

**Х.К. АРИПОВ, А.М. АБДУЛЛАЕВ, Н.Б. АЛИМОВА,
Х.Х. БУСТАНОВ, Е.В. ОБЪЕДКОВ, Ш.Т. ТОШМАТОВ.**

ЭЛЕКТРОНИКА

Тошкент – «Fan va texnologiya» – 2011

Муҳаррир: Ф.Исмоилова
Тех. муҳаррир: А.Мойдинов
Мусаввир: Ҳ.Фуломов
Мусаҳҳиҳа: М.Ҳайитова
Компьютерда
саҳифаловчи: Н.Ҳасанова

**Нашр.лиц. АЛ№149, 14.08.09. Босишга руҳсат этилди 20.07.2011 йил.
Бичими 60x84 ¹/₁₆ «Times Uz» гарнитураси. Офсет усулида босилди.
Шартли босма табағи 27,5. Нашр босма табағи 27,0.
Тиражи 200. Буюртма № 91.**

**«Fan va texnologiyalar Markazining bosmaxonasi» da chop etildi.
100066, Toshkent shahri, Olmazor kўchasi, 171-uy.**

**ЎЗБЕКИСТОН РЕСПУБЛИКАСИ ОЛИЙ ВА ЎРТА МАХСУС
ТАЪЛИМ ВАЗИРЛИГИ
ЎЗБЕКИСТОН АЛОҚА ВА АХБОРОТЛАШТИРИШ
АГЕНТЛИГИ
ТОШКЕНТ АХБОРОТ ТЕХНОЛОГИЯЛАРИ
УНИВЕРСИТЕТИ**

**Х.К. АРИПОВ, А.М. АБДУЛЛАЕВ, Н.Б. АЛИМОВА,
Х.Х. БУСТАНОВ, Е.В. ОБЪЕДКОВ, Ш.Т. ТОШМАТОВ.**

ЭЛЕКТРОНИКА

**Ўзбекистон Республикаси Олий ва ўрта махсус таълим вазирлиги
томонидан дарслик сифатида тавсия этилган**

ТОШКЕНТ-2011

УДК: 621.38(075)

ББК 32.85873

Э45

Э45 Х.К. Арипов, А.М. Абдуллаев, Н.Б. Алимова,
Х.Х. Бустанов, Е.В. Обьедков, Ш.Т. Тошматов. Электроника.
Дарслик. –Т.: «Fan va texnologiya», 2011, 432 бет.

ISBN 978–9943–10–536–2

Дарсликда яримўтказгичли дискрет ҳамда аналог ва рақамли электроника қурилмаларининг негиз элементлари кўриб чиқилган. Дiod, транзистор ва кўп қатламли яримўтказгич асбоблар таснифи, вольт-ампер ва бошқа характеристикалари, асосий параметрлари, уланиш схемалари, ишчи режимлари, математик моделлари, қўлланилиш соҳалари ва улар асосидаги қурилмаларни таҳлил ва синтез асослари келтирилган. Интеграл микро-схемалар, операцион кучайтиргич ва унинг асосидаги аналог қурилмалар, рақамли техника асослари, рақамли техника негиз элементлари, функционал ва наноэлектроника асослари баён этилган.

Дарсликда таълим жараёнида замонавий ахборот технологияларидан кенг фойдаланиш мақсадида LabVIEW амалий дастури пакетига асосланган кўпфункционал NI ELVIS лаборатория станцияси ёрдамида бажариш мумкин бўлган лаборатория ишлари яратилган. Дарслик 5522200 – «Телекоммуникация», 5522100 – «Телевидение, радиоалока ва радиоэшиттириш», 5522000 – «Радиотехника», 5524400 – «Мобил алоқа тизимлари», 5140900 – «Касб таълими» (телекоммуникация) йўналишларида таълим олаётган талабалар учун мўлжалланган.

УДК: 621.38(075)

ББК 32.85873

Профессор Х.К. Ариповнинг умумий таҳрири остида
Тақризчилар: Т.Д. Раджабов – ЎзФА академиги;
Н.Н. Фомин – техника фанлари доктори, профессор;
М.К. Боходирхонов – физика-математика фанлари
доктори, профессор;
А.А. Холиқов – техника фанлари доктори, профессор;
А.А. Абдуазизов – техника фанлари номзоди, доцент

ISBN 978–9943–10–536–2

© «Fan va texnologiya» нашриёти, 2011.

*Устозимиз Андреев Илья Силуановичнинг
порлоқ хотирасига бағишлаймиз.*

КИРИШ

ЭЛЕКТРОНИКА ВА УНИНГ ЗАМОНАВИЙ ИЛМ-ФАНДА ТУТГАН ЎРНИ

Электроника – фан ва техника соҳаси бўлиб, ахборот узатиш, қабул қилиш, қайта ишлаш ва сақлаш учун ишлатиладиган электрон қурilmалар ҳамда асбоблар яратиш усулларини ўрганиш, ишлаб чиқиш билан шуғулланади. Электроника электромагнит майдон назарияси, квант механикаси, қаттиқ жисм тузилиши назарияси ва электр ўтказувчанлик ходисалари каби физик билимларга асосланади. Электрониканинг ривожланиши электрон асбоблар технологиясининг такомиллашуви билан чамбар-час боғлиқ бўлиб, ҳозирги кунгача тўрт босқични босиб ўтди.

Биринчи босқич асбоблари: резисторлар, индуктивлик ғалтаклари, магнитлар, конденсаторлар, электромеханик асбоблар (қайта улагичлар, реле ва шунга ўхшаш), пассив элементлардан иборат эди.

Иккинчи босқич Ли де Форест томонидан 1906 йилда триод лампасининг ихтиро қилинишидан бошланди. Триод электр сигналларни ўзгартирувчи ва энг муҳими, қувват кучайтирувчи биринчи актив электрон асбоб бўлди. Электрон лампалар ёрдамида кучсиз сигналларни кучайтириш имконияти ҳисобига радио, телефон сўзлашувларни, кейинчалик эса, тасвирларни ҳам узоқ масофаларга узатиш имконияти (телевидение) пайдо бўлди. Бу даврнинг электрон асбоблари пассив элементлар билан бирга, актив элементлар – электрон лампалардан иборат эди.

Учинчи босқич Дж. Бардин, В. Браттейн ва В. Шоклилар томонидан 1948 йилда электрониканинг асосий актив элементи бўлган биполяр транзисторнинг ихтиро этилиши билан бошланди. Бу ихтирога Нобель мукофоти берилди. Транзистор электрон лампанинг барча вазифаларини бажариши билан бирга, унинг: паст

ишончлилиқ, кўп энергия сарфлаш, катта ўлчамлари каби асосий камчиликларидан холи эди.

Тўртинчи босқич интеграл микросхемалар (ИМС) асосида электрон қурилма ҳамда тизимлар яратиш билан бошланди ва микроэлектроника даври деб аталди.

Микроэлектроника – физик, конструктив-технологик ва схемотехник усуллардан фойдаланиб янги турдаги электрон асбоблар–ИМСлар ва уларнинг қўлланиш принципларини ишлаб чиқиш йўлида изланишлар олиб бораётган электрониканинг бир йўналишидир.

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

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

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

Микроэлектрониканинг қарийб ярим асрлик ривожланиш даври мобайнида ИМСларнинг кенг номенклатураси ишлаб чиқилди. Телекоммуникация ва ахборот – коммуникация тизимларини лойиҳаловчи ва эксплуатация қилувчи мутахассислар учун замонавий микроэлектрон элемент базанинг имкониятлари ҳақидаги билимларга эга бўлиш муҳим.

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 ярим ўтказгич 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.

Сўнги 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 УЮИС 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 киради.

І БОБ

ЯРИМЎТКАЗГИЧЛАРНИНГ ЭЛЕКТРОФИЗИК ХУСУСИЯТЛАРИ

1.1. Яримўтказгичларнинг солиштирма ўтказувчанлиги

Биполяр транзистор ихтиро қилингандан (1948 йил) буён яримўтказгичлар электроникаси деб аталувчи соҳа тез суръатлар билан ривожлана бошлади. Иссиқлик таъсирида яримўтказгичдаги валент электронларнинг маълум қисми эркин заряд ташувчиларни юзага келтириши мумкин. Яримўтказгичларнинг электр ўтказувчанлиги ёруғлик оқими, зарралар оқими, киритмалар концентрацияси градиенти, электр майдон ва бошқалар таъсирида ҳам ўзгариши мумкин. Яримўтказгичларнинг бу хоссасидан турли вазифаларни бажарувчи диодлар, транзисторлар, термисторлар, фоторезисторлар, варикап ва бошқа яримўтказгич асбоблар тайёрлашда фойдаланлади.

