 9.2 – расмда келтирилган.

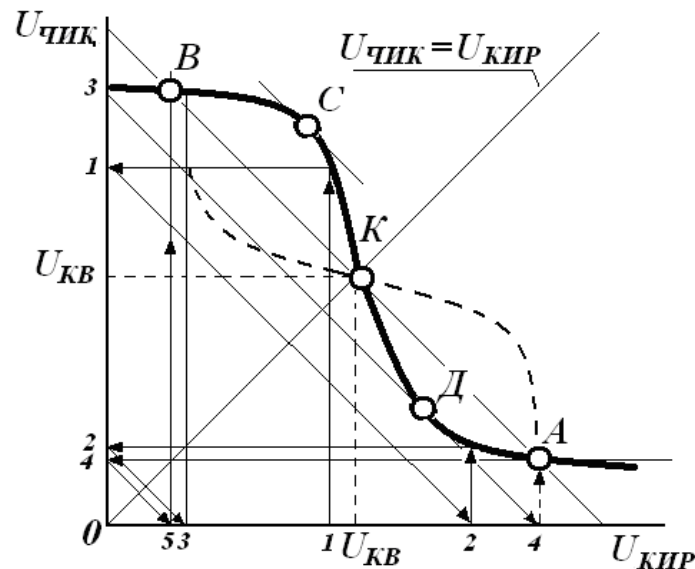


9.2 – расм. МЭнинг амплитуда узатиш характеристикалари.

Узатиш характеристикаси, МЭ қандай қилиб мантикий 0 ва 1 стандарт сингналлар, уларнинг амплитуда қийматлари ҳамда ҳалақитбардошлиги шаклланишини кузатиш имконини беради. РИСларда асосан инверслайдиган МЭлар қўлланилгани сабабли, унинг АУХсини кўриб чиқамиз (9.3 – расм).

Узатиш характеристикасида 5 та муҳим нуқталар - К, А, В, С, Д ни белгилаш мумкин. К нуқтага МЭ характеристикасининг бирлик кучайтириш чизиғи ($K_U=1$) $U_{ЧИК}=U_{КИР}$ билан кесишган нуқта мос келади. Бу нуқта **квантлаш нуқтаси** деб аталади. Бу нуқта ҳолати **квантлаш кучланиши** деб аталувчи кириш (чиқиш) кучланиши қиймати билан белгиланади. А ва В нуқталар МЭ характеристикасининг бирлик кучайтириш чизиғига перпендикуляр бўлган К нуқта орқали ўтувчи тўғри чизиқ билан кесишган К жойларида олинади. С ва Д нуқталарда кучланиш бўйича дифференциал узатиш коэффициенти $K_U = dU_{ЧИК} / dU_{КИР} = -1$ га тенг бўлади.

Айтайлик, занжирдаги биринчи МЭ киришига ихтиёрий амплитудали сигнал U_1 берилди. Бу сигнал $U_1 < U_{KB}$ шартини бажаради. Мантикий занжир орқали бу сигнал тарқалганда унинг амплитудаси ўзгаришини кузатамиз. Кўриниб турибди-ки, иккинчи элементдаги кириш кучланиши U_2 , учинчида – U_3 ва х.в. бўлади (9.3 – расм).



9.3 – расм. Инверслайдиган элементлар занжирида 0 ва 1 сигналларни квантлаш.

Кириш кучланишларининг $U_1, U_2, U_3 \dots$ ($U_{\text{ЧИК}}$ ўқи бўйлаб) кетма – кетлик қийматлари А нуктага мос келадиган қийматга тез яқинлашади. Худди шундай, $U_0 > U_{KB}$ шартда кетма – кетликнинг кириш ва чиқиш кучланишлари қийматлари В нуктага мос келадиган қийматга тез яқинлашади. Демак, сигналлар, 2-3 та кетма–кет уланган МЭлар занжиридан ўтганда иккита аниқ белгиланган дискрет (*асимптотик*) амплитуда қийматига эга бўлган сигналларга айланади.

МЭнинг ҳалақитбардошлик соҳасини аниқлаш учун 9.4 – расмга мурожаат қиламиз.

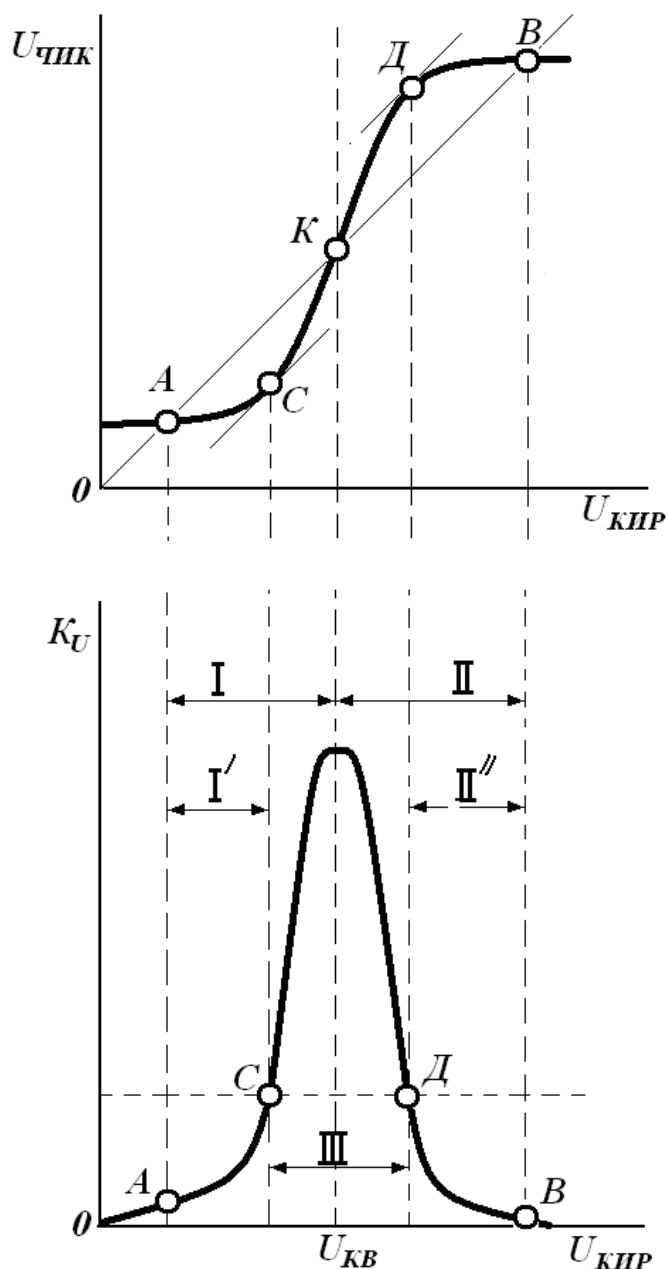
Чиқиш мантиқий 1 га мос келган $U^1_{\text{ЧИК}} = U^1$ асимптотик сатҳга А нукта, чиқиш мантиқий 0 га мос келган $U^0_{\text{ЧИК}} = U^0$ сатҳга эса В нукта мос келади. Кириш мантиқий 0 га мос келган $U^0_{\text{КИР}} = U^0$ асимптотик сатҳга А нукта, кириш мантиқий 1 га мос келган $U^1_{\text{КИР}} = U^1$ сатҳга эса В нукта мос келади. $U_{\text{МУ}} = U^1_{\text{ЧИК}} - U^0_{\text{КИР}} = U^1 - U^0$ айирма эса **чиқиш сатҳларининг мантиқий ўзгариши** деб аталади. С нуктага мос келувчи кириш кучланиши **бўсағавий кучланиш** $U^0_{\text{БЎС}}$, Д нуктага мос келувчи кириш кучланиши эса **бўсағавий кучланиш** $U^1_{\text{БЎС}}$ деб аталади.

Комбинацион қурилмалар учун киришда рухсат этилган ҳалақитлар даражаси квантлаш кучланиши билан мос келадиган мантиқий 0 ва мантиқий 1 ларнинг асимптотик қийматлари орасидаги фарқ кўринишида берилади. Шунга мувофиқ, мантиқий 0 ва мантиқий 1 сигналлари ҳалақитлари даражалари фарқланади. Улар қуйидаги муносабатлардан аниқланади:

$$U^0_{\text{ХАЛ/Комб}} = |U_{KB} - U_B|, \quad U^1_{\text{ХАЛ/Комб}} = |U_{KB} - U_A|.$$

Кетма – кет қурилмаларда рухсат этилган халақит амплитудаси, комбинацион қурилмаларникига нисбатан кичик бўлади ва у қуйидаги ифода билан аниқланади:

$$U_{\text{ХАЛКетма-кет}}^0 = |U_{\text{БҮС}}^0 - U_B|, \quad U_{\text{ХАЛКетма-кет}}^1 = |U_{\text{БҮС}}^1 - U_A|.$$



9.4 – расм. МЭ халақитбардошлик соҳалари.

Норматив – техник хужжатларда барча РИС турлари (комбинацион ва кетма - кетли) учун қуйидаги ягона **статик параметрлар** тизими ва уларни аниқлаш қоидалари ўрнатилган:

- мантиқий 0 ва мантиқий 1 чиқиш ва кириш кучланишлари (U^0 , U^1);

- мантикий 0 ва мантикий 1 чиқиш ва кириш бўсағавий кучланишлари ($U_{БҶС}^0, U_{БҶС}^1$);
- мантикий 0 ва мантикий 1 чиқиш ва кириш токлари ($I_{КИР}^0, I_{КИР}^1, I_{ЧИҚ}^0, I_{ЧИҚ}^1$);
- мантикий 0 ва мантикий 1 ҳолатлардаги истеъмол токлари ($I_{ИСТ}^0, I_{ИСТ}^1$);
- истеъмол қуввати ($P_{ИСТ}$);
- мантикий 0 га ўзгариш соҳа бўсағаси ($U_{БҶС}^0$);
- мантикий 1 га ўзгариш соҳа бўсағаси ($U_{БҶС}^1$);
- минимал мантикий ўзгариш ($U_{МҶ} = U^1 - U^0$).

Бундан ташқари, статик параметрларга мантикий 0 ва мантикий 1 ларнинг ҳалақитбардошлиги, ҳамда кириш бўйича бирлашиш коэффициенти $K_{БИРЛ}$ ва чиқиш бўйича тармоқланиш коэффициенти $K_{ТАРМ}$ ҳам киради.

МЭларнинг асосий **динамик параметрларига**, кириш ва чиқиш импульслари осцилограммаларидан аниқланадиган қуйидаги параметрлар киради:

- $t^{1,0}$ – мантикий 1 ҳолатидан мантикий 0 ҳолатига ўзгариш вақти;
- $t^{0,1}$ – мантикий 0 ҳолатидан мантикий 1 ҳолатига ўзгариш вақти;
- $t_{кеч}^{1,0}$ – уланишни кечикиш вақти – кириш импульсининг 0,1 ва чиқиш импульсининг 0,9 сатҳлари билан аниқланган вақт интервали;
- $t_{кеч}^{0,1}$ – узилишни кечикиш вақти – кириш импульсининг 0,9 ва чиқиш импульсининг 0,1 сатҳлари билан аниқланган вақт интервали;
- $t_{тарқ.кеч}^{1,0}$ – уланганда сигнал тарқалишини кечикиш вақти – кириш ва чиқиш импульсларининг 0,5 сатҳлари билан аниқланган вақт интервали;
- $t_{тарқ.кеч}^{0,1}$ – узилганда сигнал тарқалишини кечикиш вақти – кириш ва чиқиш импульсларининг 0,5 сатҳлари билан аниқланган вақт интервали.

Кетма – кет уланган МЭлар сигналларини вақт бўйича кечикиши ҳисобланганда сигнал тарқалишининг ўртача кечикиши ишлатилади (маълумотномаларда келтирилади)

$$\tau_{тарқ.ўрт.кеч} = 0,5(t_{тарқ.кеч}^{0,1} + t_{тарқ.кеч}^{1,0}).$$

МЭларнинг **интеграл параметрлар** технология ва схемотехниканинг ривожланиш даражасини акс этади. Асосий интеграл параметрлар бўлиб уланиш иши $A_{УЛ}$ ва интеграция даражаси N ҳисобланади.

Қайта уланиш иши ўртача истеъмол қувватини ўртача қайта уланиш вақтига кўпайтмаси орқали аниқланади

$$A_{КУ} = P_{ИСТ} \cdot \tau_{тарқ.ўрт.кеч}.$$

Технологиянинг ривожланиш даражасига кўра қайта уланиш иши ҳар ўн йилда бир ярим даражага камайиб бормокда. Шу сабабли бу параметрдан ИС турларини солиштиришда фойдаланиш мумкин. Масалан, бир хил $A_{КУ} = \text{const}$ да элемент ёки юқори истеъмол қувватида юқори тезкорликка, ёки,

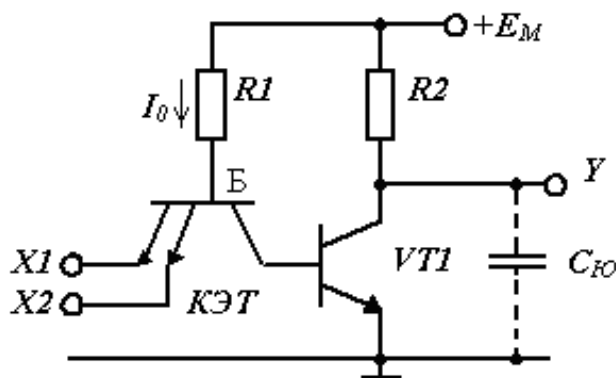
аксинча, етарлича кичик тезкорликда жуда кичик истеъмол қувватига эга бўлади.

ОДДИЙ ИНВЕРТОРЛИ ТТМ. МУРАККАБ ИНВЕРТОРЛИ ВА ШОТТКИ БАРЬЕРЛИ ТТМ.

Транзистор – транзисторли мантиқ (ТТМ) элементлар кенг тарқалган ва кўп ишлаб чиқариладиган РИС ҳисобланади.

Содда инверторли ТТМ схемаси 10.1 – расмда келтирилган.

Элемент иккита мантикий киришга эга бўлиб, у кўп эмиттерли транзистор (КЭТ) асосида ҳосил қилинган ток қайта улагичи ва VT1 транзисторли электрон калит (инвертор)дан тузилган. КЭТ ТТМ турдаги МЭларнинг ўзига хос компоненти ҳисобланади. У умумий база ва умумий коллекторга эга бўлган транзисторли тузилмадир. Стандарт схемаларда киришлар (эмиттерлар) сони $K_{БПРЛ} \leq 8$. ТТМ элементлар таркибидаги КЭТ инверс режимда ёки тўйиниш режимда ишлаши мумкин. КЭТ тузилмаси ва ясаиш технологияси шундайки, ток бўйича кучайтиришнинг инверс коэффициенти α_{II} жуда кичик бўлиб, $0,01 \div 0,05$ оралиғида ётади.



10.1 – расм. Содда инверторли ТТМ МЭ схемаси.

БТ асосидаги ТТМ ва бошқа турдаги МЭлар ишлаш механизмини кўриб чиқишдан аввал, таҳлил учун зарур бўлган элементар нисбатларга тўхталиб ўтамиз.

МЭларда транзисторлар калит режимида ишлашини инобатга олган ҳолда, таҳлилда очик ёки берк $p-n$ ўтиш тушунчаси қўлланилади. Эслатиб ўтамиз, агар ўтишнинг тўғри токи $I = 10^{-3} \div 10^{-4}$ А оралиғида ётса, бу диапазон **нормал ток режими** деб аталади. Токларнинг бу оралиғида кремнийли ўтишда кучланиш U атиги $0,70 \div 0,63$ Вга ўзгаради. Токнинг бошқа $I = 10^{-5} \div 10^{-6}$ А диапазонида (бу диапазон **микрорежим** деб аталади) кучланишнинг қийматлари мос равишда $0,57 \div 0,52$ В оралиқда ётади.