Электр ўтказувчанлик, яъни электр кучланиш таъсирида моддалардан электр ток ўткиши унинг электр майдонга нисбатан асосий хусусиятини белгилайди. Бу катталиқ қиймат жиҳатдан Ом қонунининг дифференциал кўриниши бўлиб, *солиштирма электр ўтказувчанлик* σ билан баҳоланади:

$$\vec{j} = \sigma \vec{E}, \quad (1.1)$$

бу ерда, \vec{j} – ток зичлиги вектори, \vec{E} – электр майдон кучланганлиги вектори.

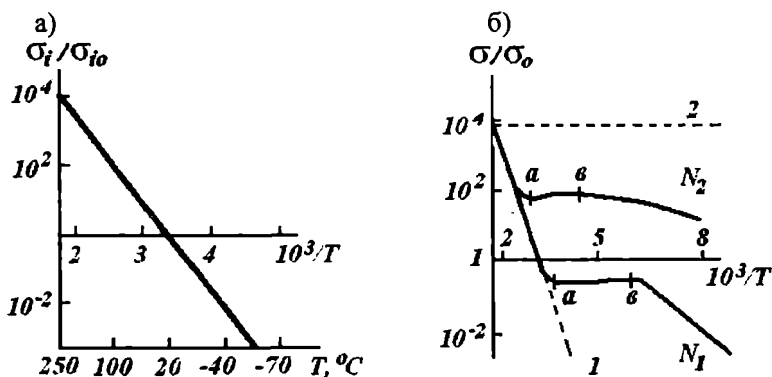
Электр ўтказувчанлик электр майдон ёки киритмалар концентрацияси градиенти таъсирида *эркин заряд ташувчилар* (ЭЗТ) ҳаракати ҳисобига амалга ошади.

Яримўтказгичда бир вақтнинг ўзида турли масса ва ишорага эга бўлган ЭЗТлар мавжуд бўлиб, улар электр майдон таъсирида турли тезлик \vec{v}_j га эга бўладилар. Шунинг учун электр токи зичлиги қуйидаги ифода билан аниқланади:

$$\vec{j} = \sum q_j n_j \vec{v}_j, \quad (1.2)$$

бу ерда, n_j – ЭЗТлар концентрацияси, q_j – уларнинг заряди.

Яримўтказгич материаллар кристалл, аморф ва суюқ ҳолатда бўлиши мумкин. Яримўтказгичлар техникасида асосан, кристалл яримўтказгичлар (асосий модданинг 10^{10} атомга биттадан ортик бўлмаган киритмалар атоми тўғри келувчи монокристалл) ишлатилади. Солиштирма электр ўтказувчанлиги σ бўйича металллар билан диэлектриклар оралиғида жойлашган моддалар яримўтказгичларга киради. Хусусий, яъни киритмасиз яримўтказгичлар электр ўтказувчанлиги σ , нинг температурага боғлиқлиги хусусий концентрация n , нинг температурага боғлиқлиги билан аниқланади. Кремний учун нисбий хусусий ўтказувчанликнинг температурага боғлиқлик графиги $\sigma_i/\sigma_{i0} = f(1/T)$ 1.1-расмда ярим логарифмик масштабда кўрсатилган. Амалиёт учун таълули бўлган температура диапазонида ($-60 \div +125$ °C) кремнийнинг хусусий ўтказувчанлиги 5 тартибга ўзгариши 1.1 а-расмдан кўришиб тусибди. Таққиланган зона кенглиги кремнийникига нисбатан тор бўлган материалларда (масалан, германийда) σ , нинг нисбий ўзгаришлари кичикрок, σ , нинг қийматлари эса сезиларли катта бўлади.



1.1 – расм. Хусусий (а) ва легирланган (б) кремний нисбий солиштирма ўтказувчанлигининг температурага боғлиқлиги (σ_{i0} ва σ_0 - $+20$ °C).

Хона температурасида яримўтказгичларнинг солиштирма электр ўтказувчанлиги $10^{-8} \div 10^5$ См/м (сименс тақсим метр)ни, металлларда $\sigma = 10^6 \div 10^8$ См/м, диэлектрикларда эса $\sigma = 10^{-8} \div 10^{-13}$

См/мни ташкил этади. Яримўтказгичларда солиштирма электр ўтказувчанлик температура ортиши билан ортади, металлларда эса камаяди. Яримўтказгичлар электр ўтказувчанлиги ёритилганликка ва киритмалар концентрациясига боғлиқ (1.1 б - расм).

(1.2) ва (1.1)ларни солиштириб,

$$\sigma = \left(\sum q_{j,n_j} \bar{v}_j \right) / \bar{E} \quad (1.3)$$

эканини топамиз.

Шундай қилиб, σ ни ва унинг киритмалар концентрацияси ҳамда температурага боғлиқлигини аниқлаш учун яримўтказгичда ҳосил бўладиган ЭЗТлар турлари, уларнинг концентрацияси ва электр майдондаги тезлиги каби масалаларни ҳал этиш талаб қилинади. Булар яримўтказгичнинг физик модели деб аталувчи зоналар назарияси асосида тушунтирилади.

1.2. Қаттиқ жисм зоналар назарияси элементлари

Яримўтказгич материаллар тузилиши кимёвий элементлар даврий системаси асосида тушунтирилиши мумкин. Д.И. Менделеев даврий системасининг бир қисми 1.1-жадвалда кўрсатилган. Даврий системанинг IV гуруҳ элементлари қаттиқ ҳолатда монокристалл (соғда, элементар) яримўтказгичлардир. Германия ва кремний олмоссимон кристалл панжарага эга бўлиб, уларнинг ҳар бир атоми тасаввурдаги тетраэдр учларида ўзидан баравар узоқликда жойлашган (эквидистант) тўртта қўшни атом билан ўралган.

Даврий кристалл тузилишга эга бўлган бошқа моддалар (монокристалллар) каби, яримўтказгичлар хусусиятлари ҳам **қаттиқ жисм зоналар назарияси** асосида аниқланади.

Қаттиқ жисм кўп сонли ўзаро таъсирлашувчи атомлар мажмуидан иборат. Шунинг учун бир парча қаттиқ жисмдаги барча атомлар мажмуи ягона тизим сифатида тасаввур этилади. Қаттиқ жисмда атомларнинг ўзаро боғланиши уларнинг валент электронлари жуфтлашиб умумлашиши ҳисобига амалга ошади. Бундай боғланиш **ковалент боғланиш** деб аталади.

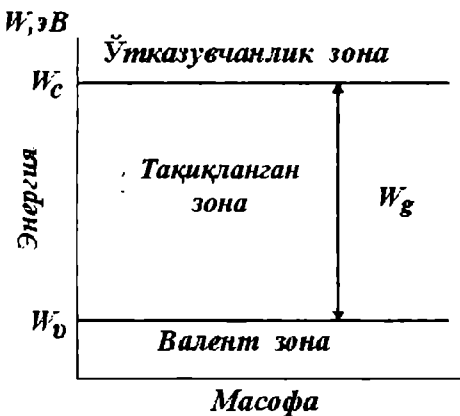
Атомдаги ихтиёрий электрон энергияси каби, валент электрон энергияси W ҳам дискрет ёки квантланган бўлади. У **энергетик сатҳ** деб аталувчи маълум рухсат этилган энергияга эга бўлади.

Д. И. Менделеев даврий системасининг бир қисми

<i>Элементлар гуруҳлари тартиб рақами</i>				
<i>II</i>	<i>III</i>	<i>IV</i>	<i>V</i>	<i>VI</i>
4 Be	5 B	6 C	7 N	8 O
12 Mg	13 Al	14 Si	15 P	16 S
30 Zn	31 Ga	32 Ge	33 As	34 Se
48 Cd	49 In	50 Sn	51 Sb	52 Te

Қаттиқ жисмда қўшни атомлар бир-бирига жуда яқин жойлашган бўлгани учун энергетик сатҳлар силжиши ва парчаланиши юзага келади, натижада, *рухсат этилган зона* деб аталувчи энергетик зоналар ҳосил бўлади. Рухсат этилган зоналар орасида *тақиқланган зоналар* жойлашади. Энергетик зонада рухсат этилган сатҳлар сони кристаллдаги атомлар сонига тенг. Рухсат этилган зоналар кенглиги одатда, бир неча электрон-вольтни ташкил этади. Рухсат этилган зонадаги минимал энергетик сатҳ (W_C) – *зона туби* деб, максимал сатҳ (W_V) эса – *зона шипи* деб аталади.