Шундай қилиб, ток диапазонларига кўра тўғри кулчанишлар бироз фарқланиши мумкин, лекин уларни доимий деб ҳисоблаш ва **тўғри ўтиш параметрлари** деб қараш мумкин. Унинг учун махсус U^* белгилаш

киритилади. Хона температурасида нормал режимда $U^*=0,7$ В, микрорежимда эса $U^*=0,5$ В. Агар тўғри кучланиш U^* кучланишдан атиги 0,1 В га кичик бўлса, **ўтиш деярли берк** ҳисобланади, чунки бу кучланишда тоқлар номиналдан ўнлаб марта кичик бўлади.

Юқори тезкорликка эришиш учун ТТМ транзисторлари нормал ток режимида ишлайдилар. Шунинг учун схеманинг статик режимини таҳлил қилишда қуйидаги соддалаштиришлар қабул қилинган, агар:

- $p-n$ ўтиш орқали тўғри ток оқиб ўтаётган бўлса, у ҳолда ўтиш очик ва ундаги кучланиш $U^*=0,7$ В;

- $p-n$ ўтиш кучланиши тескари, ёки U^* дан кичик бўлса, у ҳолда ўтиш берк ва оқиб ўтаётган ток нолга тенг;

- транзистор тўйиниш режимида бўлса, у ҳолда коллектор – эмиттер оралиғидаги кучланиш $U_{КЭ.Тўй}^*=0,3 \div 0,4$ В.

ТТМ элементнинг иш механизмини кўриб чиқамиз. Уланиш схемасига биноан КЭТ базасининг потенциали (Б) доим унинг коллектори потенциалидан юқори бўлади. Демак, КЭТ КЎ доим тўғри силжиган бўлади. Транзистор ЭЎларига келсак, улар эмиттер потенциалларининг умумий шинага нисбатан уланишига боғлиқ.

Дейлик, барча киришлар ($X1$ ва $X2$) потенциаллари кучланиш манбаи потенциалига тенг бўлган максимал қийматга эга бўлсин. Бунда мантикий 1 сатҳ шаклланади, яъни $U^l=E_M$ эканлиги равшан. У ҳолда барча ЭЎлар тескари йўналишда уланган бўлади, чунки база потенциали (Б) $R1$ даги кучланиш пасайиши ҳисобига доим эмиттер потенциалидан паст бўлади. КЭТ таркибидаги параллел ишлаётган транзисторлар инверс уланган бўлади. Айтиб ўтилганидек, α_n кичик бўлганлиги сабабли, ҳисоблашларда эмиттер токини нолга тенг деб олинади, I_0 ток эса кетма – кет уланган КЭТнинг коллектори ва VT1 нинг ЭЎ орқали оқиб ўтади. I_0 қиймати $R1$ резистор қаршилиги қиймати билан чекланади ва

$$I_0 = (E_M - 2U^*) / R1 .$$

$R1$ шундай танланади-ки, КЭТ токи, демак, VT1 база токи транзисторни тўйиниш шартига мос келсин. Бунда VT1 транзистор очилади ва чиқиш кучланиши $U_{КЭ.Тўй}^*$ га тенг бўлиб қолади. Бу эса мантикий нол сатҳга тенг, яъни $U^0 = U_{КЭ.Тўй}^* \leq 0,4$ В. Демак, барча киришларга мантикий 1 берилса, чиқишда мантикий 0 ҳосил бўлади.

Энди аксинча ҳолатни кўриб чиқамиз. Барча киришлар ($X1$ ва $X2$) потенциали нолга тенг ёки шу қийматга яқин бўлсин: $U_X = U^0 = 0$. У ҳолда барча ЭЎлар КЎ каби тўғри йўналишда силжиган бўлади. Барча транзисторлар тўйиниш режимига ўтадилар. Бу ҳолатда I_0 ток ҳам очик ЭЎларидан, ҳам КЭТнинг очик КЎдан оқиб ўтиши мумкин. Ток КЭТ ЭЎлардан оқиб ўтаётганда бу ўтишлардаги кучланиш $+0,7$ В га тенг бўлади. Параллел уланган ЭЎларга эга КЭТни икки баробар катта ҳажмдаги ягона транзистор деб қараш мумкин.

КЭТ КЎдан оқиб ўтаётган ток деярли нолга тенг, чунки унга VT1 нинг ЭЎи кетма – кет уланган. Ток бу занжирдан оқиб ўтиши учун, КЭТ база потенциали $2U^*=1,4$ В га тенг бўлиши керак. Демак, VT1 очик, эмиттер ва коллекторнинг қолдиқ тоқларини нолга тенг деб ҳисоблаш мумкин. Чиқиш кучланиши эса E_M га яқин бўлади, яъни мантиқий 1 сатҳини $U^l = E_M$ беради. Бу вақтда I_0 қуйидагича аниқланади:

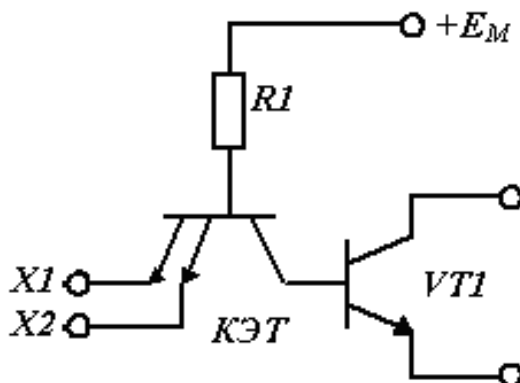
$$I_0 = (E_M - U^*) / R1 .$$

Агар фақат битта киришга мантиқий 0, қолганларига мантиқий 1 берилса, VT1 берк бўлади. Шундай қилиб, бирор киришга мантиқий 0 берилса чиқишда мантиқий 1 олинар экан. Фақат барча киришларга мантиқий 1 берилсагина, чиқишда мантиқий 0 га эга бўламиз. Шундай қилиб, мазкур схема 2ҲАМ-ЭМАС мантиқий амалини бажаради, бу ерда 2 рақами МЭ киришлари сонини билдиради.

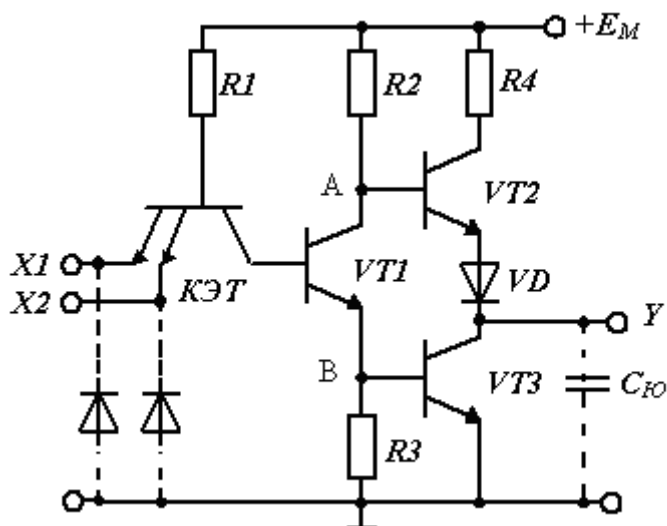
Энди, унча катта бўлмаган юклама қобилятига ва нисбатан кичик тезкорликка эга бўлган ТТМ негиз элементни кўриб чиқамиз. Бу қуйидагилар билан шартланган. Очик ҳолатда VT1нинг тўйиниш режими таъминланиши учун $R2$ қаршилиқ қиймати **катта** (бир неча кОм) бўлиши керак. У ҳолда транзисторнинг берк ҳолатдаги мантиқий 1 сатҳи юклама қаршилиги $Z_{Ю}$ га кучли равишда боғлиқ бўлиб қолади. $Z_{Ю}$ деганда мазкур МЭ чиқишига уланган n та худди шундай МЭ ларнинг комплекс қаршилиги тушунилади. Мантиқий 0 ҳолатида (VT1 транзистор очик) КЭТ - VT1 тизимнинг ток узатиш коэффициенти қиймати кичик бўлганлиги сабабли, чиқиш кучланиши сатҳи ҳам юклама қаршилиги қийматига қайсидир маънода боғлиқ бўлади. Сабаби, КЭТ инверс уланишида ток узатиш коэффициенти α_{II} 1 дан кичик бўлади. Актив режимда эса 1 га яқин. Шу сабабли, бу турдаги МЭ юклама қобиляти кичик ҳисобланади.

МЭ тезкорлиги кириш ва чиқиш кучланишлари ўсиб бориш ва камайиш фронтлари тиклиги билан аниқланадиган динамик параметрлар билан белгиланади. Ҳар МЭни RC тизим деб қарасак, у ҳолда ундаги кучланиш тиклигини ўзгариши асосан сиғим $C_{Ю}$ нинг зарядланиш ва разрядланиш вақти давомийлиги билан аниқланади. Юклама сиғими $C_{Ю}$ $p-n$ ўтишлар, электр боғланишлар, чиқишлар ва х.з.лар сиғимларининг умумий йиғиндиси. Демак, тезкорликни таҳлил қилганда МЭ чиқишига уланган бошқа элементни RC – юклама деб қарашимиз керак. Схемада (5.1 – расм) МЭ кириши мантиқий 0 ҳолатдан мантиқий 1 ҳолатга ўтаётганда VT1 транзистор беркилади. Шунинг учун юклама сиғими $R2$ резистор орқали зарядланади. $R2$ нинг қиймати катта бўлганлиги сабабли, зарядланиш вақти доимийси $\tau_z = R_2 \cdot C$ сезиларли бўлади. МЭ чиқиш сатҳи U^0 бўлганда юклама сиғими тўйинган VT1 транзистор орқали разрядланади. Ток узатиш коэффициенти α_{II} унча катта бўлмаганлиги сабабли, разрядланиш вақти доимийси τ_p ҳам кичик қийматга эга бўлади.

Кўриб ўтилган камчиликлар туфайли, 10.1 – расмда келтирилган схема кенг қўлланилмайди. Бу схема асосан ташқи индикация элементларини улаш учун очиқ коллекторли микросхемаларда (10.2 – расм) қўлланилади.



10.2 – расм. ТТМ сериядаги ЁКИ бўйича кенгайтириш схемаси.



10.3 – расм. Мураккаб инверторли ТТМ МЭ схемаси.

Мураккаб инверторли ТТМ схемаси (10.3 – расм) амалиётда кенг қўлланилади. У икки тактли чиқиш каскади (VT2 ва VT3 транзисторлар, R4 резистор ва VD диод), бошқарилувчи фаза ажратувчи каскад (VT1 транзистор, R2 ва R3 резисторлар) дан ташкил топган.

Фаза тушунчаси (юнонча пайдо бўлиш)га биноан VT1 транзистор берк ва унинг коллекторида (А нукта) юқори потенциал пайдо бўлиши натижасида VT2 транзистор очилади. VT1 транзисторнинг очиқ ҳолатида унинг эмиттерида (В нукта) юқори потенциал пайдо бўлади ва у VT3 ни очади. Демак, VT2 ва VT3 транзисторлар галма – гал (турли тактларда) очиладилар. Шунинг учун чиқиш каскади икки тактли деб аталади.

Схеманинг иш тартибини кўриб чиқамиз. Оддий инверторли ТТМ каби, бу схемада ҳам бирор киришга мантикий 0 берилса VT1 транзистор берк бўлади. Натижада VT2 транзистор очилади, VT3 транзистор эса

беркилади. Юклама сиғими $C_{Ю}$ эса 10.1 – схемадан фарқли равишда, энди кичик қаршиликка (150 Ом) эга резистор $R4$, очик турган VT2 транзистор ва VD диод орқали зарядланади. Резистор $R4$ ток чеклагичи бўлиб, у чиқиш тасодифан умумий нуктага уланганда ўзаро кетма – кет уланган VT2 транзистор ва VD диод орқали оқиб ўтувчи ток қиймати ортиб кетишидан ҳимоялайди. Бошқа томондан, чиқиш каскадининг қайта уланиш вақтида, яъни VT2 транзистор энди очилаётган, VT3 транзистор эса ҳали беркилиб улгурмаган вақт моментида кучли қисқа импульслар пайдо бўлиши олдини олади. Элемент қайта уланиш вақтида юклама сиғими $C_{Ю}$ тўйинган VT3 транзисторнинг кичик қаршилиги орқали разрядланади. Бу билан элементнинг юқори тезкорлиги таъминланади.

VD диод вазифасини тушунтирамиз. Диод йўқ деб фараз қилайлик. Бу ҳолда элемент қайта уланиш вақтида, яъни VT3 транзистор очик бўлганда VT2 транзистор берк бўлиши, яъни $U_{БЭVT2}$ кучланиш қиймати 0,7 В дан кичик бўлиши керак. $U_{БЭVT2}$ ни аниқлаймиз. Бунинг учун элемент чиқиш қисми кучланиши учун қуйидаги муносабатларни ёзиб оламиз: $U_{БVT2} = U_{БЭVT3} + U_{КЭ.Тўй. VT1} = 1$ В; $U_{ЭVT2} = U_{КЭ.Тўй. VT3} = 0,3$ В. У ҳолда $U_{БЭVT2} = U_{БЭVT3} + U_{КЭ.Тўй. VT1} - U_{КЭ.Тўй. VT3} = 0,7$ В.

Бу вақтда VT2 транзистор очик бўлади. Шундай қилиб, VD диод бўлмаганда VT2 транзистор очик, $U^0_{ЧИҚ}$ кучланиш эса ноаниқ бўлади. Схемага VD диод уланганда очик VT3 транзистор кучланиши $U_{БЭVT2} + U_{VD} > U_{БЭVT3} + U_{КЭ.Тўй. VT1} - U_{КЭ.Тўй. VT3}$; $U_{БЭVT2} + U_{VD} > U_{БЭVT3}$ бўлади. Бу қийматларни мос ўринларга қўйиб 1,4 В > 0,7 В га эга бўламиз. Шундай қилиб, VD диод кучланиш сатҳини силжитувчи элемент вазифасини бажаради ва чиқишда кучланиш U^0 бўлганда, VT2 транзисторни аниқ беркилишини таъминлайди.

Юклама қобилияти ёки **$K_{ТАРМ}$ коэффиценти** VT3 транзисторнинг максимал коллектор токидан келиб чиққан ҳолда аниқланади. Бу вақтда

$$K_{ТАРМ} = I_{Кmax} / I^0_{кир}$$

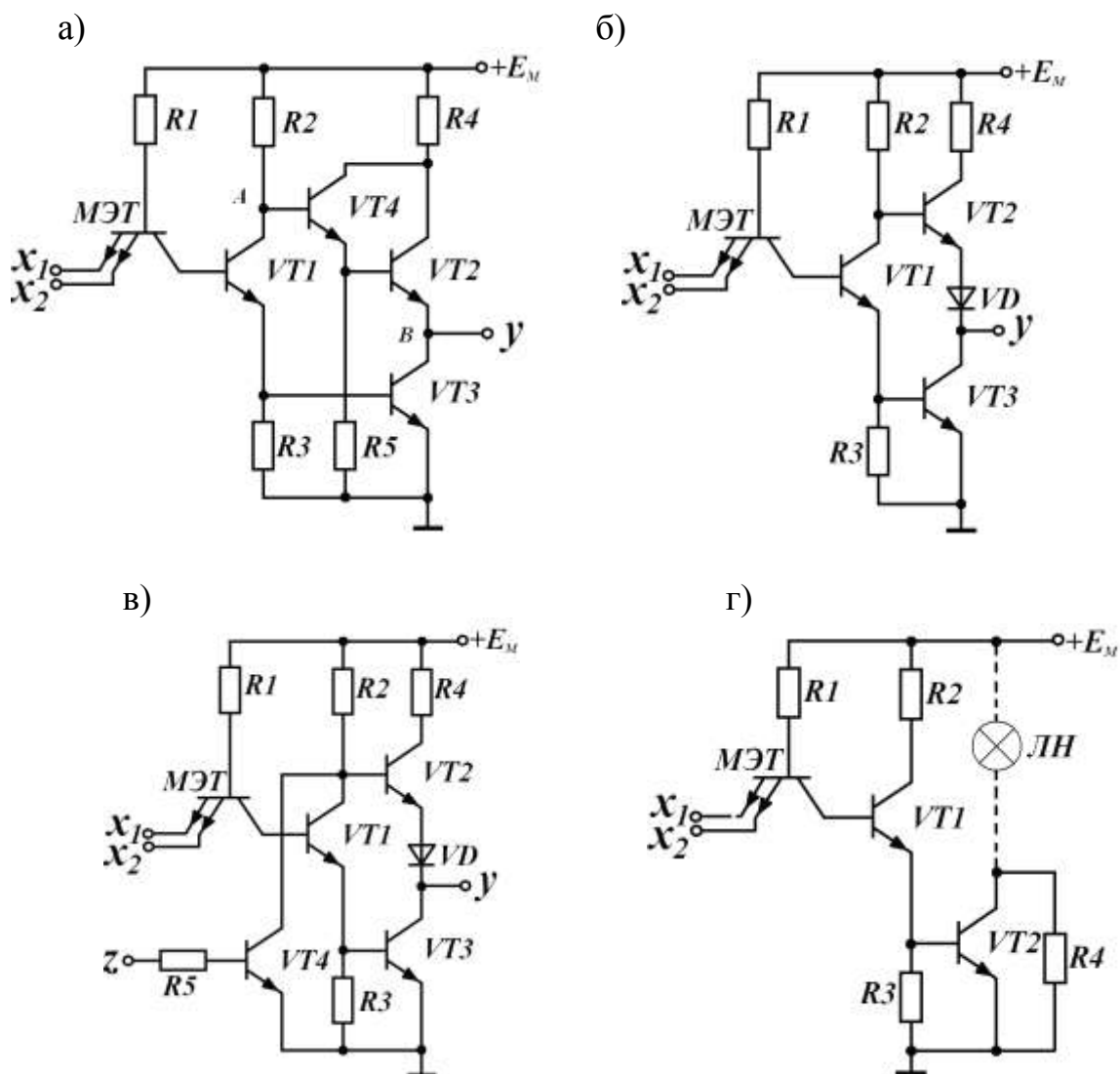
деб ёзиш мумкин. Бу ерда $I^0_{кир}$ – ИМС маълумотномасидан олинadиган параметр. $I_{Кmax} = E_M / R4 = 30$ мА бўлгани сабабли, $I^0_{кир} = 1,35$ мА бўлганда $K_{ТАРМ} = 22$.

Хулоса қилиб шуни айтиш мумкин-ки, 10.3 – расмда кириш занжирида пунктир билан тасвирланган диодлар **акс-садога қарши диодлар** деб аталади ва мувофиқлашмаган линия охирларидан қайтган манфий сигналлар (халақитлар) амплитудасини чеклаш учун қўлланилади. Бу сигналлар иккита $p-n$ ўтиш (диоднинг $p-n$ ўтиши ва КЭТ эмиттер ўтиши) оралиғида бўлиниб, МЭни ёлғон қайта уланишдан сақлайди.

Ҳозирги вақтда ТТМ негиз элементларининг кўп сонли модификациялари яратилган. Ҳар бир модификация параметрлари ёки кўшимча имкониятлари билан ажралиб туради.

Масалан, чиқиш каскадида ток бўйича катта кучайтириш коэффицентиға эга бўлган таркибий транзисторлар қўлланиши юклама

қобилиятини оширади (10.4, а – расм). Схеманинг ишлаш принципи ўзгармайди. Таркибий транзистор (VT_4 ва VT_2 транзисторлар) VT_3 инверторнинг динамик юкласини ҳосил қилади. Масаланинг бундай ечилиши барча резисторлар номиналлари икки баробар кичрайтиришга ва бу билан тезкорлик ва юклама қобилиятини оширишга имкон беради. А ва В нуқталар оралиғида иккита кетма – кет уланган транзисторларнинг $p-n$ ўтишларининг мавжудлиги эса VD диод бўлишини талаб қилмайди.



10.4 – расм. ТТМ МЭнинг турли схема вариантлари.

Шоттки диоди ва транзисторларини қўллаш ёрдамида (10.4, б – расм) ТТМ элементининг тезкорлиги оширилган (ТТМШ). Улар транзистор базасида ортиқча зарядларни чиқариб юбориш вақтини сезиларли камайитириш ёки умуман йўқотишга имкон берадилар. Натижада импульс камайиб бориш вақтидаги кечикиш камаяди. Лекин тезкорлик ортиши билан ТТМШ статик параметрлари ёмонлашади. Хусусан, бўсағавий кучланиш қиймати камаяди ва $U_{\text{чик}}^0$ ортади, бу эса ўз навбатида оддий схемаларга

нисбатан халақитбардошликни пасайтиради. ТТМШ КИСларнинг негиз элементи ҳисобланади.

Икки йўналишли ахборот шиналари ёки магистрал қурилмалар яратишда, бир неча схема чиқишларини бирлаштириш талаб қилинади. Агар элементлар уланаётганда, улардан бирининг чиқишида паст $U^0_{ЧИҚ}$ сатҳ, иккинчисида эса юқори $U^1_{ЧИҚ}$ сатҳ бўлса, у ҳолда кетма – кет уланган VT2 ва VT3 транзисторлардан биридан сизилиш токи $I_{сиз} \approx (E_M - U^*) / R4$ оқиб ўтади. Бу ток статик режимдаги манба токидан анча катта. Бу вақтда истеъмол қилинаётган қувват кескин ортади ва схема ишдан чиқиши мумкин, чунки VT2, VT3 транзисторлар ва VD диод узоқ муддат катта ток оқиб ўтишига мўлжалланмаган. Бу ҳолат юзага келмаслиги учун чиқиши учта ҳолатга эга бўлган: икки ҳолат – бу оддий $U_{ЧИҚ} = U^0$ ва $U_{ЧИҚ} = U^1$ сатҳлар, учинчиси эса – элемент юкламадан буткул узиладиган “чексиз катта” чиқиш қаршилиги ҳолатини таъминлайди, яъни ток истеъмол қилмайдиган ва узатмайдиган ТТМ элементлар яратилган.

Бунинг учун мураккаб инверторли схемага қўшимча VT4 транзистор ва R5 резистор уланади (10.4, в – расм). Бошқарувчи кириш Z га $U^0_{КИР}$ кучланиш берилса, VT4 транзистор берк бўлиб, схема оддий элемент каби ишлайди. Бошқарувчи кириш Z га $U^1_{КИР}$ кучланиш берилса, VT4 транзистор тўйиниш режимига ўтади, VT1, VT2 ва VT3 транзисторлар эса беркилади (учинчи ҳолат). Бу учинчи ҳолат мантикий киришлардаги ахборот сигналлари комбинациясига боғлиқ эмас. Бундай элементлар чиқишларини умумий юкламага улаш мумкин, чунки ихтиёрий вақт моментида юкламага фақат битта элемент “хизмат кўрсатади”, қолган элементлар эса учинчи ҳолатда бўлади.

ТТМнинг бошқа сериялари таркибида махсус элементлар бўлиши мумкин. Улар бу серия имкониятларини ошириш учун мўлжалланган. Улардан бирини кўриб чиқамиз.

Очиқ коллекторли ҲАМ-ЭМАС элементи. Бу схема мантикий схемаларни ташқи ва индикаторли қурималар, масалан, нурланувчи диодли индикатор, чўлғанувчи лампалар, реле ўрамлари ва х.з. билан мувофиқлаштиришга мўлжалланган.

Бу схеманинг юқорида кўриб ўтилган элементдан (10.3 – расм) фарқи шундаки, чиқиш каскади юклама резисторсиз бир тактли схемада бажарилган.

10.4, г – расмда очиқ коллекторли ҲАМ-ЭМАС МЭ да индикация элементи сифатида чўлғанувчи лампа (ЧЛ) қўлланилган схема кўрсатилган. ЧЛ VT2 транзисторнинг коллектор занжиридаги юклама ҳисобланади ва мантикий ҳолатларнинг визуал индикатори сифатида хизмат қилади. Агар барча киришларга U^1 сатҳ берилса, индикатор нурланади, агар бир ёки бир нечта киришга U^0 сатҳ берилса, индикатор нурланмайди. Шунтловчи R4 резистор VT2 транзисторни химоялайди, акс ҳолда чўлғам симининг қаршилиги совуқ ҳолатда кичик бўлади ва коллектор токининг ортиши кузатилади.

Маълумот. Саноатда ТТМ турли элементларнинг фақат бир неча серияси ишлаб чиқарилади (стандарт 133, 155; тезкорлиги юқори бўлган 130, К131; микро кувватли 134; Шоттки диодида 530, К531; Шоттки диодида микро кувватли К555). Бу элементларнинг асосий параметрлари 10.1 – жадвалда келтирилган.

10.1 – жадвал

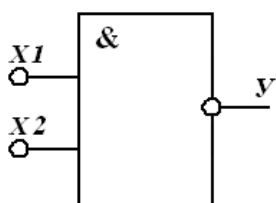
ТТМ элементи сериялари тури

ТТМ РИС параметри	серия				
	стандарт	тезкорлиги юқори	микро- куватли	Шоттки диодида	
	К155	130	158	531	К555
$I_{КПР}^0$, мА	1,6	2,3	0,15	2	1
$I_{КПР}^1$, мА	0,04	0,07	0,01	0,05	0,05
$U_{ЧИК}^0$, В	0,4	0,35	0,3	0,5	0,5
$U_{ЧИК}^1$, В	2,4	2,4	2,4	2,7	2,7
$K_{ТАРМ}$	10	10	10	10	10
$K_{БИРЛ}$	8	8	2	4	2
$t_{кеч.ўрт}$, нс	20	10	70	5	20
$P_{ИСТ}$, мВт	22	44	5	19	3,7
$f_{ЧЕГ}$, МГц	10	30	3	50	10

ТТМ элементлари потенциал элементлар қаторига киради: улар асосида компьютер схемаларини тузишда улар ўзаро гальваник боғланадилар, яъни конденсатор ва трансформаторларсиз. Мантикий 1 ва мантикий 0 асимптотик қийматлари $U^1 \geq 2,4$ В; $U^0 \leq 0,4$ В, $U_{КУ} = U^1 - U^0 = 2$ В кучланишлар билан ифодаланади. Юқорида кўриб ўтилган сериялар функционал ва техник тўлиқликка эга, яъни турли арифметик ва мантикий амалларни, хотирада сақлаш, ёрдамчи ва махсус функцияларни бажаради.

Асосий ТТМ тури бўлиб мантикий қўпайтириш инкори билан яъни, ҲАМ-ЭМАС амалини бажарадиган Шеффер элементи ҳисобланади. Шеффер элементининг шартли белгиланиши 10.5 – расмда кўрсатилган. Бу ерда $X1$, $X2$ – киришлар, Y – чиқиш. Минимал киришлар сони нолга тенг. Икки киришли Шеффер элементининг ишлаши ҳақиқийлик жадвалида келтирилган (10.2 – жадвал).

10.2 – жадвал



10.5 – расм. Икки киришли Шеффер элементи шартли белгиси.

Икки киришли Шеффер элементининг ҳақиқийлик жадвали

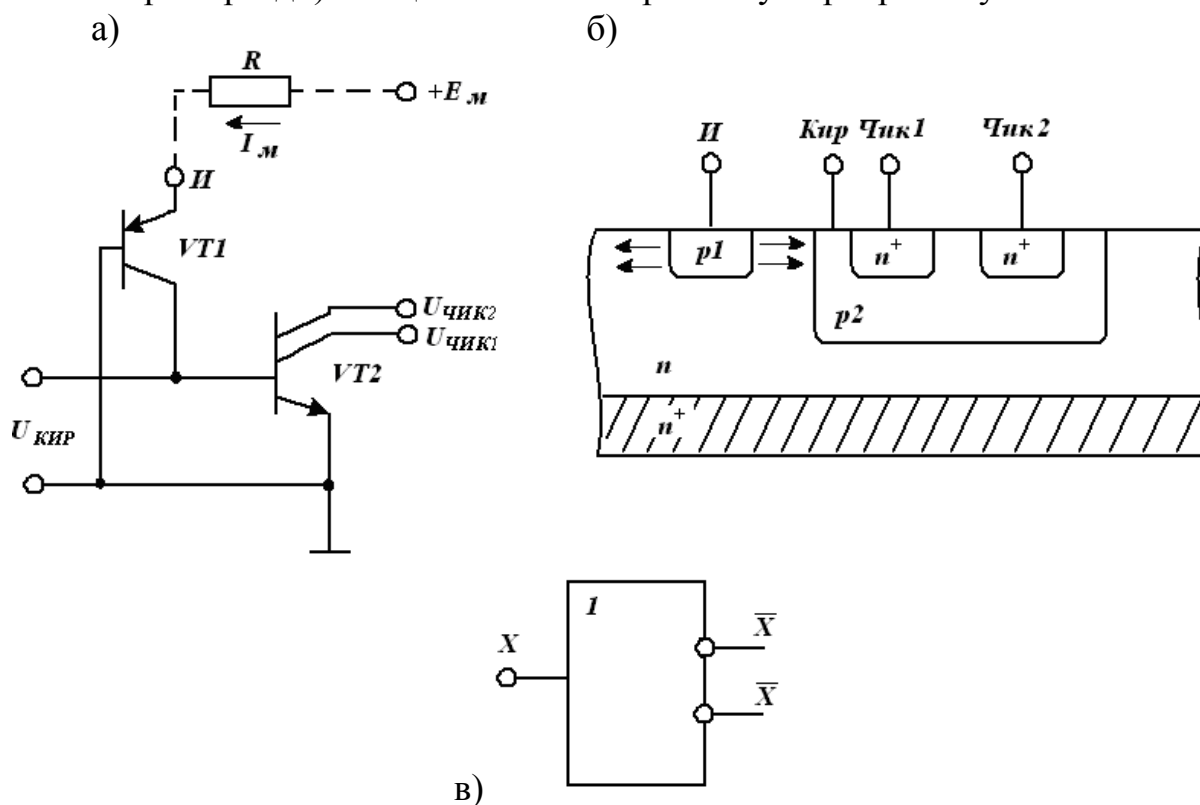
x_1	x_2	$y = x_1 \cdot x_2$
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

ИНТЕГРАЛ ИНЖЕКЦИОН МАНТИҚ

Микроэлектрон аппаратлар ривожі КИС ва ЎКИС ларни кенг қўллашга асосланган. Бу билан аппаратларнинг техник-иқтисодий кўрсаткичлари ортимоқда: ишончлилиқ, халақитбардошлиқ ортимоқда, массаси, ўлчамлари, нарҳи камаймоқда ва х.з.

КИС МЭлари тезкорлигининг кичиклигига қарамасдан МДЯ – технологияда бажарилар эди. МЭ тезкорлигини ошириш муаммоси Philips ва IBM фирмалари томонидан БТ асосида интеграл –инжекцион мантиқ (I^2M) негиз элементи яратилишига сабаб бўлди.