Яримўтказгич ёки диэлектрикнинг рухсат этилган энг юқори энергетик сатҳлари *ўтказувчанлик зона* деб аталади. Ушбу зона энергияларига эга бўлган электронлар яримўтказгич ҳажмида ташқи электр майдон таъсирида ҳаракатланиб, электр ўтказувчанликни ҳосил қиладилар. Ўтказувчанлик зонасига тегишли энергетик сатҳда жойлашган электрон *ўтказувчанлик электрони ёки эркин заряд ташувчи* деб аталади. Тақиқланган зона остида жойлашган рухсат этилган зона *валент зона* деб аталади. Қаттиқ жисмнинг зоналар диаграммаси 1.2-расмда келтирилган.

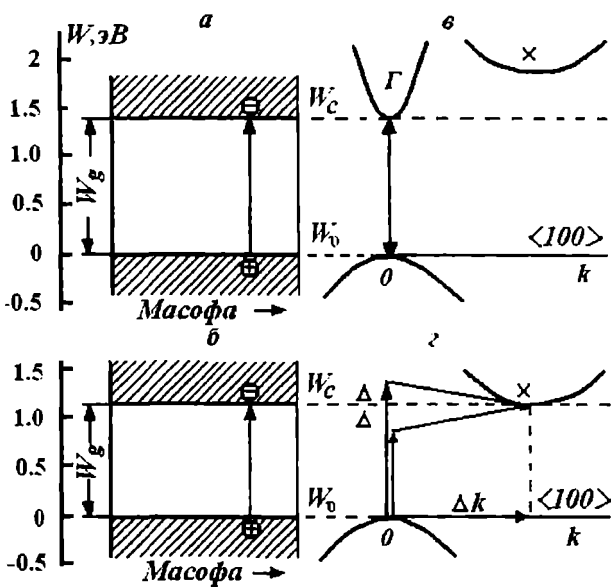


1.2-расм. Қаттик жисм зоналар энергетик диаграммаси.

Кўпчилик яримўтказгич асбобларнинг ишлаши валент зона шипи ва ўтказувчанлик зона туби энергияларига яқин $((2\div 3)kT)$ энергетик оралиқдаги энергияга эга электрон ҳаракати билан белгиланади. Бир жинсли (ҳажмининг исталган нуктасидаги кимёвий таркиби бир хил) арсенид галлий ва кремнийнинг зоналар энергетик диаграммалари, мос равишда, 1.3-а ва б расмларда келтирилган.

Электронлар ҳаракатланганда уларнинг импульси P ва энергияси W ўзгаради. Бунда электрон энергиясининг импульсга боғлиқлиги ўтказувчанлик зона туби ва валент зона шипи яқинида тахминан квадратик (электрон массаси тахминан ўзгармас) бўлади. Импульс P электронлар тўлқин вектори k билан бевосита боғлиқ. Арсенид галлий ва кремний учун $W=f(k)$ боғлиқлик 1.3-расмда келтирилган. Арсенид галлийнинг валент ва ўтказувчанлик зоналари учун $W=f(k)$ параболанинг чўққилари k нинг бир хил қийматларига, кремний учун эса турли қийматларига мос келади. Арсенид галлийда электрон зоналараро ўтганда ҳаракатнинг аввалги ҳолатида қолади, яъни k қиймати ўзгармайди. Кремнийда эса электроннинг тўлқин вектори k зоналараро ўтиш амалга оширилганда аниқлик киритилишига муҳтож. Кристалл панжара тебранишлари зоналараро ўтиш содир этаётган электронга унинг импульсини сақлаш имконини яратади.

Одатда, арсенид галлий ҳолида зоналараро тўғри (вертикал) ўтиш ҳақида, кремний ҳолида эса, тўғри бўлмаган зоналараро ўтиш ҳақида сўз юритилади ва улар мос равишда, зоналараро *тўғри*



1.3-расм. Бир жинсли яримўтказгич материаллар –арсенид галлий (а) ва кремний (б)да валент зона шипи (W_v) ва ўтказувчанлик зона туби (W_c) нинг энергетик ўринлари ҳамда арсенид галлий (в) ва кремний (г)да W_v ва W_c қийматларининг тўлқин вектори k га боғлиқлиги.

ҳамда *тўғри бўлмаган ўтиш* деб аталади. Умумий ҳолда, электрон энергиясининг зонадаги импульсга боғлиқлиги квадратик эмас. Ўтказувчанлик зона туби яқинида бир ёки бир нечта локал минимумлар мавжудлиги туфайли $W=f(k)$ боғланиш юқори аниқликда парабола кўринишда, электронларнинг эффектив массаси эса, ўзгармас бўлиши мумкин. Ушбу минимумларнинг тўлқин сони нолдан фарқли қийматларда жойлашади.

Масалан, арсенид галлийда тақиқланган зона кенглиги ўтказувчанлик зона тўғри ўтиши минимуми 1,43 эВ (1.3 в-расм, Γ -минимум) билан аниқланади, энергия 1,9 эВга тенг бўлганда эса, $\langle 100 \rangle$ кристаллографик йўналишга силжиган, тўғри бўлмаган минимум (X – минимум) мавжуд.

Кремнийда X – минимум тақиқланган зона кенглигини аниқловчи асосий минимумдир (1.3-б ва г-расмлар). Бу ҳолда, яримўтказгич

«тўғри бўлмаган» зоналар тизимига эга бўлади. Бунда электронларнинг валент зонадан ўтказувчанлик зонага ёруғлик кванти таъсири остида $h\nu \geq Wg$ ўтиши қийинроқ кечади. Ҳақиқатан ҳам, бунда электрон ўзининг ҳаракат ҳолатини (Δk қийматга) кескин ўзгартириши ҳамда унга узатиладиган ёки ундан олинадиган энергия Δg ўзгартирилиши керак (1.3 г-расмга қаранг).

Яримўтказгичларда тақиқланган зона кенглиги Wg энг муҳим параметр ҳисобланади. Температура ортиши билан тақиқланган зона кенглиги камайиб боради. Кремний ва арсенид галлий учун $Wg(T)$ боғланиш монотон бўлиб, у қуйидаги ифодага биноан аппроксимацияланади:

$$Wg^{\text{Si}} = 1.174 - \frac{4.73 \cdot 10^{-4} T^2}{T + 636} \quad [\text{эВ}],$$

$$Wg^{\text{GaAs}} = 1.519 - \frac{45.405 \cdot 10^{-4} T^2}{T + 204} \quad [\text{эВ}].$$
(1.4)

Электроникада кенг қўлланиладиган яримўтказгичларнинг хона температураси (300 К)да тақиқланган зона кенглиги Wg германий учун – 0,67 эВ, кремний учун – 1,12 эВ, арсенид галлий учун – 1,43 эВ ни ташкил этади. Диэлектрикларнинг тақиқланган зона кенглиги $Wg \geq 3$ эВ.

Абсолют ноль температурада (0 К) яримўтказгич ва диэлектриклар валент зонасининг барча энергетик сатҳлари электронлар билан тўлдирилган, ўтказувчанлик соҳасидаги энергетик сатҳлар эса бўш бўлади. Металларда ўтказувчанлик зонасининг фақат пастки қисми тўлдирилиши мумкин.

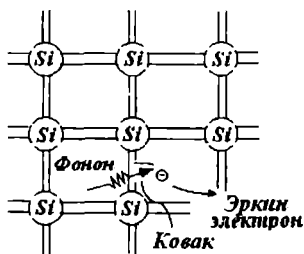
1.3. Яримўтказгичлар электр ўтказувчанлиги

Хусусий электр ўтказувчанлик. Яримўтказгичлар электроникаси маҳсулотларининг кўп қисми кремний асосида тайёрланади. Соф (киритмаларсиз) кремнийнинг соддалаштирилган кристалл панжараси модели 1.4 а-расмда ва зоналар энергетик диаграммаси 1.4 б-расмда келтирилган. Яримўтказгич кристаллда киритмалар ва кристалл панжара тузилмалари нуқсонлари (бўш тугунлар, панжара сурилишлари ва бошқалар) бўлмаса, у *хусусий яримўтказгич* дейилади. Бундай яримўтказгични i – билан белгилаш қабул қилинган.

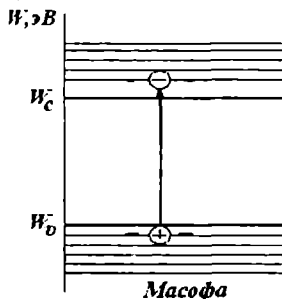
Хусусий кремний кристалли атомининг тўрт валент электрони кўшни атомларнинг тўрт валент электронлари билан боғланган ҳолда мустақкам саккиз электронли қобик (тўғри чизиқли) ҳосил қилиши 1.4 а-расмдан кўриниб турибди. Бундай яримўтказгичда 0 К температурада ЭЗТлар йўқ, унинг электр ўтказувчанлиги $\sigma_0 = 0$. Шундай бўлишига қарамадан, температура ортиши билан ёки яримўтказгич кристалл ёритилганда ковалент боғланишларнинг бир қисми узилиб валент электронлар ўтказувчанлик зонасига ўтиши учун етарли бўлган энергия оладилар (1.4 б-расм). Натижада, валент электрон ЭЗТга айланади ва электр кучланиш берилганда ток ҳосил бўлишида қатнашади. Атомдан электрон кетиши натижасида атом кўзгалмас мусбат ионга айланиб қолади.