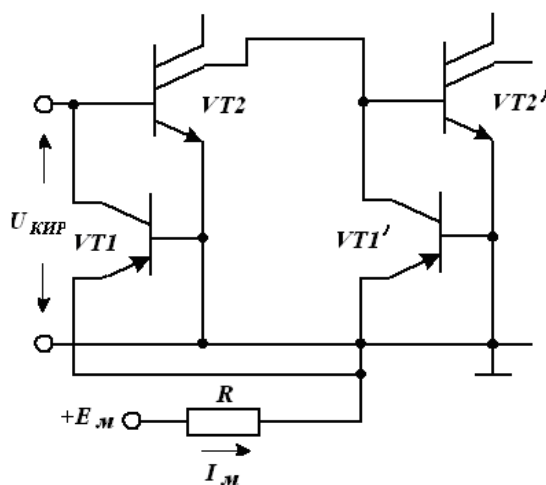
I^2M негиз элементи схемаси 10.1, а – расмда келтирилган. Элемент VT1 (p_1-n-p_2) ва VT2 ($n-p_2-n^+$) комплементар БТлардан ташкил топган. VT1 транзистор, кириш сигналини инверсловчи VT2 транзистор учун база токи генератори (инжектори) вазифасини бажаради. VT2 транзистор одатда бир нечта коллекторга эга бўлиб, элемент мантиқий чиқишларини ташкил этади. I^2M турдаги элементларда ҳосил қилинган мантиқий схемаларда, VT1 транзистор эмиттери ҳисобланган инжектор (И), кучланиш манбаи билан R резистор орқали уланади ва унинг қаршилиги талаб этилган токни таъминлайди. Бундай ток билан таъминловчи қурилма инжектор токи қийматини, кенг диапазонда ўзгартириб унинг тезкорлигини ўзгартиришга имкон беради. Амалда инжектор токи $1 \text{ нА} \div 1 \text{ мА}$ гача ўзариши мумкин, яъни VT1 транзистор ЭЎидаги кучланишни озгина ортириб (ҳар 60 мВда ток 10 марта ортади) ток қийматини 6 тартибга ўзгартириш мумкин.



11.1 – расм. I^2M негиз элементнинг принципиал схемаси (а), топология қирқими (б) ва шартли белгиланиши (в).

И²М ИС кремнийли n^+ - асосда тайёрланади (11.1, б – расм), у ўз навбатида барча инвертор эмиттерларини билаштирувчи умумий электрод ҳисобланади (расмда битта инвертор кўрсатилган). n - p - n турли транзистор базаси бир вақтнинг ўзида p - n - p турли транзисторни коллектори бўлиб ҳисобланади. Элементларнинг бундай тайёрланиши функционал интеграция дейилади. Бу вақтда турли элементларга тегишли соҳаларни изоляция қилишга (ТТМ ва ЭБМ элементларидаги каби) эҳтиёж қолмайди. И²М элементи резисторлардан ҳоли эканлигини инобатга олсак, яхлит элемент кристаллда ТТМдаги стандарт КЭТ эгаллаган ҳажмни эгаллайди.

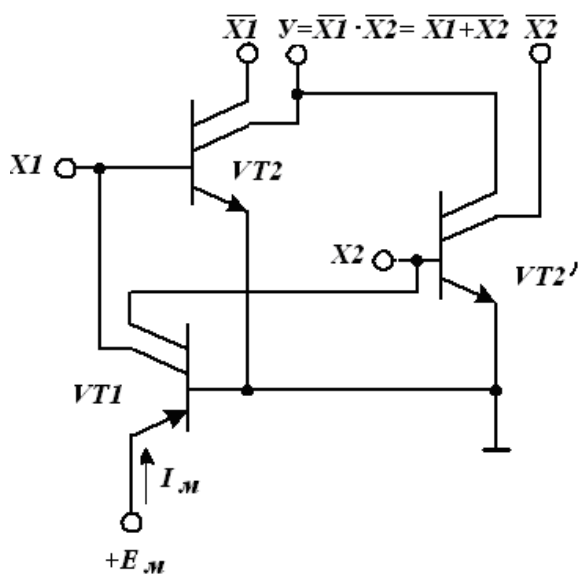
Элементнинг ишлаш принципи. Иккита кетма-кет уланган И²М элементлар занжири 10.2 – расмда тасвирланган. Агар схеманинг киришига берилган кучланиш $U_{КИР}^0 < U^*$ бўлса, у ҳолда қайта уланувчи VT2 транзисторнинг иккала ўтиши берк бўлади. VT1 инжектордан берилаётган ток I_M , қайта уланувчи транзистор базасидан кириш занжирига узатилади. Бу ҳолатда чиқиш кучланиши кейинги каскад қайта уланувчи VT2' транзисторининг тўғри силжитилган p - n ўтиши кучланишига тенг бўлади, яъни $U_{ЧИҚ}^I = U^* \approx 0,7$ В. Агар схеманинг киришидаги кучланиш $U_{КИР}^I > U^*$ бўлса, у ҳолда қайта уланувчи VT2 транзистор очилади. p_2 соҳага келиб тушаётган коваклар бу соҳани тез зарядлайди. VT1 инжектор тўйиниш режимига ўтади. p_2 соҳа потенциали инжектор потенциалига деярли тенг бўлади. VT2 транзисторнинг эмиттер-база ўтиши тўғри йўналишда силжийди ва электронларнинг базага, кейин эса коллекторга инжекцияси бошланади. Коллекторга келаётган электронлар p_2 соҳадан келган ковакларни нейтраллайди. Натижада коллектор потенциали пасаяди ва база потенциалидан кичик бўлиб қолади. VT2 транзистор тўйиниш режимига ўтади ва элемент чиқишида тўйинган транзистор кучланишига тенг бўлган кичик сатҳли кучланиш ўрнатилади. Реал шароитда у 0,1÷0,2 В га тенг. Шундай қилиб, И²М негиз МЭ учун қуйидаги муносабатлар ҳақиқийдир: $U^0 = 0,1 \div 0,2$ В; $U^I = 0,6 \div 0,7$ В. Бундан И²М негиз МЭ учун мантикий ўтиш $U_{МЎ} = 0,4 \div 0,6$ В эканлиги келиб чиқади.



10.2 – расм. И²М МЭ занжири.

10.2 – расмдаги схемадан фойдаланиб 2ХАМ-ЭМАС ва 2ЁКИ-ЭМАС мантиқий амалларини бажарувчи МЭларни тузиш мумкин. Масалан, 5.16 – расмда иккита инверторни металл ўтказгичлар билан туташтириш йўли билан 2ЁКИ-ЭМАС функциясини амалга ошириш мумкин. Бу вақтда иккала инвертор VT1 транзисторда осил қилинган ягона кўп коллекторли (икки коллекторли) инжектордан таъминланади. Келтирилган схемадан кўриниб турибдики, чиқишлар киришдаги ўзгарувчиларга нисбатан умумий нуқтага параллел уланса ЁКИ-ЭМАС мантиқий амал бажарилади. Чиқиш сигналларига нисбатан эса ХАМ амали бажарилади. Шунини таъкидлаш керакки, инверторларнинг иккинчи коллекторлари ёрдамида қўшимча кириш сигналларини инкор этиш мантиқий амалини ($\overline{X1}, \overline{X2}$) бажариш мумкин, бу эса ўз навбатида МЭ имкониятларини кенгайтиради.

И²М схемалар тезкорлиги инжекция токи I_H га кучли боғлиқ бўлиб, ток ортган сари ортади. Бу вақтда A_{KV} озгина ортади ва $4 \div 0,2$ пДжн ташкил этади. Элемент қайта уланишининг ўртача кечикиш вақти $10 \div 100$ нс, яъни ТТМ элементниги нисбатан бир неча марта катта. Аммо қувват истеъмоли 1-2 тартибга кичик бўлади. Мантиқий ўтиш кичиклиги туфайли И²М элементининг халақитбардошлиги ҳам кичик ($20 \div 50$ мВ) бўлади. Шунинг учун бу схемалар фақат КИС ва ЎКИСлар таркибида ва кичик интеграция даражасига эга мустақил ИСлар сифатида қўлланилади.



10.3 – расм. ЁКИ-ЭМАС амалини И²М мантиқий элементлар асосида ташкил этиш схемаси.

И²М МЭнинг X киришига статик режимда мантиқий 1га мос кучланиш берилганда манба E_M дан энергия истеъмол қилиши, унинг камчилиги ҳисобланади.

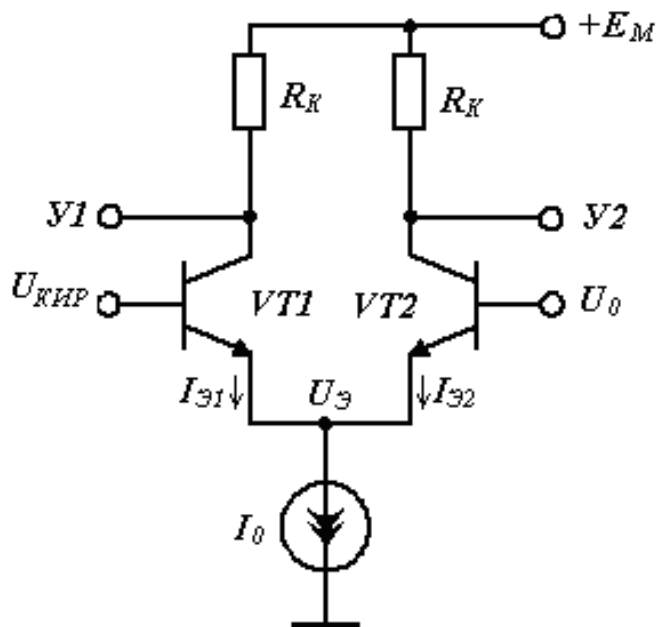
ЭМИТТЕРЛАРИ БОҒЛАНГАН МАНТИҚ

Эмиттерлари боғланган мантиқ (ЭБМ) элементни яратилишига рақамли қурилмалар тезкорлигини ошириш муаммоси сабаб бўлган. ЭБМ элементда қайта уланувчи транзистор ёки берк, ёки очик бўлади ва базада қўшимча ноасосий заряд ташувчилар тўпланаётганда БТ тўйиниш режимида ишлайди. Транзисторни бир ҳолатдан иккинчисига ўтиши узок кечадиган жараён бўлганлиги сабабли, ТТМ элемент тезкорлиги чекланган. БТдаги калит инерциялилигини камайтириш мақсадида шундай схемалар яратиш керакки, унда қайта уланувчи транзистор очик ҳолатда актив режимда ишласин.

ЭБМ шундай схематехник ечимлардан бири ҳисобланади. БТнинг тўйинмаган режими юклама ва паразит сиғимларни тез қайта зарядланиши учун талаб қилинадиган ишчи тоқларни ошириш имконини беради. Қайта уланувчи элемент уланиш вақти минимумга келади. Бу вақтда БТнинг беркилиш вақти ортмайди. Шу сабабли ЭБМ элементлар юқори тезкорликка эга.

ЭБМ элемент асосини ток қайта улагичи ташкил этади (12.1 – расм).

У ДК каби иккита симметрик елкадан ташкил топган бўлиб, уларнинг ҳар бири транзистор ва резистордан иборат. Умумий эмиттер занжирида БТГ I_0 ишлайди.



12.1 – расм. Ток қайта улагичи.

ДКдан фарқли равишда киришлардан бири (VT2) таянч деб аталувчи доимий кучланиш манбаи U_0 га уланган. Ток I_0 қиймати транзисторнинг

актив иш режимига мос келади ва ЭБМ негиз элементларида $I_0 = 0,5 \div 2$ мА. БТГ мавжудлиги туфайли база потенциалларининг ихтиёрий қийматларида эмиттер ўтишларда автоматик равишда

$$I_{\varepsilon 1} + I_{\varepsilon 2} = I_0 \quad (12.1)$$

шарт ўрнатилади.

Актив режимда эмиттер токининг база – эмиттер кучланишига боғлиқлиги киришдаги VT1 транзистор учун қуйидаги ифода билан аппроксимацияланади

$$I_{\varepsilon 1} = I_{\varepsilon 01} e^{(U_{KIP} - U_{\varepsilon}) / \varphi_T}, \quad (12.2)$$

VT2 транзистор учун эса

$$I_{\varepsilon 2} = I_{\varepsilon 02} e^{(U_0 - U_{\varepsilon}) / \varphi_T}. \quad (12.3)$$

Бу ифодаларда эмиттер токининг $U_{\varepsilon B} = 0$ ва $U_{KB} \neq 0$ бўлгандаги қолдиқ қиймати $I_{\varepsilon 0}$. Интеграл технологияда эгизаклик принципига мувофиқ $I_{\varepsilon 01} = I_{\varepsilon 02}$. Хона температурасида $\varphi_T = kT / q = 0,025$ В.

(12.1), (12.2) ва (12.3)лардан фойдаланиб,

$$I_{\varepsilon 1} = \frac{I_0}{1 + e^{\frac{U_0(1 - \frac{U_{KIP}}{U_0})}{\varphi_T}}}, \quad I_{\varepsilon 2} = \frac{I_0}{1 + e^{\frac{-U_0(1 - \frac{U_{KIP}}{U_0})}{\varphi_T}}} \quad (12.4)$$

га эга бўламиз.

Схема симметрик, шунинг учун иккала БТ база потенциаллари тенг бўлганда ($U_{KIP} = U_0$) ҳар бир елкадан оқиб ўтаётган ток $I_0 / 2$ га тенг.

Таянч кучланиш $U_0 = 1,2$ В бўлсин. Агар U_{KIP} қиймати $\Delta \leq 0,1$ В га камайса, у ҳолда (12.4) га мувофиқ, $I_{\varepsilon 1}$ ток I_0 га нисбатан 1 % гача камаяди, $I_{\varepsilon 2}$ ток эса 99 % гача ортади. Демак, кириш сигнали $U_{KIP} \leq U_0 - \Delta$ (манتيкий 0) бўлганда VT1 транзистор берк бўлади, VT2 транзистордан эса тўлиқ I_0 токи оқиб ўтади.

Агар аксинча бўлса, яъни U_{KIP} қиймати $\Delta \geq 0,1$ В га ортса, у ҳолда (12.4) га мувофиқ, $I_{\varepsilon 1}$ ток I_0 га нисбатан 99 % гача ортади, $I_{\varepsilon 2}$ ток эса 1 % гача камаяди. Демак, кириш сигнали $U_{KIP}^+ \geq U_0 + \Delta$ (манتيкий 1) бўлганда VT2 транзисторни берк деб ҳисоблаш мумкин, VT1 транзистордан эса тўлиқ I_0 ток оқиб ўтади. Натижада идеал ток қайта улагичига эга бўлди. Сатҳлар орасидаги фарқ - қайта уланиш кичиклиги унинг камчилиги ҳисобланади, чунки қайта уланиш соҳаси кириш сигналларини таянч кучланиш U_0 дан $U_{KY} = U_{KIP}^+ - U_{KIP} = 2\Delta \approx 0,3$ В қийматга ўзгариши билан аниқланади. Демак, ҳалақитбардошлик ҳам кичик бўлади. Лекин манتيкий ўтиш вақтининг

кичиклиги, ҳамда тўйиниш режимининг йўқлиги ҳисобига ток қайта улагичининг қайта уланиш вақти жуда кичик бўлиб, 3 нсдан ошмайди.

Транзистор актив режимда қоладиган максимал $U_{КНР}^+$ қийматини аниқлаймиз. Бунинг учун $U_{КБ} \geq 0$ ($U_K \geq U_B$) шарт бажарилиши керак. Транзисторнинг база потенциали кириш сигнали билан, коллектори потенциали эса

$$U_K = E_M - \alpha I_0 R_K \quad (12.5)$$

ифода ёрдамида аниқланади.

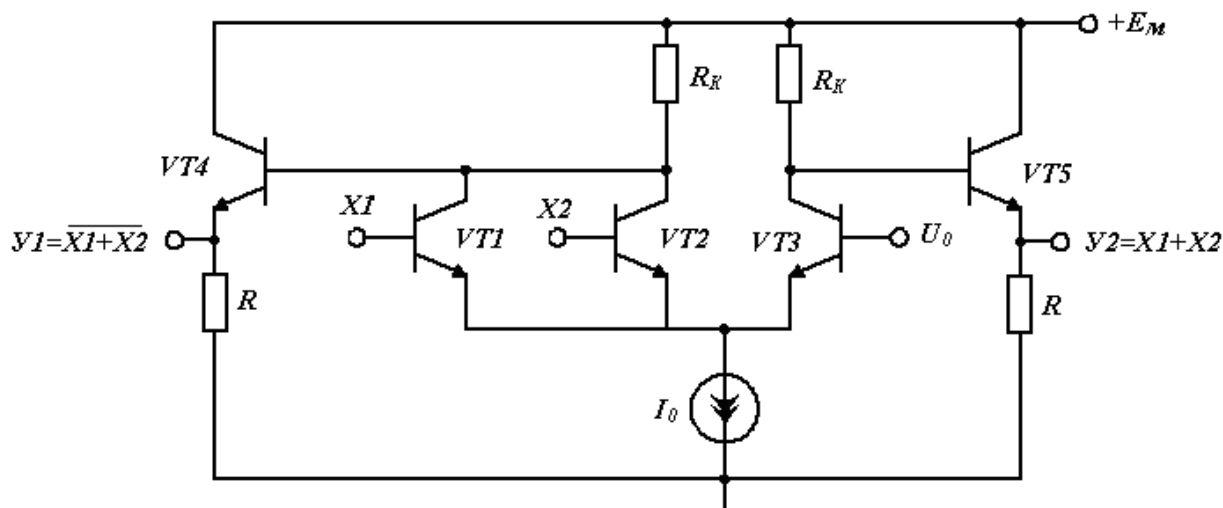
У ҳолда транзистор актив режим чегарасида ($U_K = U_B$) қоладиган $U_{КНР}^+$ қиймати қуйидаги муносабат билан аниқланади

$$U_{КНР}^+ = E_M - \alpha I_0 R_K = U_0 + \Delta. \quad (12.6)$$

(12.6) шарт бажарилиши, берилган E_M , U_0 ва $U_{КНР}^+$ қийматларида транзисторнинг актив иш режими таъминланиши учун R_K резисторлар қаршилиги кичик (200 Омгача) қилиб танланади.

Алоҳида калитлар (қайта улагичлар) асосан аналог схемаларда қўлланилади. Мантиқий схемаларда ҳар бир қайта улагич чиқиши бир ёки бир неча бошқа қайта улагичлар киришига уланади. Қайта улагичлар кетма – кетлиги ишга лаёқатлигини таъминлаш мақсадида кириш ва чиқишлар бўйича мантиқий 0 ва мантиқий 1 сатҳлар мувофиқлаштирилган бўлиши керак. Афсуски, мазкур турдаги қайта улагичларда сатҳлар мослиги мавжуд эмас, чунки У1 ва У2 чиқишлардан олинаётган чиқиш кучланиши **доим U_0 дан катта бўлади.** Шу сабабли бундай қайта улагичларни кетма – кет улаб бўлмайди. Бунинг учун махсус мувофиқлаштирувчи каскадлар қўлланилади. Улар кучланиш сатҳини силжитиш қурилмаси деб аталади. Эмиттер қайтаргичлар бундай қурилманинг содда схемаси бўлиб ҳисобланади. Қайтаргичда чиқиш (эмиттер) потенциалининг сатҳи таянч потенциал сатҳидан U^* катталиikka паст бўлади.

Ток қайта улагичини ЭБМ элементга ўзгартириш учун унинг чап елкасини параллел уланган (киришлари бўйича) транзисторлар билан алмаштириш керак. Иккита киришли ЭБМ элемент схемаси 12.2 – расмда келтирилган.



12.2 – расм. Иккита киришли ЭБМ МЭ схемаси.

VT1 ва VT2 транзисторлардан ихтиёрий бирининг (ёки бароварига) беркиилиши I_0 токни чап елкадан ўнг елкага ўтишига олиб келади.

VT4 ва VT5 эмиттер қайтаргичлар коллектор потенциаллари сатҳлари U^* катталиқка силжитилади, бу билан ЭБМ занжирнинг ишга лаёқатлиги таъминланади.

Дейлик, иккала киришга мантикий 0 потенциал берилган бўлсин. У ҳолда VT1 ва VT2 транзисторлар берк, VT3 транзистор очик бўлади. Демак, Y1 чиқишда мантикий 1 сатҳи ўрнатилади. VT1 ва VT2 транзисторлар берк бўлганлиги сабабли уларнинг коллектор потенциаллари $U_{K1,2} = E_M$. VT4 ЭЎидан U^* кучланишни олиб ташласак, мантикий 1 сатҳ

$$U^1 = E_M - U^* . \quad (12.7)$$

эканлиги келиб чиқади.

VT3 транзистор билан VT5 қайтаргич ҳам мантикий функция бажарадилар. $X1=X2= U_0$ бўлганда VT3 транзистор очик, демак Y2 чиқишда мантикий 0 сатҳи ўрнатилади. VT3 транзистор тўйиниш чегарасида турибди деб фараз қилайлик, яъни $U_{КБЗ} = 0$. У ҳолда транзистордаги қолдиқ кучланиш ЭЎдаги кучланишга тенг бўлади ($U_{КОЛ} = U^*$). U^* кучланишни олиб ташласак ва (12.7) ифодага қўйсак, мантикий 0 саҳига эга бўламиз

$$U^0 = E_M - 2U^* . \quad (12.8)$$

(12.7) ва (12.8) ифодалардан фойдаланиб, мантикий ўтиш қийматини аниқлаймиз

$$U_{M\bar{Y}} = U^1 - U^0 = U^* \approx 0,7 \text{ В}.$$

Энди бирор киришга, масалан X1 га мантикий 1 потенциал берилган бўлсин. У ҳолда VT1 транзистор очилади, VT3 транзистор эса беркилади. Натижада Y1 чиқишда мантикий 0 кучланиши, Y2 чиқишда эса мантикий 1 кучланиши ўрнатилади. Иккала киришга мантикий 1 берилганда ҳам вазият

ўзгармайди. Ҳосил бўлган ҳақиқийлик жадвали 12.2 – жадвалда келтирилган. Жадвалдан, схема У1 чиқиш бўйича $Y1 = \overline{X1 + X2}$ мантиқий амалини, У2 чиқиш бўйича эса $Y1 = X1 + X2$ мантиқий амалини бажариши маълум бўлиб турибди.

Шуни таъкидлаш керак-ки, чиқишда эмиттер қайтаргичларнинг қўлланилиши мантиқий ўтишни 0,7В гача ва ҳалақитларга бардошликни деярли 0,3В гача оширди. Бундан ташқари, эмиттер қайтаргичдаги кичик чиқиш қаршилиги туфайли схеманинг юклама қобиляти ортди ва юкламадаги сиғим қайта зарядланиши тезлашди.

Манбанинг манфий қутби умумий деб олинган ЭБМ схеманинг камчилиги бўлиб чиқиш сигнали мантиқий сатҳларининг кучланиш манбаи қийматига боғлиқлиги ҳисобланади. Бу (12.7) ва (12.8) лардан келиб чиқади. Бундан ташқари, чиқиш умумий нукта билан қисқа туташганда эмиттер қайтаргич транзистори ишдан чиқади.

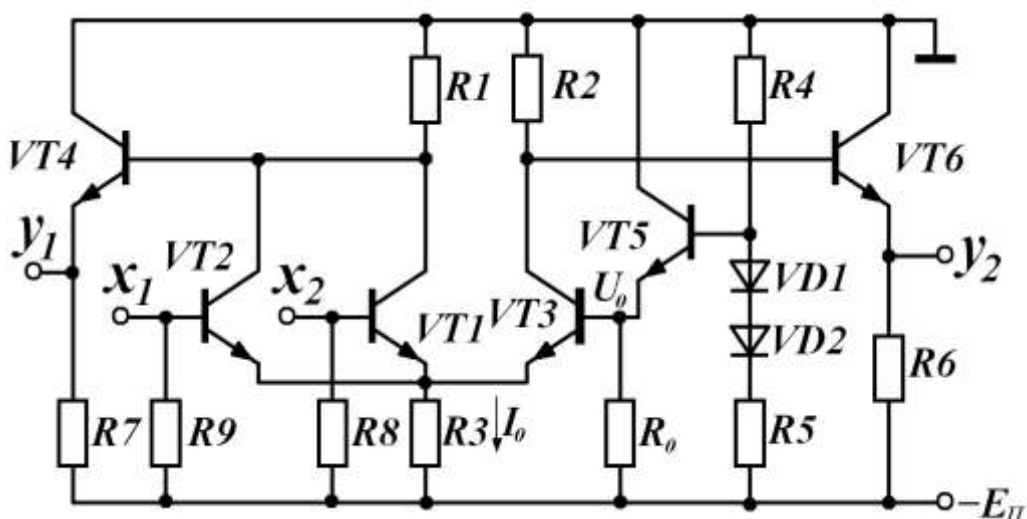
Кучланиш манбаи E_M нинг мусбат қутбини умумий нуктага улаб айтиб ўтилган камчиликларни бартараф этиш мумкин. У ҳолда

$$U^1 = -E_M + U^1 = -U^* = -0,7 \text{ В};$$

$$U^0 = -E_M + U^0 = -2U^* = -1,4 \text{ В}.$$

Бунда, схеманинг иш принципи, албатта ўзгаришсиз қолади.

500 серияга мансуб ЭБМ элементнинг принципиал электр схемаси 10.3 – расмда келтирилган.



12.3 – расм. 500 серияга мансуб иккита киришга эга ЭБМ элемент схемаси.

Ўзгармас ток генератори (манбаи) I_0 ни турли усуллар билан амалга ошириш мумкин. Мазкур схемада ток манбаи сифатида токни

барқарорлаштирувчи резистор $R3$ қўлланган. Унинг қаршилиги $R1$ ($R2$) резисторларнинг максимал қийматларидан анча катта бўлиши керак. Бундай манбада I_0 қиймати қайта уланиш вақтида ўзгаради, лекин U^0 ва U^I қийматларига таъсир кўрсатмайди.

Таянч кучланиш U_0 қиймати, ҳамда U^0 ва U^I қийматлари температура ва бошқа омиллар таъсирида ўзгаради. ЭБМ схемаларда халақитларга бардошлик юқори бўлмагани сабабли, схемаларни ишга лаёқатлигини сақлаб қолиш мақсадида кенг ишчи шароитлар диапазонида температурага барқарор таянч кучланиш манбаи қўлланилади. У $R5$, $VD1$, $VD2$, $R4$ лардан иборат бўлган кучланиш бўлгичи ва $VT5$, $R0$ дан тузилган эмиттер қайтаргичдан ташкил топган. $VD1$ ва $VD2$ диодлар транзисторнинг $U_{БЭ}$ кучланиши ўзгарганда I_0 токи ўзгариши ҳисобига температура ўзгаришини компенсациялайдилар. $R0$ резистор $VT5$ транзистор эмиттер токи қийматини ошириш учун хизмат қилади ва натижада, унинг ток бўйича кучайтириш коэффиценти ортиб, частота параметрлари яхшиланади. Одатда битта U_0 манба ягона кристаллда жойлашган бир неча (5-10 тагача) ЭБМ элементларни таянч кучланиш билан таъминлайди.

ЭБМ элементлар ўта юқори тезликда ишловчи тизимлар учун негиз ҳисобланади. Элементларни монтаж усулда бирлаштириш йўли билан турли функцияларни амалга ошириш имконияти туғилади.

Юқоридагилардан келиб чиқадики, ЭБМ схемотехникаси ТТМга нисбатан функционал жиҳатдан мосланувчан ва турли мураккабликдаги мантиқ алгебрасини яратиш имконини беради. Бу хосса матрицали кристаллар асосида буюртмага асосан КИСлар яратишда кенг қўлланилади.

Бундан ташқари, кўпгина махсус мақсадлар учун ишлаб чиқилган ЭБМ схемалари мавжуд (иккилик ахборотни индикация қилиш учун, маълум шаклдаги сигналларни шакллантириш учун ва бошқалар).

ЭБМ элементлари бир неча серия ($K137$, $K187$, $K229$, 100 , $K500$, 500 ва бошқалар) кўринишида ишлаб чиқарилади. Бу сериялар функционал ва техник тўлиқликка эга, яъни ихтиёрий арифметик ва мантикий амалларни, ҳамда сақлаш, ёрдамчи ва махсус функцияларни бажарлишини таъминлайди. ЭБМ элементлар параметрлари 12.1 – жадвалда келтирилган.

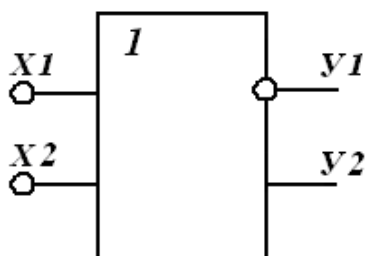
12.1 – жадвал

ЭБМ серия элементлари турлари

ЭБМ РИС параметрлари	серия		
	$K137$	$100, K500, 700$	1500
$I_{КИР}^0$, мкА	0,5	0,5	0,5
$I_{КИР}^I$, мкА	200	265	200
$U_{ЧИҚ}^0$, В	- 1,6	- 1,6	- 1,65
$U_{ЧИҚ}^I$, В	- 0,8	- 0,9	- 0,96
$K_{ТАРМ}$	15	15	15
$K_{БИР.Л}$	9	9	9
$t_{ўрт.кеч}$, нс	6	2,9	0,7

$P_{ИСТР}, \text{ мВт}$	70	35	50
$I_M, \text{ мА}$	15	26	-
$E_M, \text{ В}$	- 5,2	- 5,2	- 4,5

ЭБМ негиз элементининг шартли гарфик белгиланиши 12.4 – расмда кўрсатилган бўлиб, у ерда $X1, X2$ - киришлар, $Y1$ – инверс чиқиш; $Y2$ – тўғри чиқиш. Элемент мусбат мантиқ учун бир вақтнинг ўзида иккита функцияни амалга оширади: $Y1$ чиқиш бўйича 2ЎКИ-ЭМАС (Пирс элементи) ва $Y2$ чиқиш бўйича 2ЎКИ (дизъюнкция). Икки киришли МЭнинг ҳақиқийлик жадвали 12.2 – жадвалда келтирилган.



12.4 – расм. Икки киришли ЭБМ элементнинг шартли гарфик белгиланиши

12.2 - жадвал

Икки киришли ЭБМ элементнинг ҳақиқийлик жадвали

x_1	x_2	y_1	y_2
0	0	1	0
0	1	0	1
1	0	0	1
1	1	0	1

МДЯ ТРАНЗИСТОРИДА ЯСАЛГАН МАНТИҚИЙ ЭЛЕМЕНТЛАР

Ахборотни қайта ишлаш ва сақлаш вазифаларини бажарувчи замонавий микроэлектрон аппаратларда турли интеграция даражасига эга бўлган ИМСлар ишлатилади. Айниқса КИС ва ЎКИС интеграция даражасига эга бўлган ИМСлар кенг қўлланилмоқда.

ТТМ ва ЭБМ элементлари юқори тезкорликни таъминлайдилар, аммо истеъмол қуввати ва ўлчамлари катта бўлганлиги сабабли, фақат кичик ва ўрта интеграция даражасига эга бўлган ИМСлар яратишдагина қўлланилади.

1962 йилда планар технологик жараён асосида кремний оксидили (SiO_2) МДЯ – транзистор яратилди, кейинчалик эса унинг асосида гуруҳ усулида ишлаб чиқариш йўлга қўйилди.

Интеграл БТлардан фарқли равишда бир турдаги МДЯ интеграл транзисторларда изоляцияловчи чўнтаклар ҳосил қилиш талаб этилмайди. Шунинг учун, бир хил мураккабликка эга бўлганда, МДЯ – транзисторли ИМСлар БТларга нисбатан кристалда кичик ўлчамларга эга ва ясашиш технологияси содда бўлади. Кремний оксидили МДЯ ИСларнинг асосий камчилиги –тезкорликнинг кичиклигидир. Яна бир камчилиги – катта истеъмол кучланиши бўлиб, у МДЯ ИСларни БТ ИСлар билан мувофиқлаштиришни мураккаблаштиради. МДЯ ИСлар асосан унча катта бўлмаган тезкорликка эга бўлган ва кичик ток истемол қиладиган мантиқий схемалар ва КИСлар яратишда қўлланилади. МДЯ ИСларда энг юқори нтеграция даражасига эришилган бўлиб, бир кристалда юз минглаб ва ундан кўп компонентлар жойлашиши мумкин.

МДЯ – транзисторли мантиқ (МДЯТМ) асосида юкламаси МДЯ – транзисторлар асосида яратилган электрон калит - инверторлар ётади. Схемада актив элементларнинг ишлатилмаслиги, ИМСлар тайёрлаш технологиясини соддалаштиради.