Бир вақтнинг ўзида валент зонада бўш сатҳ ҳосил бўлади ва валент электронларда ўзининг энергиясини ўзгартириш имконияти туғилади, яъни валент зонанинг рухсат этилган бир сатҳидан бошқасига ўтиш имконияти очилади. Электрон, шундай қилиб, яримўтказгич орқали ток ҳосил бўлишида иштирок этиши мумкин. Температура ортиши билан ўтказувчанлик зонага ўтаётган электронлар сони кўпаяди ва натижада, электр ўтказувчанлик ортади.

а)



б)



1.4 – расм. Хусусий кремнийда ЭЗТларнинг ҳосил бўлиши.

Валент зонадаги тўлдирилмаган энергетик сатҳ ёки эркин валент боғланиш *ковак* деб аталади. Ковак қиймати бўйича электрон зарядига тенг бўлган мусбат зарядли ЭЗТдир. Тўлдирилмаган энергетик сатҳлардаги ковакларнинг кўчиши валент электронлар тизими ҳаракатига қарама-қарши бўлади.

Шундай қилиб, атомлар орасидаги ковалент боғланишларнинг узилиши бир вақтнинг ўзида эркин электрон ва ковак (электрон-ковак жуптлиги) ҳосил бўлишига сабаб бўлади. Бу жараён *заряд*

ташувчилар генерацияси деб аталади. Агар бу жараён иссиқлик таъсирида амалга ошса, у термогенерация дейилади. 1.4 б-расмда ўтказувчанлик зонада электрон, валент зонада ковак ҳосил бўлиши мусбат ва манфий ишорали доирачалар кўринишида келтирилган.

Заряд ташувчилар генерацияси натижасида ҳосил бўлган электрон ва коваклар яримўтказгич ҳажмида хаотик ҳаракатланиб, яшаш вақти деб аталувчи маълум вақт давомида яшайдилар. Шундан сўнг эркин электрон атомлар орасида бўш қолган боғни тўлдирди ва боғланган ҳолатга ўтади. Бунда электрон – ковак жуфтлик йўқолади. Ушбу жараён *рекомбинация* деб аталади.

ЭЗТлар яримўтказгич ҳажмида хаотик ҳаракат қилиши натижасида кристалл панжара тугунларидаги атомлар билан тўкнашиб, ўз ҳаракат йўналиши ва тезлигини ўзгартиради. Шу сабабли электроннинг кристаллдаги массаси m_n унинг бўш фазодаги массаси m_0 дан фарқ қилади. m_n масса ўтказувчанлик электронининг *эффектив массаси* дейилади. Ковакларнинг эффектив массаси m_p электронларнинг эффектив массаси m_n га нисбатан катта. Масалан, кремнийда $m_n = 0,28 \cdot m_0$, $m_p = 0,59 \cdot m_0$ ташкил этади. Бу ифодаларда $m_0 = 9,11 \cdot 10^{-31}$ кг.

Ўзгармас температурада ва кристаллга бошқа энергетик омиллар таъсир этмаганда (кристалл мувозанат ҳолатда бўлганда) ЭЗТларнинг генерация ва рекомбинация тезликлари тенг бўлади.

Яримўтказгичнинг солиштирма электр ўтказувчанлиги қиймати бирлик ҳажмдаги заряд ташувчилар сони, яъни концентрацияси билан аниқланади. Хусусий яримўтказгичда электронлар концентрацияси коваклар концентрациясига тенг ($n = p_i$). Яримўтказгич ўтказувчанлик турини белгиловчи n ва p лар, мос равишда negative (манфий) ва positive (мусбат) сўзларининг бош ҳарфларини ташкил этиб, катталиқ электронга ёки ковакка тегишли эканини англатади. Киритмасиз яримўтказгичда ҳосил бўлган электрон ва коваклар *хусусий эркин заряд ташувчилар* (n , ва p_i), улар билан боғлиқ электр ўтказувчанлик эса *хусусий электр ўтказувчанлик* σ , дейилади.

Киритмали электр ўтказувчанлик. Электрон асбобларнинг жуда кўпчилиги киритмали яримўтказгичлар асосида ҳосил қилинади. Электр ўтказувчанлиги асосан киритмалар атомларининг ионлашуви натижасида ҳосил бўладиган заряд ташувчилар билан боғлиқ ярим ўтказгичлар *киритмали яримўтказгичлар* деб аталади.

Кремнийга Д.И. Менделеев даврий жадвалининг V гуруҳ элементлари (масалан, As, 1.1-жадвал) киритилса, унинг бешта валент электронидан тўрттаси қўшни кремний атомларининг валент электронлари билан боғланади ва саккиз электрондан иборат мустаҳкам қобик ҳосил қилади. Бунда бешинчи электрон ўз атоми билан кучсиз боғланган бўлиб қолади. Шунинг учун у, кучсиз иссиқлик энергияси таъсирида, ўз атомидан узилади ва эркин электронга айланади (1.5 а-расм). Электронини йўқотган киритма атоми кўзғалмас (As^+) мусбат ионга айланади. Бу ҳолда, As атомлари кремнийнинг кристалл панжарасида *донор* киритма сифатида қатнашади. Энергетик диаграммада ушбу жараён электронни донорлар сатҳи W_d дан ўтказувчанлик зонага ўтишига мос келади (1.5 б-расм). Донор киритмали яримўтказгичларда коваклар, илгаридегидек, кремний атомлари электронларининг хусусий яримўтказгичлардагидек ўтказувчанлик зонага термогенерация ҳисобига ўтиши натижасида ҳосил бўлади.

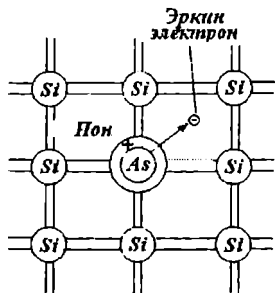
Яримўтказгичга донор киритмалар киритиш эркин электронлар концентрациясини оширади, коваклар концентрацияси эса хусусий яримўтказгичдаги концентрацияга нисбатан камаяди, чунки ЭЗТлар концентрацияси кўпайтмаси ($n \cdot p$) ўзгармас температурада доимий қийматга эга ва фақат яримўтказгич тақиқланган зонаси кенлиги билан аниқланади. Хона температураси (300 K) да кремний учун $np \approx 0,64 \cdot 10^{20} \text{ см}^{-3}$, германийда эса $np \approx 4 \cdot 10^{26} \text{ см}^{-3}$ қийматга эгаллигини ёдда тутиш фойдали. Шундай қилиб, агар мисол учун, кремний кристаллига концентрацияси 10^{16} см^{-3} бўлган донор киритма киритилса, $T=300\text{K}$ да ўтказувчанлик электронлари концентрацияси $n=10^{16} \text{ см}^{-3}$ ни, коваклар концентрацияси эса $p=10^4 \text{ см}^{-3}$ ни ташкил этади. Натижада, бундай киритмали яримўтказгичда электр ўтказувчанлик асосан, электронлар ёрдамида амалга оширилади (1.1 б-расм), яримўтказгичнинг ўзи эса *электрон ўтказувчанликка эга ёки n-турдаги яримўтказгич* деб аталади. n – турли яримўтказгичларда электронлар асосий заряд ташувчилар n_n деб, коваклар эса, ноасосий заряд ташувчилар p_n деб аталади.

Агар кремний кристалл панжарасига Д.И. Менделеев элементлар даврий жадвалининг III гуруҳ элементлари (масалан, В, 1.1-жадвал) атомлари киритилса, киритмаларнинг учта валент электрони қўшни кремний атомларининг учта электрони билан тўлиқ боғ ҳосил қилади. Тўртинчи боғ эса тўлмай қолади. Қўшни кремний атомларининг валент электронларидан бири кучсиз иссиқлик энергияси таъсирида киритма

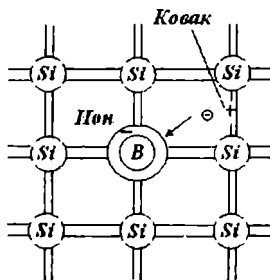
атомидаги эгалланмаган боғни тўлдириши мумкин. Бунда киритма атоми манфий зарядланади ва қўзғалмас манфий (B^-) ионни ҳосил қилади. Кремний атомининг тўлдирилмаган боғи ковакни ташкил этади (1.5 в-расм).

Энергетик диаграммада ушбу жараён валент зонадаги электронни W_a акцептор сатҳга ўтишига ва валент зонада ковак ҳосил бўлишига мос келади (1.5 г-расм). Бунда эркин электрон ҳосил бўлмайди. Киритмаларнинг бундай тури – *акцептор* киритма деб, акцептор киритмали яримўтказгич эса, *ковакли ўтказувчанликка эга ёки p – турдаги яримўтказгич* деб аталади.

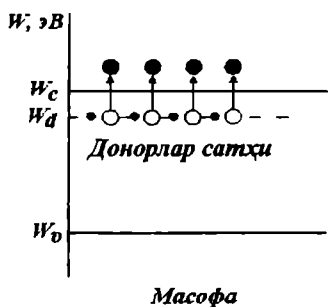
а)



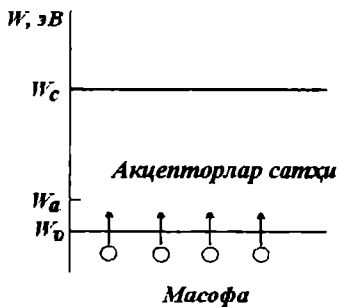
в)



б)



г)



1.5-расм. Электрон (а,б) ва ковакли (в,г) ўтказувчанликка эга кремнийда ЭЗТларнинг ҳосил бўлиши.

Бундай яримўтказгичларда электронлар, хусусий яримўтказгичлардагидек, термогенерация ҳисобига ҳосил бўлади. Акцептор кирит-

мали яримўтказгичларда эркин электронларга нисбатан коваклар концентрацияси катта бўлади, шу сабабдан бундай яримўтказгичлар *ковакли электр ўтказувчанликка* эга бўладилар. p – турдаги электр ўтказувчанликка эга p_p яримўтказгичлар учун коваклар асосий заряд ташувчи, электронлар эса, ноасосий заряд ташувчи n_p ҳисобланади.

1.4. Эркин заряд ташувчиларнинг мувозанат ҳолатдаги концентрацияси

Абсолют нолдан фарқли температураларда яримўтказгичда электрон – ковак жуфтликларининг генерация ва рекомбинацияси ҳамда киритмалар атомларининг ионлашуви ва нейтраллашуви содир бўлади. Бунда электронлар W энергияли у ёки бу энергетик сатҳларни эгаллайдилар. Мувозанат ҳолатда ($T=\text{const}$) ўтказувчанлик электронлари ва ковакларининг ўзгармас концентрациялари юзага келади.

Квант статистикасига мувофиқ электрон W энергияли сатҳни тўлдириш эҳтимоллиги Ферми-Дирак тақсимот қонунига кўра аниқланади:

$$f(W) = \frac{1}{1 + \exp\left[\frac{(W - W_F)}{kT}\right]}. \quad (1.5)$$

Ушбу қонунда k – Больцман доимийси, T – тизимнинг абсолют температураси, W_F – Ферми сатҳи энергияси. $W=W_F$ бўлганда $f(W_F)=0.5$ эканлиги кўзга ташланиб турибди. Мос равишда, $[1-f(W)]$ ифода валент зонадаги W энергияли сатҳнинг тўлдирилмаслик эҳтимоллигини, яъни ковак ҳосил бўлиш эҳтимоллигини англатади.

Ўтказувчанлик зонадаги электронлар концентрацияси n ва валент зонадаги коваклар концентарцияси p куйидаги ифодалардан фойдаланган ҳолда топилади:

$$n = \int_{\epsilon_c}^{\infty} N_c f(W) dW ; \quad (1.6)$$

$$p = \int_0^{\epsilon_v} N_v [1 - f(W)] dW . \quad (1.7)$$

бу ерда, N_c N_v – мос равишда ўтказувчанлик ва валент зоналардаги энергетик ҳолатларнинг эффектив зичлиги.

(1.6) ва (1.7) интеграллар элементар функциялар орқали ёзилмайди. Одатда, ишлатиладиган яримўтказгичларда W_F тақиқланган зонада жойлашади ва шунинг учун (1.5) ифоданинг махражидаги

бирни эътиборга олмаса бўлади. Бунда заряд ташувчиларнинг энергетик ҳолатлар бўйича тақсимланишини ифодаловчи Ферми-Дирак функцияси Максвелл-Больцманнинг классик тақсимотига мос келади

$$f(W) = \exp\left[-\frac{(W - W_F)}{kT}\right]. \quad (1.5')$$

Бундай яримўтказгичлар *айнимаган* яримўтказгичлар деб аталади. Агар яримўтказгичда Ферми сатҳи $2kT$ га яқин бўлиб, зоналар чегаралари яқинида ёки зоналар ичида жойлашса, фақат (1.5) ифодадан фойдаланиш керак. Бундай яримўтказгич *айниган* яримўтказгич деб аталади. Яримўтказгичларда айтиш киритмалар концентрацияси жуда юқори ($10^{19} - 10^{20} \text{ см}^{-3}$) бўлганда содир бўлади. Айтиган яримўтказгичлар, хусусан, туннель диодларни ҳамда туннель тешилишга эга стабилитронларни ҳосил қилишда ишлатиладилар

$$N_C = 2 \left(\frac{2\pi m_n kT}{h^2} \right)^{3/2}; \quad (1.8)$$

$$N_V = 2 \left(\frac{2\pi m_p kT}{h^2} \right)^{3/2} \quad (1.9)$$

Бу ерда, m_n ва m_p – электрон ва ковакларнинг эффектив массалари; h – Планк доимийси.

$T = 300\text{K}$ да N_C ва N_V ларнинг қийматлари кремний ва германий учун тахминан 10^{19} см^{-3} ни ташкил этади.

(1.6) ва (1.7) ифодаларда (1.5)ни қўллаб ва интеграллаб ЭЗТлар концентрациясини топамиз:

$$n = N_C \exp\left[-\frac{W_C - W_F}{kT}\right]; \quad (1.10)$$

$$p = N_V \exp\left[-\frac{W_F - W_V}{kT}\right]. \quad (1.11)$$

Электронлар ва коваклар концентрациялари кўпайтмаси

$$np = N_C N_V \exp\left[-\frac{W_C - W_V}{kT}\right] \quad (1.12)$$

ифодага мувофиқ топилади. Бундан карама-қарши ишорали зарядлар кўпайтмаси тақиқланган зона кенглиги $W_g = W_C - W_V$ ҳамда температурага боғлиқлиги, Ферми сатҳининг жойлашиш ўрнига

ҳамда яримўтказгич ўтказувчанлик турига (i -, n -, p -) эса боғлиқ эмаслиги кўриниб турибди.

Агар хусусий яримўтказгич $n_i = p_i$ учун (1.12)ни қўлласак,

$$n_i \cdot p_i = n_i^2 = p_i^2 = N_c N_v \exp \left[-\frac{W_g}{kT} \right]. \quad (1.13)$$

Бундан

$$n_i = p_i = \sqrt{N_c N_v} \exp \left[-\frac{W_g}{2kT} \right]. \quad (1.14)$$

Кўриниб турибдики, хусусий яримўтказгичда заряд ташувчилар концентрациясини топиш учун Ферми сатҳи ўрнини билиш зарур бўлмади. m_n , m_p , W_g ларнинг маълумотномалардаги қийматларини билган ҳолда, хусусий заряд ташувчиларнинг хона температурасидаги қийматларини топамиз: германий учун $n_i = p_i = 1,99 \cdot 10^{13} \text{ см}^{-3}$, кремний учун $n_i = p_i = 0,79 \cdot 10^{10} \text{ см}^{-3}$, арсенид галлий учун $n_i = p_i = 1,79 \cdot 10^6 \text{ см}^{-3}$.

Киритмали яримўтказгичларда электронлар ва коваклар концентрациясини (1.10) ва (1.11) ифодалар ёрдамида топиш учун Ферми сатҳининг энергиясини билиш зарур. Лекин шундай бўлишига қарамадан, (1.13) дан ташқари, локал электр нейтраллик шартидан келиб чиқадиган тенгликдан фойдаланилса, қийинчилик бартараф этилиши мумкин. Зарядларнинг сақланиш қонунига мувофиқ яримўтказгич электр нейтрал бўлиши, яъни яримўтказгичдаги барча заряд ташувчилар йиғиндиси нолга тенг бўлиши керак. Шунинг учун локал электр нейтраллик шarti умумий кўринишда қуйидагича ёзилади:

$$p + N_d^+ = n + N_a^-. \quad (1.15)$$

Бу ерда, N_d^+ и N_a^- — донор ва акцептор киритмалар ионлари концентрацияси. (1.14) ва (1.15) тенгламалар ёрдамида барча заряд ташувчилар концентрацияси аниқланиши мумкин.