Мантиқий ИМСлар тузишда n – ёки p – канали индукцияланган МДЯ – транзисторлардан фойдаланиш мумкин. Кўпроқ n – каналли транзисторлар қўлланилади, чунки электронларнинг ҳаракатчанлиги ковакларникига нисбатан юқори бўлганлиги сабабли мантиқий ИМСларнинг юқори тезкорлиги таъминланади. Бундан ташқари, n – МДЯТМ схемалар кучланиш номинали ва мантиқий 0 ва 1 сатҳлари бўйича ТТМ схемалар билан тўлиқ мувофиқликка эга.

Содда 2ҲАМ-ЭМАС ва 2ЁКИ-ЭМАС МЭ схемалари 13.1 – расмда келтирилган.

Бу схемаларда юклама сифатида ишлатилаётган VT0 транзисторлар доим очиқ ҳолатда бўлади, чунки уларнинг затворлари кучланиш манбаининг мусбат кутбига туташган. Улар ток чеклагичлар (динамик қаршиликлар) вазифасини бажаради.

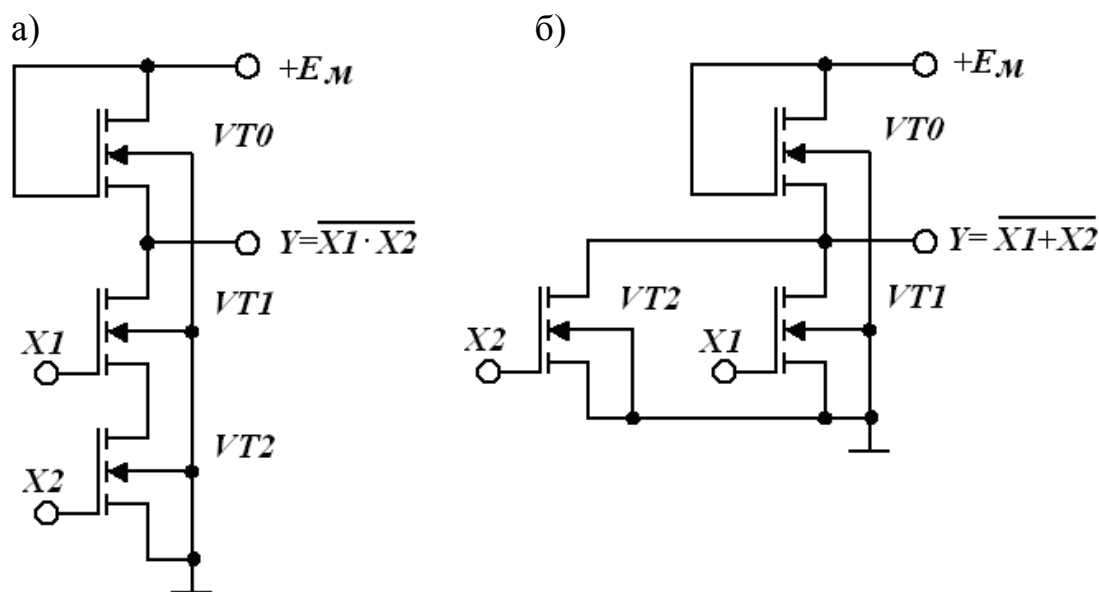
2ХАМ-ЭМАС схемада (13.1, а – расм) пастки VT1 ва VT2 транзисторлар кетма – кет, 2ЁКИ-ЭМАС схемада эса (13.1, б – расм) – параллел уланади.

2ХАМ-ЭМАС МЭ ишини кўриб чиқамиз. Агар қайта уланувчи транзисторлар бирининг киришидаги потенциал бўсағавий потенциал U_0 дан кичик бўлса, яъни $U_{КИР} < U_0$ (мантикий 0) бўлса, у ҳолда бу транзистор берк бўлади. Бу вақтда юкламадаги VT0 транзистор сток токи ҳам нолга тенг бўлади. Шу сабабли, схеманинг чиқишида манба кучланиши E_M қийматига яқин бўлган, яъни мантикий бирга мос кучланиш ўрнатилади.

Иккала киришга мантикий 1 сатҳга мос ($U_{КИР}^1 > U_0$) мусбат потенциал берилса, иккала транзистор очилади ва чиқишда мантикий 0 ($U_{ЧИҚ}^0 < U_0$) ўрнатилади.

2ЁКИ –ЭМАС элементда (13.1, б – расм) бирор киришга юқори сатҳ кучланиши ($U_{КИР}^1 > U_0$) берилса, мос равишда VT1 ёки VT2 транзистор очилади ва чиқишда мантикий 0 ($U_{ЧИҚ}^0 < U_0$) ўрнатилади.

Агар иккала киришга мантикий 0 даражаси берилса, VT1 ва VT2 берк бўлади. Чиқишда эса юқори сатҳ кучланиши – мантикий 1 ўрнатилади.



13.1 – расм. n – МДЯ транзисторли мантиқ элементлар схемалари.

$U_{ЧИҚ}^0 < U_0$ бўлиши учун, қайта уланувчи транзистор (ҚУТ) канали кенглиги юклама вазифасини бажарувчи транзистор (ЮТ) канали кенглигидан катта, ҚУТ канал узунлиги эса ЮТ никидан кичик бўлиши керак. Инвертор статик режими ва ўтиш жараёнлари таҳлил шуни кўрсатдики, тезкорлик ва истеъмол қуввати нуктаи назаридан $E_M = (2 \div 3)U_0$ кучланиш қиймати оптимал ҳисобланади. Демак, $U_0 = 1,5 \div 3$ В бўлганда $E_M = 4,5 \div 9$ В бўлади.

МДЯТМ элементларда реал $U^0_{ЧИҚ}$ қиймати $U^0 = U_{КОЛ} \approx 0,2 \div 0,3$ В дан катта эмас, $U^1_{ЧИҚ}$ қиймати эса $U^1_{ЧИҚ} \approx E_M$.

Мос равишда мантиқий ўтиш

$$U_M = E_M - U_{КОЛ} \approx E_M .$$

МДЯТМ элементнинг яна бир афзаллиги – ҳалақитбардошлиги юқорилигидадир. БТлардаги МЭларда мантиқий 0 нинг ҳалақитбардошлиги $(1 \div 2)U^*$, яъни $0,7 \div 1,4$ В бўлганда, МДЯТМ да $U^0_{ХАЛ} = U_0 - U^0 \approx 1,5 \div 3$ В бўлади.

ҲАМ-ЭМАС элементида киришлар сони ортган сари ҳалақитбардошлик камаяди, чунки бир вақтда барча транзисторларнинг қолдиқ кучланишлари $U_{КОЛ}$ ортади. Шу сабабли ҲАМ-ЭМАС элементларда киришлар сони 4 тадан ортмайди, ЁКИ-ЭМАС элементларда эса 10-12 тагача етади. Амалда ЁКИ-ЭМАС элементлар кўп қўлланилади, ҲАМ-ЭМАС элементлар эса фақат ИС серияларининг функционал тўлиқлиги учун ишлатилади. МДЯ схемаларнинг юклама қобиляти катта, чунки кириш (затвор) занжири деярли ток истеъмол қилмайди. Демак, иш жараёнида занжирдаги барча МЭлар бир – бирига боғлиқ бўлмаган ҳолда ишлайдилар, U^0 ва U^1 сатҳи эса юкламага боғлиқ бўлмайди.

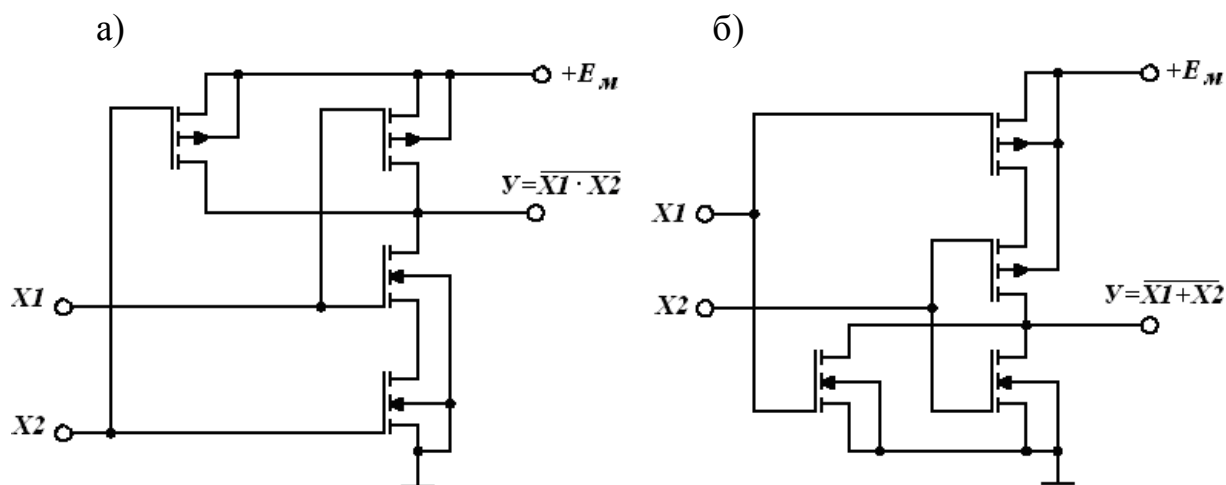
МДЯ – тузилма элементлари тезкорлиги эса кириш ва чиқиш занжирларини шунтловчи сиғимларнинг қайта зарядланиш вақти билан аниқланади. Тезкорликни ошириш йўлидаги барча уринишлар бошқа камчиликларни юзага келтирди. Масалан, тезкорликни ортиши юкламадаги сиғимларни қайта зарядланиш токи қийматини ортишига олиб келади. Лекин, бу усул истеъмол қувватини ва чиқишдаги мантиқий сатҳлар нобарқарорлигини ортишига олиб келади. Кўрсатилган қарама – қаршилиқлар турли ўтказувчанликка эга (комплементар) транзисторли калитлар ёрдамида, схемотехник усулда бартараф этилиши мумкин.

КОМПЛЕМЕНТАР ИНВЕРТОРЛАР

Комплементар МДЯ-транзисторли электрон калитларнинг статик режимда қувват истеъмоли ўнларча нановаттни ташкил этиб, тезкорлиги эса 10 МГц ва ундан юқори частоталарда ишлашга имкон беради. МДЯ – транзисторли РИСлар ичида комплементар МДЯ-транзисторли МЭлар (КМДЯТМ) юқори халақитбардошликка эга бўлиб, кучланиш манбаи қийматининг 10÷45% ни ташкил этади. Яна бир афзаллиги – кучланиш манбаидан самарали фойдаланиш ҳисобланади, чунки мантикий ўтиш деярли кучланиш манбаи қийматига тенг. Демак РИСлар кучланиш манбаи қийматининг ўзгаришига сезгир эмас. КМДЯ-транзисторли МЭда кириш ва чиқиш сигналлари кутблари ва сатҳлари мос тушади, бу эса ўз навбатида МЭларни ўзаро бевосита улаш имкониятини беради (сатҳ силжитиш қурилмаси талаб этилмайди).

КМДЯ-транзисторларда ҲАМ-ЭМАС ва ЁКИ-ЭМАС мантикий амаллар осон ташкил этилади. ҲАМ-ЭМАС мантикий амали кириш транзисторларини кетма – кет улаш йўли билан, ЁКИ-ЭМАС мантикий амали эса – уларни параллел улаш йўли билан амалга оширилади. Бу вақтда ҳар бир кириш учун калит-инверторни ҳосил қилувчи иккита транзистор талаб қилинади. Юкламадаги p – каналли ва қайта уланувчи n – каналли транзисторларнинг бундай комбинацияси КМДЯ – транзисторларнинг асосий хоссаси – статик режимда ихтиёрий кириш сигналида ток истеъмол қилмаслик шартини сақлаб қолади.

2ҲАМ-ЭМАС схемада юклама вазифасини бажарувчи транзисторлар бир-бирига параллел уланади (14.1, а – расм), 2ЁКИ-ЭМАС схемада эса – кетма – кет (14.1, б– расм). Бундай принцип ёрдамида фақат икки киришли элементлар эмас, балки киришлар сони катта бўлган схемалар ҳам тузилади.



14.1 – расм. КМДЯ транзисторлар асосидаги 2ҲАМ-ЭМАС (а) ва 2ЁКИ-ЭМАС (б) мантиқ элементларнинг схемаси.

2ХАМ-ЭМАС схема (13.1, а – расм) куйидагича ишлайди. Схема киришларига $U^0_{КИР} < U^n_{БЎС}$ кучланиш берилса, барча қайта уланувчи (n – каналли транзисторлар) очик бўлиб, чиқиш кучланиши U^0 га тенг бўлади. Кириш сигналларининг бошқа комбинацияларида кетма-кет уланган қайта уланувчи транзисторлардан бири беркилади. Бу вақтда чиқиш кучланиши $U^I = E_M$ га тенг бўлади.

2ЁКИ-ЭМАС схема (13.1, б – расм) куйидагича ишлайди. Схема киришларига $U^0_{КИР} < U^n_{БЎС}$ кучланиш берилса, қайта уланувчи n – каналли транзисторлар берк бўлади, чунки уларда канал индукцияланмайди. p – каналли транзисторларда эса канал индукцияланади, чунки уларнинг затворлари асосга нисбатан манфий потенциалга эга бўлади. Бу потенциал қиймати $U^0_{КИР} - E_M \approx -E_M$ бўлиб, бўсағавий кучланиш қийматидан катта бўлади. Лекин, каналлардан берк транзисторларнинг жуда кичик токлари оқиб ўтади. Шу сабабли каналлардаги кучланиш пасайиши деярли нольга тенг бўлади ва чиқиш кучланиши $U^I = E_M$ бўлиб мантикий 1 га мос келади.

Агар қайта уланувчи транзисторлардан бирининг затворидаги кириш кучланиши бўсағавий кучланиш қийматидан катта бўлса $U^I_{КИР} > U^n_{БЎС}$, бу транзисторда канал индукцияланади. Унга мос келадиган юклама транзисторида эса канал йўқолади, яъни транзистор беркилади. Схема чиқишидаги кучланиш қолдиқ кучланиш қийматига тенг, яъни деярли ноль бўлади. Шу сабабли уни мантикий 0 сатҳ $U^0 = 0$ деб ҳисоблаш мумкин.

Демак, мантикий ўтиш $U_M = E_M$ ни ташкил этади.

Статик ҳолатда КМДЯ-транзисторларда бажарилган элементлар қувват истеъмол қилмайдилар, чунки транзисторларнинг бир гуруҳи берк бўлиб, деярли ток истеъмол қилмайди. Бу вақтда улардан берк транзисторларнинг жуда кичик токи оқиб ўтади. Шу сабабли РИС истеъмол қилаётган қувват минимал бўлиб, асосан сиғимларни қайта зарядлаш учун сарфланаётган қувват билан аниқланади.

КМДЯТМ элементларнинг тезкорлиги МДЯТМ элементлар тезкорлигига нисбатан сезирларли даража юқори. Бу ҳолат, КМДЯТМ элементларида канал кенглигига чекланишлар қўйилмаганлигидан келиб чиқади. Чунки паразит сиғимлар қайта зарядланадиган очик транзисторларда етарли ўтказувчанликни таъминлаш мақсадида канал кенглиги анча катта олинади.

Саноатда КМДЯ-транзисторлар асосида яратилган МЭлар бир неча серияда ишлаб чиқарилади: 164, К176, К564, 764, 765. Бу сериялар функционал ва техник тўлиқликка эга, яъни ихтиёрий арифметик ва мантикий амалларни, ҳамда сақлаш, ёрдамчи ва махсус функцияларни бажаради.

Турли сериядаги КМДЯТМ асосий параметрлари 14.1 – жадвалда келтирилган.