Ҳажми 1 см^3 бўлган n — яримўтказгич учун электр нейтраллик шартини ёзамиз

$$n_n \approx p_n + N_d^+, \quad (1.16)$$

бу ерда, N_d — донор киритмалар ионлари концентрациясини, индексдаги n — яримўтказгичнинг ўтказувчанлик турини кўрсатади. Хона температурасида донор киритмаларнинг деярли барчаси ионлашган бўлади. Шунинг учун $N_d = N_d^+$.

Одатда, донор киритмалар концентрацияси $N_d \gg p_n$ ва

$$n_n \approx N_a \quad (1.17)$$

Бундан, (1.13)ни эътиборга олган ҳолда, мувозанат ҳолатдаги n – яримўтказгич учун коваклар концентрацияси

$$p_n = \frac{n_i^2}{n_n} = \frac{n_i^2}{N_a} \quad (1.18)$$

p – яримўтказгич учун электр нейтраллик шarti ҳам шунга ўхшаш ёзилади:

$$p_p = n_p + N_a^- \quad (1.19)$$

Индексдаги p яримўтказгичнинг ўтказувчанлик турини кўрсатади.

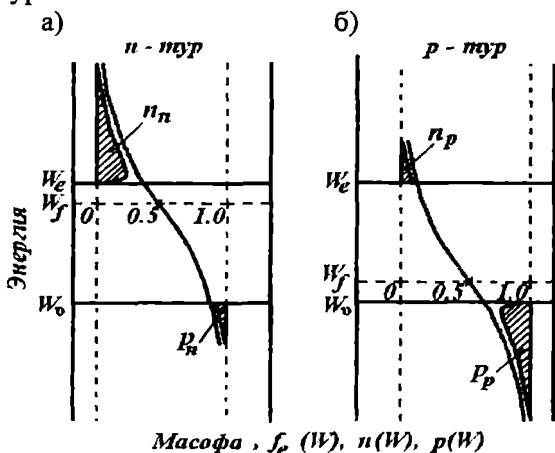
Илгаридек фикр юритиб,

$$p_p \approx N_a, \quad (1.20)$$

$$n_p = \frac{n_i^2}{p_p} = \frac{n_i^2}{N_a} \quad (1.21)$$

эканини топамиз.

n – ва p – яримўтказгичларнинг зоналар энергетик диаграммалари, Ферми-Дирак тақсимоти функцияси ва зоналарда заряд ташувчилар концентрациясининг ўзгариши, мос равишда 1.6 а ва б-расмларда кўрсатилган.



1.6-расм. n – (а) ва p – турдаги (б) яримўтказгичлар энергетик зоналар диаграммалари, Ферми - Дирак тақсимот функцияси ва зоналардаги заряд ташувчилар концентрациялари.

1.1 б-расмда турли концентрацияли ($N_2 > N_1$) яримўтказгичлар учун (σ/σ_0) нинг ($1/T$) температура ўзгаришларининг иккита эгри чизиги келтирилган. Расмда 1 деб белгиланган штрих чизик 1.1 а-расмдан олинган $\sigma(1/T)$ функциянинг бир қисмини солиштириш учун берилган. Киритмали яримўтказгич хусусий яримўтказгичга айланадиган критик нуқталар a билан, киритмаларнинг ионлашиш температурасига мос келувчи нуқталар эса b билан белгиланган. Киритмалар концентрацияси жуда юқори бўлган ҳолда, яъни айниган яримўтказгичлар учун $\sigma(T)$ боғланиш 2 деб белгиланган штрих чизик билан кўрсатилган.

Масалан, кремнийда донор киритмалар концентрацияси $N_d = 10^{16} \text{ см}^{-3}$, $n_i = 0,79 \cdot 10^{10} \text{ см}^{-3}$. (1.17) ифодага мувофиқ электронлар (асосий заряд ташувчилар) концентрацияси $n_n \approx N_d = 10^{16} \text{ см}^{-3}$, (1.18) ифодага мувофиқ коваклар (ноасосий заряд ташувчилар) концентрацияси $p_n = 6,2 \cdot 10^3 \text{ см}^{-3}$ ни ташкил этади.

Шундай қилиб, заряд ташувчилар концентрациясини аниқлашда Ферми сатҳи энергиясини билиш шарт эмас. Лекин бошқа масалаларни ҳал қилишда зоналар энергетик диаграммасида Ферми сатҳи энергиясини билиш зарур. Бунда мувозанат ҳолатдаги қаттиқ жисмнинг барча қисмлари учун Ферми сатҳи ўзгармас деб олинади.

1.5. Номувозанат заряд ташувчилар

Мувозанат ҳолатда яримўтказгичда электрон ва коваклар сони вақт ўтиши билан ўзгармайди, яъни заряд ташувчиларнинг генерацияланиш тезлиги рекомбинацияланиш тезлигига тенг бўлади. Электрон-ковак жуфтликларнинг генерацияланиш тезлиги g кристалл температураси ва тақиқланган зона кенглиги билан аниқланади. Рекомбинация тезлиги r электрон билан ковакнинг учрашиш эҳтимоллигига, яъни концентрациясига пропорционал бўлади

$$r = \nu n p,$$

бу ерда, ν – рекомбинация коэффиценти деб аталади. Бундан ҳар бир электрон 1 секунд давомида $r/n = \nu p$ марта рекомбинацияланиши маълум бўлади. Демак, электроннинг ўртача яшаш вақти $\tau = 1/\nu p$ ни ташкил этади.

Хусусий яримўтказгичда электронлар ва коваклар концентрациялари бир-бирига тенг, шунинг учун уларнинг яшаш вақтлари $\tau_e = 1/\nu p_i = 1/\nu n_i$ ҳам тенг. Киритмали яримўтказгичларда ноасосий

заряд ташувчиларнинг яшаш вакти кескин камаяди. Масалан, p – яримўтказгичда электронларнинг яшаш вакти

$$\tau_p = \frac{1}{\nu p_p} = \frac{n_p}{\nu p_p n_p} = \frac{n_p}{\nu n_i^2} = \frac{n_p}{n_i} \tau_i. \quad (1.22)$$

$n_p \ll n_i$, бўлгани учун $\tau_n \ll \tau_i$.

Хусусий яримўтказгичда заряд ташувчининг яшаш вакти кристаллнинг хусусиятлари ва кристалл панжарада нуқсонлар ҳамда рекомбинация марказларини ҳосил қилувчи киритмалар мавжудлиги билан белгиланади. Шунинг учун заряд ташувчиларнинг ўртача яшаш вакти қиймати кенг ораликда ўзгаради (германийда $100 \div 1000$ мкс, кремнийда $50 \div 500$ мкс).

Ташқи энергетик таъсирлар натижасида яримўтказгичдаги ЭЗТлар концентрацияси мувозанат ҳолдаги концентрацияга нисбатан ортиб кетиши мумкин. Таъсирлар тўхтатилгандан сўнг номувозанат заряд ташувчилар рекомбинацияланадилар ва концентрация илгариги мувозанат ҳолатига қайтади.

Номувозант заряд ташувчилар пайдо бўлиши қуйидаги сабаблар билан боғлиқ:

- *яримўтказгичнинг ёритилиши*. Ёруғлик квантлари электронларни валент зонадан ўтказувчанлик зонага ўтказиши мумкин. Бунда яримўтказгичда янги фото электрон-ковак жуфтликлари ҳосил бўлади;

- *зарбдан ионланиш*. Электрон ёки ковак кучли электр майдон таъсирида тезлашиб катта энергияга эга бўлади ва нейтрал атом билан тўқнашиб уни ионлаштиради, янги электрон-ковак жуфтликларни ҳосил қилади;

- *инжекция*. Масалан, электр токи ўтганда n – яримўтказгичга p – яримўтказгичдан номувозанат заряд ташувчилар кириб келиб, ноасосий заряд ташувчилар концентрациясини оширади.

Номувозанат заряд ташувчилар рекомбинация тезлигини аниқлашга ҳаракат қиламиз.

Термодинамик мувозанат ҳолатда ($T = \text{const}$) бирлик ҳажмдаги генерация тезлиги p_i / τ , рекомбинация тезлигига тенг бўлади, бу ерда, τ_p - n яримўтказгичда ковакларнинг яшаш вакти. Мувозанат бузилганда рекомбинация тезлиги p / τ , ($p > p_n$) га тенг бўлади. Натижада n – яримўтказгичнинг бирлик ҳажмида, вақт бирлигида p_i / τ , коваклар генерацияланиб p / τ_p , коваклар рекомбинацияга учрайди. Коваклар концентрациясининг ўзгариш тезлиги

$$\frac{\partial p}{\partial t} = -\frac{p-p_0}{\tau_p} \quad (1.23)$$

бўлади. Бу ерда, минус ишора номувозанат концентрация вақт ўтиши билан камайишини кўрсатади. p – яримўтказгичдаги электронлар учун ҳам шундай ифодани ёзиш мумкин.

$(p - p_n)$ номувозанат коваклар концентрацияси дейилади. (1.23)нинг ечими қуйидагича бўлади:

$$(p - p_n) = (p_0 - p_n) \exp(-t/\tau_p), \quad (1.24)$$

бу ерда, p_0 – бошланғич вақтдаги ($t=0$ бўлгандаги) концентрация.

Инжекция натижасида ноасосий заряд ташувчиларнинг номувозанат концентрацияси экспоненциал қонунга мувофиқ камаяди. Номувозанат заряд ташувчиларнинг яшаш вақти $t=\tau_p$ давомида концентрация $e=2,7$ марта камаяди.

1.6. Яримўтказгичдаги тоқлар

Дрейф тоқи. Ташқи электр майдон бўлмаганда ўтказувчанлик электронлари ва коваклари яримўтказгич ҳажмида ўртача иссиқлик тезлиги $\bar{v}_T = (3kT/m)^{1/2}$ ($T=300$ К бўлганда $\bar{v}_T \approx 10^5$ м/с) билан ҳаракат қиладилар.

Электрон ва коваклар ҳаракат давомида фононлар билан ёки кристалл панжаранинг турли нуқсонлари: тугунлар орасида жойлашган атомлар, бўш тугунлар, киритмалар атомлари ва бошқалар билан тўқнашадилар. Иссиқлик таъсирида кристалл атомларининг тебранувчан ҳаракати натижасида уларнинг зичлашуви ёки сийраклашуви **фонон** деб аталади.

Электрон ва коваклар тўқнашганда сочилади, яъни ўз ҳаракат йўналишини ва тезлигини ўзгартиради. Тўқнашиш жараёнида электрон ва коваклар кристалл панжарага бераётган энергия уни қиздиради. Мувозанат ҳолатда заряд ташувчиларнинг ихтиёрий йўналишдаги тезлиги $\bar{v}_T = 0$.

Электронларнинг яримўтказгич ҳажмидаги ҳаракатини **ўртача эркин югуриш узунлиги** $\bar{\lambda}$ орқали ифодалаш қулай. Ўртача эркин югуриш узунлиги деб, электроннинг иккита кетма-кет тўқнашишлари орасида босиб ўтган масофанинг ўртача узунлигига айтилади. Агар электрон ҳар тўқнашганда ўз тезлигини (энергиясини) тўлиқ йўқотса, унда:

$$\bar{\lambda} = \bar{v}_T \tau_p, \quad (1.25)$$

бу ерда, $\overline{\tau}_n$ - электроннинг кетма-кет тўқнашувлар орасидаги ўртача эркин югуруш вақти.

Хаотик ҳаракатланаётган электронларга майдон таъсир этганда уларнинг майдон йўналиши билан аниқланадиган ҳаракати бошланади. Натижада, электронларнинг йўналган ҳаракати пайдо бўлиб, дрейф токи деб аталувчи ток ҳосил бўлади.

Ньютон қонунига мувофиқ ўртача эркин югуриш вақти $\overline{\tau}_n$ давомида электронларнинг дрейф тезлиги

$$v_{n\text{др}} = -\frac{1}{2} \frac{q}{m_n} \overline{\tau}_n E = \mu_n E \quad (1.27)$$

бўлади. Бу ерда, q - электрон заряди, m_n - электроннинг эффектив массаси, $\mu_n = -\frac{1}{2} \frac{q}{m_n} \overline{\tau}_n$ - электронлар ҳаракатчанлиги.

Юқоридагидек фикрлаб, ковакларнинг дрейф тезлиги ва ҳаракатчанлиги учун қуйидаги ифодаларни ёзиш мумкин:

$$v_{p\text{др}} = -\frac{1}{2} \frac{q}{m_p} \overline{\tau}_p E = \mu_p E, \quad (1.28)$$

бу ерда, $\mu_p = -\frac{1}{2} \frac{q}{m_p} \overline{\tau}_p$ - коваклар ҳаракатчанлиги.

Германий, кремний ва арсенид галлийлар учун киритмалар концентрацияси $N \approx 10^{16} \text{ см}^{-3}$ бўлганда электронлар ва ковакларнинг ҳаракатчанлиги ҳамда эффектив массаларининг хона температура-сидаги қийматлари 1.2-жадвалда келтирилган. Бунда электроннинг асл массаси ($m_0 = 9,11 \cdot 10^{-28} \text{ г.}$) бирлик эффектив масса сифатида қабул қилинган.

Турли яримўтказгичлар учун киритмалар концентрацияси тахминан 10^{16} см^{-3} бўлганда, электронлар ва ковакларнинг хона температурасидаги ҳаракатчанлиги ва эффектив массалари қийматлари

1.2 - жадвал

Яримўтказгич тури	Электронларнинг эффектив массаси, m_n/m_0	Ковакларнинг эффектив массаси, m_p/m_0	Ҳаракатчанлиги, $\text{см}^2 \cdot \text{В}^{-1} \cdot \text{с}^{-1}$	
			μ_n	μ_p
Германий	0,22	0,39	3900	1900
Кремний	0,33	0,55	1500	450
Арсенид галлий	0,07	0,5	8500	400

Электронлар ва коваклар эффектив масаларининг қийматлари ҳар хиллиги ҳисобига, уларнинг ҳаракатчанликлари ҳам турлича ($\mu_n > \mu_p$) бўлади. Заряд ташувчилар дрейф тезлиги уларнинг ҳаракатчанлигига пропорционал боғланганлиги (1.25) ва (1.27) ифодалардан кўриниб турибди. Шунинг учун n – арсенид галлий асосида яратилган яримўтказгич асбобларнинг тезкорлиги, n – кремнийда яратилган асбоблар тезкорлигига нисбатан тахминан 6 марта юқори.

(1.27) ва (1.28) ифодалар яримўтказгичга таъсир этаётган электр майдон кучланганлиги бирор E_{KP} қийматдан ортмаган ҳолда $E < E_{KP}$, яъни заряд ташувчилар ҳаракатчанлиги электр майдон кучланганлигига боғлиқ бўлмасдан доимий қийматларга эга ҳолларда ўринли. Яримўтказгичга таъсир этаётган электр майдон қиймати критик майдон қийматидан кичик ($E \leq E_{KP}$) бўлса, у ҳолда, заряд ташувчилар $\bar{v}_{др} = \mu E$ дрейф тезликка эришадилар. Бу тезлик эркин югуриш узунлиги давомидаги иссиқлик тезлиги $\bar{v}_T = (3kT/m)^{1/2}$ га тенг. Бунда электр майдонда ҳаракатланаётган заряд ташувчиларнинг вақт бирлиги ичидаги тўқнашувлари сони ортиб кетиши ҳисобига дрейф тезлик тўйинишига эришади.

Ташқи электр майдоннинг критик қиймати $\bar{v}_T \approx \bar{v}_{др}$ шартдан фойдаланиб топилади

$$E_{KP} = (3kT/\mu^2 m)^{1/2}. \quad (1.29)$$

Бундан, n - турли германий учун электр майдоннинг критик қиймати $E_{KP} = 4 \cdot 10^5$ В/см ни ташкил этишини топиш мумкин.

Агар $E > E_{KP}$ бўлса, электр майдон кучланганлиги ортиши билан заряд ташувчилар ҳаракатчанлиги камаяди ва қуйидаги эмпирик ифода билан аниқланади:

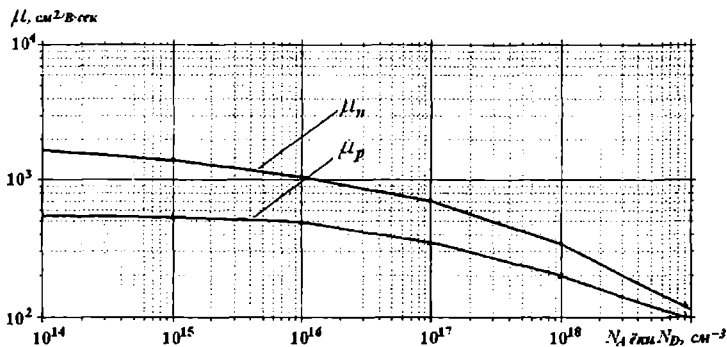
$$\mu = \mu_0 (E_{KP} / E)^{1/2}, \quad (1.30)$$

бу ерда, μ_0 - электр майдоннинг критик қийматига мос келувчи ҳаракатчанлик қиймати, яъни унинг номинал қиймати.

Хона температурасида ($T=300$ К) кремнийда киритмалар концентрацияси N ўзгариши билан электронлар ва коваклар ҳаракатчанликлари (μ_n, μ_p) нинг амалда ўзгаришлари 1.7-расмда келтирилган.