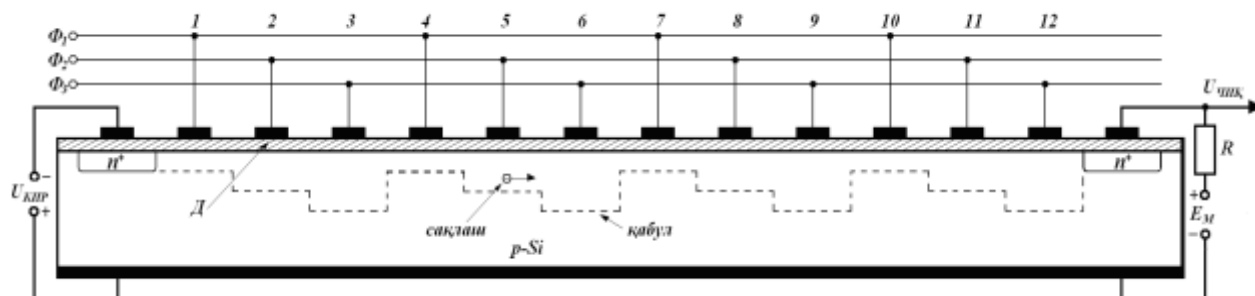
14.1 – жадвал

КМДЯТМ серия элементларининг асосий параметрлари

КМДЯТМ РИС параметрлари	серия			
	164	176	561	564
$t_{\text{ўрт.кеч}}$, нс	200	250	50	50
$P_{\text{ўРТ}}$, мВт	0,1	0,1	0,1	0,1
E_M , В	9	9	5	9
$U^0_{\text{ЧИК}}$, В	0,5	0,3	0	0
$U^I_{\text{ЧИК}}$, В	7,7	8,2	5	9
$K_{\text{ТАРМ}}$	50	50	50	50

ЗАРЯД АЛОҚАЛИ АСБОБЛАР

Заряд алоқали асбоб (ЗАА) (15.1 – расм) юпқа диэлектрик катлам Д билан қопланган ва юзасига 12 та бошқарувчи метал электродлар тизими жойлаштирилган яримўтказгич кристалдан (масалан p – турли) иборат. Шундай қилиб 12 та МДЯ – тизим ҳосил қилинади. Тизимлар сони N элементлар орасидаги масофага, ёзувчи импульс давомийлигига боғлиқ бўлади ва $N = 200$ га етиши мумкин. Ҳар бир электрод кенглиги $10 \div 12$ мкм ни, улар орасидаги масофа эса $2 \div 4$ мкм ни ташкил этиши мумкин.



15.1 – расм. ЗАА туркумидаги уч фазали силжитувчи регистр тизимида заряд кўчиши.

Барча электродларга бўсағавий кучланиш U_0 берилганда диэлектрик билан яримўтказгич орасида камбағаллашган соҳа ҳосил бўлади, бу соҳа потенциал чуқур деб аталади. Алоҳида электроддаги кучланиш қиймати ахборотни сақлаш кучланиши $U_{CAK} > U_0$ гача ўзгартирилганда, ушбу электрод остидаги камбағаллашган соҳа яримўтказгичнинг бошқа юзаларига қараганда “чуқурроқ” бўлади. Потенциал чуқурда электронларни (пакетини) тўплаш мумкин. Демак, МДЯ – тузилма маълум вақтгача потенциал чуқурдаги зарядга мос ахборотни эслаб қолувчи элемент сифатида хизмат қилиши мумкин. Электрон пакет динамик бир жинсликмасликни ташкил этади. Электрон пакетни сақлаш жараёнида маълум электрод (затвор) остида термогенерация ҳисобига қўшимча электронлар ҳосил бўлиши мумкин. Агар заряд ўзгаришининг рухсат этилган қиймати 1 % ни ташкил этса, ахборотни сақлаш вақти эса бир неча секунддан ошмайди. Шунинг учун ЗАА **динамик турдаги асбоб**дир. Бирламчи тўпланган ва маълум аниқ потенциал чуқур билан боғлиқ зарядлар, яримўтказгич сирти бўйлаб потенциал чуқур силжитилган ҳолда кўчирилиши мумкин. Бунинг учун затворлардаги кучланишлар аниқ кетма – кетликда ўзгартирилиши мумкин.

Зарядни маълум йўналишда кўчириш учун ҳар бир электрод уч фазали бошқариш тизимининг Φ_1 , Φ_2 , Φ_3 такт шиналаридан бирига уланади. Демак, ЗААнинг бир элементи учта МДЯ – тузилмали ячейкадан иборат бўлади.

Агар ЗАА кўшни электродларига берилган кучланишлар қиймат жиҳатдан бир–биридан фарқ қилса, кўшни потенциал чуқурлар орасида электр майдон ҳосил бўлади. Ушбу майдон йўналиши шундай-ки, электронлар каттароқ потенциалга эга соҳага дрейф ҳаракат қилади, яъни “саёзроқ” потенциал чуқурдан нисбатан “чуқурроқ”ка кўчади.

Агар заряд биринчи электрод остида тўпланган бўлса–ю, уни иккинчи электрод остига силжитиш зарур бўлса, унга каттароқ кучланиш берилади, бунда заряд юқориноқ кучланишли электрод остига кўчади. Кейинги тактда юқориноқ кучланиш навбатдаги электродга берилади ва заряд унга кўчади. Заряд кўчиришнинг уч тактли тизимида 1,4,7,10 ва шунга ўхшаш электродлар Φ_1 шинага, 2,5,8,11 электродлар Φ_2 шинага, 3,6,9,12 ва шунга ўхшаш электродлар эса Φ_3 шинага уланади.

Зарядларнинг электродлараро циркуляцияси барча ЗААлар қўлланишларнинг асоси ҳисобланади. Зарядларни кўчириш имконияти ЗААлар асосида силжитувчи регистрлар ва хотира қурилмалар яратиш имконини беради. Регистр деб иккилик код асосида берилган кўп разрядли ахборотни ёзиш, сақлаш ёки силжитиш учун қўлланиладиган қурилмага айтилади.

Сигналнинг заряд пакетларини бир неча усуллар билан, масалан, $p - n$ ўтишдан заряд ташувчиларни метал электродлар остига инжекциялаш, МДЯ – турдаги тузилмада юза бўйлаб кўчкисимон тешилиш ёки метал электродлар орасидаги аниқ жойлар орқали ёруғлик киритиб электрон – ковак жуфтликларни генерациялаш билан ҳосил қилиш мумкин.

ЯРИМЎТКАЗГИЧЛИ ХОТИРА ҚУРИЛМАЛАРИ

Хотира қурилмасининг магнит ИСларида ЦМДлар токли сим сиртмоқ кўринишидаги доменлар генератори ёрдамида ҳосил қилинади (16.1, а – расм). Токли сиртмоқ 1 асос 4 сиртида жойлашган асосий феррит парда 3 сиртидаги изоляцияловчи парда 2 га пуркаш билан ҳосил қилинади. Монокристал пардалар (ферритлар, гранатлар) буғ фазадан магнитланмайдиган, масалан, гадолиний – галлийли гранат асосга кимёвий ўтказиш йўли билан олинади.

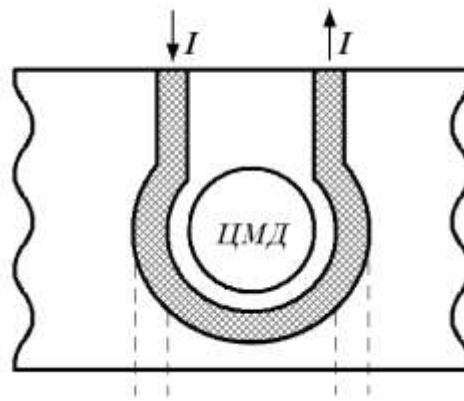
ЦМД ҳалқа орқали парданинг локал соҳасини қайта магнитлаш учун етарли амплитудаси юзларча мАни ташкил этувчи I ток импульси ўтказилганда ҳосил бўлади. Доменларни ўчириш давомийлиги 1 мкс, амплитудаси 200 мА ва йўналиши ЦМД ҳосил қилувчи ток йўналишига тескари ток ўтказиш билан амалга оширилади.

Мусбат (+) ва манфий (-) ишоралар билан мос равишда ЦМДнинг жанубий ва шимолий қутблари белгиланган.

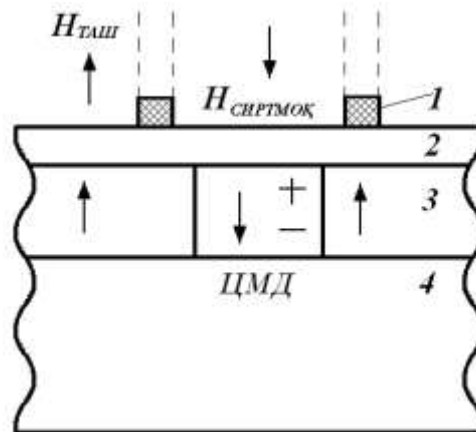
ЦМДни юпқа парданинг маълум соҳасида фиксация қилиш учун магнитостатик тутгичлардан фойдаланилади. Тутгич махсус магнит юмшоқ материал пермоллойдан ясалган маълум шаклдаги аппликациялардан иборат. Аппликация остидаги соҳада ташқи магнит майдон экранланади ва потенциал чуқур – тутгич ҳосил бўлади. Шунинг учун ЦМД чуқурга тушиб исталганча узоқ вақт сақланиши мумкин.

ЦМДнинг маълум нуқтага (манзилга) силжитилиши қуйидагича амалга оширилади. Асосий юпқа парда сиртида аппликацияларга айланиш ўқи асосий парда сиртига тик йўналган айланиб турувчи ташқи $H_{\text{БОШҚ}}$ майдон таъсир этади. Айланиб турувчи магнит майдон бир – бирига нисбатан 90° га бурилган, икки фазали ток билан таъминланувчи иккита ғалтак ёрдамида ҳосил қилинади. Бу ҳолда натижаловчи майдон $H_{\text{БОШҚ}}$ вектори соат стрелкаси бўйлаб ω бурчак тезлик билан текис буралади. $H_{\text{БОШҚ}}$ майдон ЦМДга амалий таъсир кўрсатмайди, лекин пермаллойдли аппликацияларда магнит зарядлар қутбларининг даврий қайта тақсимланишини ҳосил қилади. Айтиб ўтилган қутбларнинг ЦМДга таъсири уни чапдан ўнгга силжишига олиб келади.

а)



б)

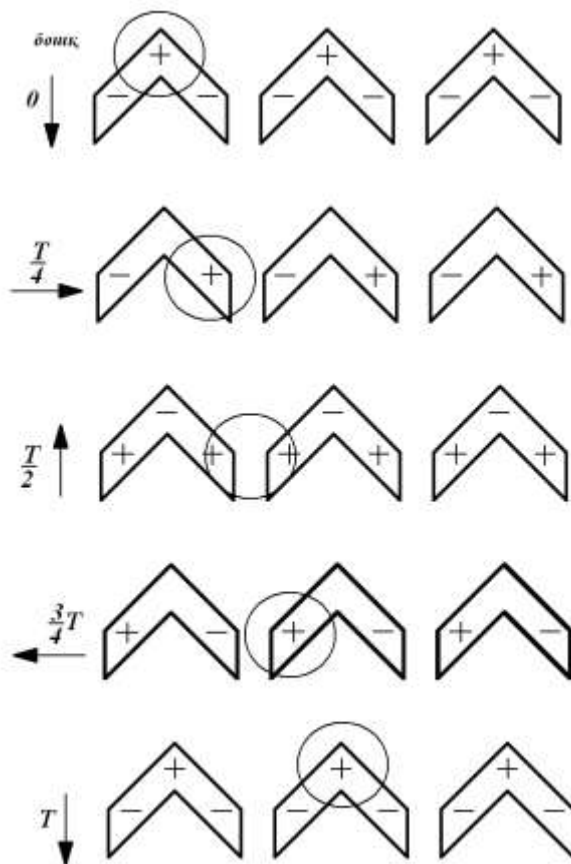


16.1 – расм. ЦМД асосидаги хотира қурилмаси:
устидан кўриниши (а) ва қирқими (б).

ЦМДларнинг силжиши T – симон ёки шевронли пермаллой аппликациялар орқали амалга ошиши мумкин. Шевронли аппликациялар кенг қўлланилади. Улар зич жойлашиши ва диаметри 1 мкм амтрофида бўлган доменлар силжишини таъминлайди. Учта шевронли аппликациядан ташкил топган тузилма, $H_{БОШҚ}$ йўналиши, аппликацияларда магнит кутблар ҳолати ва майдоннинг турли ҳолатларида ЦМД ҳолати 16.2 – расмда кўрсатилган. Аппликациялар доменнинг жанбуий кутбига тегади деб фарз қилинади.

Аппликациялар бир – биридан ~ 1 мкм масофада жойлашиб регистрни ҳосил қилади. ЦМД асосидаги хотира қурилмаларида 8 та ёки 16 та бир – бирига яқин жойлашган доменлар генераторлари ҳосил қилинади ва улар 8 ёки 16 разрядли сонларни ёзувчи регистрни ташкил этади. Доменлар силжиш тезлиги секундига юзларча метрни ташкил этиши мумкин, ахборотни ёзиш тезлиги эса $10^5 \div 10^6$ бит/с ни ташкил этади. Ахборотни ўқиш учун магниторезистив эффектга эга яримўтказгич халқадан фойдаланилади. Магниторезистив эффект содир бўлганда яримўтказгич остидан ЦМД ўтганда унинг электр қаршилиги ўзгаради. Бунинг учун халқа (датчик) орқали ўзгармас ток ўтказилади. Агар датчик остидан ЦМД ўтса халқадаги

магнит майдон ўзгаради. У билан биргаликда халқа қаршилиги ва ундан ўтадиган ток қиймати ҳам ўзгаради. Мантикий кўприк схемага уланган бундай микровольтли датчикнинг сигнали кейинчалик кучайтирилади.



16.2 – расм. ЦМДларнинг шевронли аппликациялар бўйлаб силжиши.

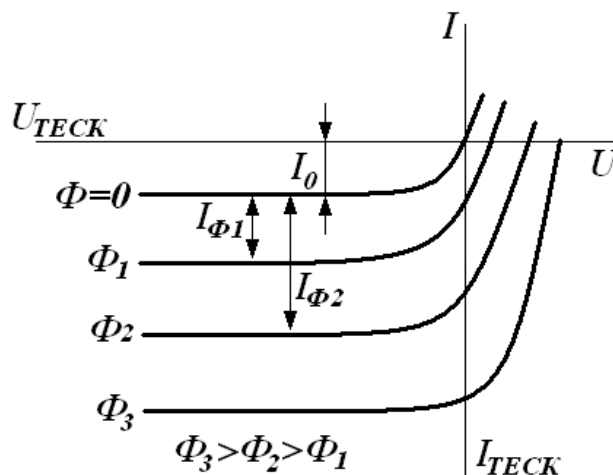
ЦМДлар асосида КИС ва ЎКИСли яримўтказгич хотира қурилмалар яратилади. Уларнинг ахборот сиғими 92 ёки 250 Кбитли катта бўлмаган секциялар билан ошириб борилади. Шундай қилиб керакли сиғимли хотирани ҳосил қилиш мумкин. ЦМД асосидаги хотира қурилмалар юқори ишончлиликка эга ва магнит дисklarдаги шундай қурилмаларга нисбатан тезкор ишлайди, хотирасида сақловчи ахборотнинг кўплиги ва масса ҳамда ўлчамларининг кичиклиги билан фарқ қилади. Улар анча кам энергия истеъмол қилади. Бундан ташқари, ЦМД асосидаги асбоблар ёрдамида мантиқ элементларнинг тўлиқ тўпламини ҳосил қилиш мумкин.

ОПТРОНЛАР. ОПТОЭЛЕКТРОН ИМСЛАР.

Битта p - n ўтишга эга бўлган фотоэлектр асбоб **фотодиод** деб аталади. Фотодиод схемага ташқи электр манба билан (фотодиод режими) ва ташқи электр манбасиз (фотовольтаик режим) уланиши мумкин. Ташқи электр манба шундай уланадики, бунда p - n ўтиш тескари йўналишда силжиган бўлсин. Фотодиодга ёруғлик тушмаганда диоддан берилган кучланишга боғлиқ бўлмаган I_0 экстракция токи деб аталувчи, жуда кичик қийматга эга “қоронғулик” токи оқиб ўтади. Диоднинг n – база соҳаси тақикланган зона кенглигидан катта $h\nu$ энергияга эга бўлган фотонлар билан ёритилганда электрон – ковак жуфтликлар генерацияланади. Агар ҳосил бўлган жуфтликлар билан p - n ўтиш орасидаги масофа заряд ташувчиларнинг диффузия узунлигидан кичик бўлса, генерацияланган коваклар p - n ўтиш майдони ёрдамида экстракцияланади ва тескари ток қиймати унинг “қоронғулик”даги қийматига нисбатан ортади. Ёруғлик оқими Φ интенсивлиги ортиши билан диоднинг I_ϕ тескари токи қиймати ортиб боради. Ёруғлик оқимининг турли қийматлари учун фотодиод ВАХи 17.1 – расмда келтирилган. Ёритилганликнинг кенг чегарасида фототок билан ёруғлик оқими орасидаги боғланиш амалда чизикли бўлади.

Пропорционаллик коэффиценти $K_\phi = \partial I_\phi / \partial \Phi$ бир неча мА/лм ни ташкил этади ва **фотодиоднинг сезгирлиги** деб аталади. Фотодиодлар турли ўлчаш қурилмаларида ҳамда оптик толали алоқа линияларида ёруғлик оқимини қабул қилувчилар сифатида ишлатилади.

Фотодиоднинг фотодиод режимида ташқари фотовольтаик режими кенг ишлатилади. Ушбу режимда фотодиод ташқи электр манба уланмаган ҳолда ишлатилади ва ёруғлик (қуёш) энергиясини бевосита электр энергияга ўзгартириш учун қўлланилади.



17.2 – расм. Ёруғлик оқимининг турли қийматларида фотодиод ВАХининг ўзгариши.

Диод фотовольтаик режимда ёритилганда унинг чиқишида фото ЭЮК ҳосил бўлади. Қуёш нури энергиясини электр энергияга ўзгартирувчи ўзаро уланган ўзгартгичлар электр манба сифатида космик кемаларда ва ер устидаги автоном электр энергия қурималарида ишлатилиб келинмоқда.

Нурланувчи диодлар – битта $p-n$ ўтишга эга бўлган, электр энергияни нокогерент ёруғлик нурига ўзгартувчи яримўтказгич нурланувчи электрон асбобдир. Нурланувчи диодларда электрон – ковак жуфтликларининг рекомбинациялашуви натижасида ёруғлик нури пайдо бўлади. Агар $p-n$ ўтиш тўғри йўналишда силжитилган бўлса рекомбинация содир бўлади. Нурланувчи рекомбинация тўғри зонали деб аталувчи яримўтказгичларда ҳосил бўлади. Бундай яримўтказгич сифатида арсенид галлийни келтириш мумкин. Нурланаётган ёруғликнинг тўлқин узунлиги λ энергияси тахминан яримўтказгич таъқиқланган зонаси кенглигига мос келувчи квант энергияси билан аниқланади. Арсенид галлий асосида тайёрланган нурланувчи диодларнинг тўлқин узунлиги $\lambda = 0,9-1,4$ мкм ни ташкил этади. Кўринувчи нурлар диапазонидаги нурланувчи диодлар фосфид галлий, карбид кремний ва бошқалар асосида тайёрланади. Замонавий нурланувчи диодларда галлийнинг азот ва алюминий билан бирикмаларидан фойдаланилади.

Нурланувчи диодларнинг энергетик характеристикаси сифатида **квант чиқиши** (самарадорлик) дан фойдаланилади. Квант чиқиши бошқарув занжиридан ўтаётган ҳар бир электронга нурланувчи диод чиқишида нечта нурланиш кванти тўғри келишини кўрсатади. Гомоўтишли нурланувчи диодлар учун одатда квант чиқиши 0,01-0,04 ни ташкил этади. Гетероўтишли нурланувчи диодлар ҳосил қилиш учун бинар ва уч компонентали яримўтказгич бирикмалардан фойдаланилади, улар учун квант чиқиши анча юқори қийматни (0,3 гача) ташкил этади, лекин ҳамма вақт бирдан кичик бўлади. ВАХлари, оддий диодларникидек, экспоненциал боғланиш билан ифодаланади. Нурланувчи диоднинг қайта уланиш вақти $10^{-7} \div 10^{-9}$ с ни ташкил этади.

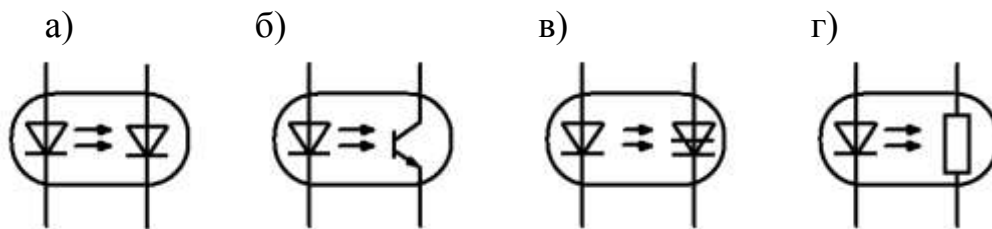
Нурланувчи диодлар оптик алоқа линияларида, индикация қурилмаларида, оптоэлектрон жуфтликларда ва яқин келажакда электр ёритгич асбобларни алмаштиришда қўлланилади.

Фотодиод ва нурланувчи диод оптоэлектрониканинг асосий яримўтказгич асбобларидир. **Оптоэлектроника** – электрониканинг бўлими бўлиб, ахборотларни қабул қилиш, узатиш ва қайта ишлашда ёруғлик сигналлар электр сигналларга ва аксинча ўзгартирилишини таъминловчи электрон қурилмаларни ишлаб чиқиш, яратиш ва амалий қўллаш билан шуғулланади.

Оптоэлектрон жуфтлик, ёки **оптожуфтлик** конструкторияси жиҳатдан оптик муҳит орқали ўзаро боғланган нурлатгич ва фото қабул қилгичдан ташкил топган бўлади.

Кирувчи электр сигнал таъсирида нурланувчи диод ёруғлик тўлқинларини генерациялайди, фотоқабулқилгич эса (фотодиод,

фоторезистор, фототранзистор ва бошқалар) ёруғлик таъсирида фототок генерациялайди.



17.2 – расм. Нурланувчи диод ва фотодиоддан (а), фототранзистордан (б), фототиристордан (в), фоторезистордан (г) ташкил топган оптожуфтликларнинг схемаларда шартли белгиланиши.

Нурланувчи диод ва фотодиоддан (а), фототранзистордан (б), фототиристордан (в), фоторезистордан (г) ташкил топган оптожуфтликларнинг схемада шартли белгиланиши 17.2 – расмда келтирилган.

Оптожуфтликлар рақамли ва импульс қурилмаларда, аналог сигналларни узатувчи қурилмаларда, автоматика тизимларида юқори вольтли таъминловчи манбаларни контактсиз бошқариш ва бошқалар учун қўлланилади.

ФУНКЦИОНАЛ ЭЛЕКТРОНИКА РИВОЖЛАНИШИНИНГ АСОСИЙ ЙЎНАЛИШЛАРИ

ИМСларда компонентли тузилишдан четлашиш ва динамик бир жинсликмаслилардан фойдаланишга асосланган йўналиш “*функционал электроника*” номини олди. Функционал электроника (ФЭ) ривожланишининг бошланғич босқичида турибди. ФЭнинг кўп қурилмалари микроэлектрониканинг рақамли қурилмалари билан ишлашга мослашган. Улар биринчи навбатда юқори тезкорлик ва $10^5 \div 10^7$ бит сифимга эга хотира қурилмаларидир.

Функционал электрониканинг энг истикболли баъзи асбоблари ишлаш принципларини кўриб чиқамиз.

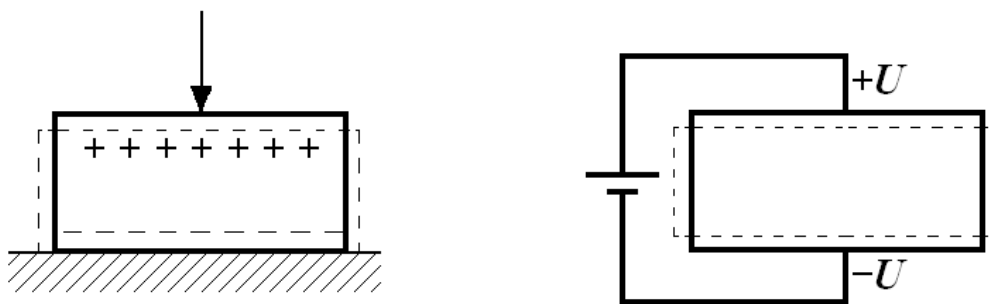
Акустоэлектроника асбоблари. Акустоэлектрон асбобларнинг ишлаши электр сигнални ультратовуш тўлқинларга, уни товуш ўтказувчи орқали тарқалишига ва кейинчалик чиқиш электр сигналга ўзгартирилишига асосланади.

Шундай қилиб, бундай асбобларда кириш билан чиқиш орасида ахборот ташувчи бўлиб ультратовуш (акустик) сигнал деб аталувчи динамик бир жинслимаслик хизмат қилади. У 10^{13} Гц частотали тебранишлардан иборат бўлиб, қаттиқ жисмда $1,5 \div 5,5$ км/с товуш тезлигида тарқалади. Акустик тўлқин тезлиги электромагнит тебранишлар тарқалиш тезлигига нисбатан 5 тартибга кичиклиги кўриниб турибди. Шунинг учун ушбу хусусиятдан биринчи навбатда кичик ўлчамли кечиктириш линияларини ишлаб чиқишда фойдаланилди. Акустоэлектрон асбоблар микроэлектроникада қўлланиладиган усуллар билан ҳосил қилиниши ва ИМСларга ўхшашлиги билан эътиборга лойиқ.

Ультратовуш тўлқинлар пьезоактив материалларда (пьезоэлектрикларда) ҳосил қилиниши мумкин. Шунинг учун ушбу синф асбоблар учун ишчи муҳит сифатида пьезоэффект жуда яққол наомён бўладиган диэлектрик ва яримўтказгич кристаллар хизмат қилади. **Тўғри пьезоэффект** деб механик кучланиш натижасида пьезоэлектрикнинг қутбланиш ҳодисасига айтилади (18.1, а – расм). Қутбланиш натижасида пьезоэлектрикнинг қарама – қарши томонларида пьезо – ЭЮК деб аталувчи потенциаллар фарқи ҳосил бўлади. **Тесқари пьезоэффект** деб берилган ташқи кучланиш таъсирида жисмнинг геометрик ўлчамлари ўзгаришига айтилади (18.1, б – расм). Расмда жисмнинг деформациядан кейинги ўлчамлари пунктир чизик билан кўрсатилган.

а)

б)



18.1– расм. Тўғри (а) ва тескари (б) пьезоэффект.

Кучланиш берилган жойда электр майдон кучланганлиги йўналишига боғлиқ холда пьезоэлектрик сиқилади ёки кенгаяди. Натижада, товуш ўтказувчи деб аталадиган, кристал пластинада кўндаланг ёки бўйлама акустик ультратовуш частотаси берилган кучланиш частотасига тенг бўлади. Пьезоэлектрик маълум хусусий механик тебранишлар частотасига эга бўлгани сабабли, ташқи ЭЮК частотаси билан пластина хусусий тебранишлар частотаси бир – бирига тенг бўлганда (резонанс ҳодисаси) пластинанинг тебранишлари амплитудаси энг катта қийматга эга бўлади.

Акустоэлектроника асбобларида частотаси $1 \div 10$ ГГц бўлган, кварц, литий ниобити ва танталати ҳамда CdS, ZnS, ZnO, GaAs, InSb ва бошқа юпқа яримўтказгич қатламларда генерацияланадиган ультратовуш тўлқинлар ишлатилади. Ушбу диапазондаги ҳажмий ва сирт акустик тўлқинлар (САТ) ишлатилади. САТларда ишлайдиган акустоэлектрон асбоблар кенг тарқалган. Уларга кечиктириш линиялари, полосали фильтрлар, резонаторлар, турли датчиклар ва шунга ўхшашлар киради. Бу асбобларда электр сигналларни акустик сигналга ва аксинча ўзгартириш махсус ўзгартиргичлар ёрдамида амалга ошади. САТлар ўзгартгичларининг етти тури мавжуд бўлиб, амалда икки метал электродлари синфаз ва қозиксимон жойлашган турлари кенг тарқалган.

САТли фильтрлар кўп каналли электр алоқа ва космик алоқа тизимлари фильтрлари сифатида кенг ишлатилади. Улар телевизион қабулқилгичларнинг тасвир орқали частота кучайтиргич блокларида LC – фильтрларни алмаштирмоқда. Ҳозирги вақтда тасвирни ташиш частотаси 38 ва 38,9 МГц ни ташкил этувчи САТли телевизион фильтрлар серияли равишда ишлаб чиқарилмоқда.

Замонавий САТли фильтрлар $\Delta f = 0,05-50$ % ўтказиш полосасига эга, ўтказиш полосасидаги сўниш $2 \div 6$ дБ, селективлиги 100 дБ гача. Бундай фильтрлар 900 МГц гача частоталарда ишлайди.

Магнитоэлектроника асбоблари. Магнитоэлектрон асбобларда ферромагнит материаллар ишлатилади. Улар домен тузилишга эга, яъни бутун ҳажми кўп сонли локал соҳалар – доменлардан ташкил топади. Доменлар тўйингунча спонтан магнитланган. Улар **полосали**, **лабиринтсимон** ва **цилиндрик** шаклга эга бўлиши мумкин. Доменнинг чизиқли ўлчамлари миллиметрнинг мингларча улушидан ўнларча улушига

тенг. Доменлар ўзаро **чегарадош деворлар** (Блох деворлари) билан ажралиб туради. Бу деворларда битта домен магнитланганлик векторига нисбатан аста ўзгаришлари содир бўлади.

Магнитоэлектроника асбобларида ахборот сигнаolini ташувчи сифатида қуйидаги динамик биржинслимасликларнинг биридан фойдаланилади:

- 1) цилиндрик шаклдаги доменлар;
- 2) чизикли доменларда вертикал Блох чизиклар (ВБЧ). Қўшни ВБЧлар орасидаги масофа етарли кичик, ўлчами 0,5 мкм бўлган чизикли домен деворида 100 битгача ахборот сақлаш мумкин;
- 3) ферромагнит материални частотаси квант ўтишлар частотасига тенг ёруғлик билан ёритилганда ҳосил бўлувчи резонанслар ва тўлқинлар;
- 4) спин тўлқинлари ва бошқаларнинг квант тебранишларини акс эттирувчи квазизаррачалар – магнонлар.

ФОЙДАЛАНИЛГАН АДАБИЁТЛАР

1. А.Г. Морозов. Электротехника, электроника и импульсная техника. – М.: Высшая школа, 1987.
2. А.Г, Алексенко, И.И. Шагурин. Микросхемотехника. – М.: Радио и связь, 1990.
3. Д.В. Игумнов, Г.В. Королев, И.С. Громов. Основы микроэлектроники. – М.: Высшая школа, 1991.
4. Ю.Ф. Опадчий, О.П. Глудкин, А.И. Гуров. Аналоговая и цифровая электроника. – М.: Горячая линия – Телеком, 2003.
5. Степаненко И.П. Основы микроэлектроники: Учебное пособие для вузов. – 2-е изд., перераб. и доп.- М.: Лаборатория Базовых Знаний, 2001.
6. Ю.Л. Бобровский, С.А. Корнилов, И.А. Кратиров и др.; Под ред. проф. Н.Ф. Федорова. Электронные, квантовые приборы и микроэлектроника: Учебное пособие для вузов.- М.: Радио и связь, 2002.