(1.2)ни эътиборга олган ҳолда, электронлар ва коваклар дрейф тоқлари зичликлари йиғиндисига қуйидагича бўлади:

$$j_{др} = q(n\mu_n + p\mu_p)E. \quad (1.31)$$



1.7-расм. Хона температурасида ($T=300$ К) кремнийда киритмалар концентрацияси N ўзгариши билан электронлар μ_n ва коваклар μ_p ҳаркатчанликларининг амалда ўзгаришлари.

Бир жинсли яримўтказгич орқали дрейф токи ўтганда, унинг ихтиёрий кичик ҳажмида заряд ташувчилар концентрацияси ўзгармас қолади.

Диффузия токи. Яримўтказгичда электр ток электр майдон таъсиридан ташқари, ҳаракатчан заряд ташувчилар концентрацияси градиенти ҳисобига ҳам ҳосил бўлиши мумкин. Заряд ташувчиларнинг яримўтказгич ҳажмида нотекис тақсимланиши натижасида йўналган ҳаракат қилиши **диффузия ҳаракати** дейилади.

Диффузиянинг назарий асоси бўлиб Фик қонуни хизмат қилади. Унга мувофиқ эркин заряд ташувчилар оқими зичлиги Π ($\text{см}^{-2}\cdot\text{с}^{-1}$) тесқари ишора билан олинган концентрация градинетига пропорционал, чунки диффузия оқими заряд ташувчилар концентрацияси кам томонга йўналган бўлади. Бир ўлчамли ҳолатда электронлар оқими $\Pi = -D_n(dn/dx)$, коваклар учун $\Pi = -D_p(dp/dx)$, бунда D_n , D_p – мос равишда электронлар ва коваклар учун диффузия коэффициенти ($\text{см}^2/\text{с}$). Эркин заряд ташувчилар оқими зичлигини электрон зарядига (манфий) ёки коваклар зарядига (мусбат) кўпайтириб электронлар ва коваклар диффузия тоқлари зичлигини топамиз:

$$\begin{aligned} \bar{J}_{\text{диф}} &= qD_n \left(\frac{dn}{dx} \right); \\ \bar{J}_{\text{р.диф}} &= -qD_p \left(\frac{dp}{dx} \right). \end{aligned} \quad (1.32)$$

Электронлар диффузия коэффициентини германийда $D_n = 100$, кремнийда $D_n = 36$ ва арсенид галлийда $D_n = 290$ [см²/с]. Коваклар диффузия коэффициентини эса германийда $D_p = 45$, кремнийда $D_p = 13$ ва арсенид галлийда $D_p = 12$.

Заряд ташувчиларнинг дрейф ва диффузия ҳаракатлари параметрлари ўзаро *Эйнштейн муносабати* орқали боғланган

$$D_n = \left(\frac{kT}{q} \right) \cdot \mu_n = \varphi_T \mu_n; \quad (1.33)$$

$$D_p = \left(\frac{kT}{q} \right) \cdot \mu_p = \varphi_T \mu_p.$$

Бу ерда, $\varphi_T = kT/q$ пропорционаллик коэффициентини бўлиб, потенциал (вольт) ўлчамига эга ва иссиқлик потенциали деб аталади. Хона температурасида ($T=300$ К) $\varphi_T = 0,026$ В = 26 мВ.

Узлуксизлик тенгламаси. Яримўтказгичларда номувозанат заряд ташувчилар концентрацияларининг ўзгаришлари *узлуксизлик тенгламаси* билан белгиланади.

Умуман олганда, яримўтказгич ҳажмида заряд ташувчилар ҳаракати икки жараён: *диффузия* ва *дрейф* билан белгиланади. Диффузия заряд ташувчилар градиенти таъсирида, дрейф эса электр майдон таъсирида содир бўлади. Заряд ташувчилар ҳосил қилган тўлиқ ток зичлиги тўрт ташкил этувчи билан аниқланади:

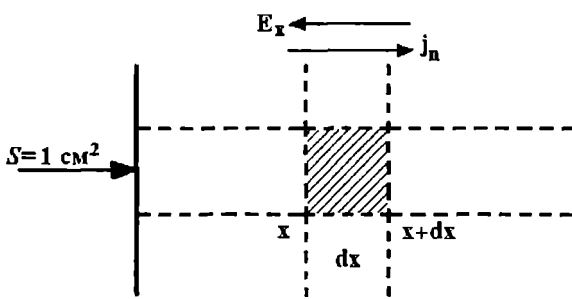
$$j = j_{n\text{диф}} + j_{n\text{др}} + j_{p\text{диф}} + j_{p\text{др}}.$$

бу ерда, $j_{n\text{диф}}$ ва $j_{p\text{диф}}$ – токнинг диффузия, $j_{n\text{др}}$ ва $j_{p\text{др}}$ – дрейф ташкил этувчиларидир.

n – турдаги яримўтказгичда x ўқи йўналишида ковакларнинг $dp/dx > 0$ градиенти мавжуд ва яримўтказгичга E_x кучланганликка эга бўлган майдон таъсир этмоқда, деб фараз қилайлик. Яримўтказгичда кўндаланг кесими 1 см² ни ташкил этувчи, x ўқига перпендикуляр жойлашган, dx қалинликдаги қатлам ажратамиз (1.8-расм). Ушбу қатлам ҳажми $dV = dx \cdot 1$ см² ни ташкил этади. t вақт momentiда қатламдаги коваклар концентрациясини $p(x, t)$ билан, $(t+dt)$ вақтдаги концентрацияни эса $p(x, t+dt)$ деб белгилаймиз. dt вақт давомида қатламдаги коваклар сонининг ўзгариши

$$[p(x, t+dt) - p(x, t)] dt = \frac{\partial p}{\partial t} dt dx$$

ни ташкил этади. Бу ўзгариш қатламда содир бўлаётган генерация, рекомбинация ҳамда диффузия ва дрейф жараёнлари билан боғлиқ.



1.8-расм. Концентрациялар баланси тенгламасини чиқаришга оид.

Генерация натижасида dt вақт бирлиги ичида яримўтказгичнинг $dV = dx \cdot 1 \text{ см}^2$ бирлик ҳажмида $g dx dt$ коваклар ҳосил бўлади, бу ерда, g – генерация тезлиги.

(1.23)га мувофиқ вақт бирлиги ичида яримўтказгичнинг бирлик ҳажмида $-\frac{p-p_*}{\tau_p}$ эркин коваклар йўқолади. dt вақт давомида dx

ҳажмда йўқолган коваклар $-\frac{p-p_*}{\tau_p} dx dt$ ни ташкил этади.

Натижада, концентрация градиенти ва ташқи электр майдон мавжудлиги сабабли dx қатламга кирувчи ток зичлиги $j_p(x)$, қатламдан чиқаётган ток зичлиги $j_p(x+dx)$ га тенг бўлади. Ушбу тоқлар фарқи ҳисобига dt вақт давомида коваклар сонининг ўзгариши қуйидаги муносабат билан аниқланади:

$$[j_p(x) - j_p(x+dx)] dt = -\frac{\partial j_p}{\partial x} dx dt.$$

Агар барча жараёнлар бир-бирига боғлиқ бўлмаган ҳолда кечади деб ҳисобланса, dt вақт давомида қатламда коваклар сонининг ўзгариши

$$\frac{\partial p}{\partial t} dt dx = \left(-\frac{\partial j_p}{\partial x} + g - \frac{p-p_*}{\tau_p} \right) dt dx$$

бўлади.

Тенгламанинг иккала томонини $dt dx$ га қисқартириб, номувозанат коваклар рекомбинация тезлигини топамиз:

$$\frac{\partial p}{\partial t} = -\frac{\partial j_p}{\partial x} + g - \frac{p-p_*}{\tau_p}. \quad (1.34)$$

Шунга ўхшаш тенгламани p – яримўтказгичдаги электронлар учун ҳам ёзиш мумкин.

(1.34) тенглама узлуксизлик тенгламаси деб аталади. Узлуксизлик тенгламаси яримўтказгичда кечадиган жараёнлар кинетикасининг асосий тенгламаси ҳисобланади ва ихтиёрий вақтда, мувозанатни бузувчи ихтиёрий ташқи таъсир остида, яримўтказгичнинг ихтиёрий нуқтасидаги заряд ташувчилар концентрациясини топиш имконини беради. Заряд ташувчилар концентрацияси аниқлангандан сўнг, бошқа катталикларнинг, масалан, бир жинсли ёки бир жинсли бўлмаган ихтиёрий тузилмадан оқадиган ток кучини, вақт бўйича ёки фазовий ўзгаришларини аниқлаш мумкин.

Назорат саволлари

1. Яримўтказгичларнинг ўзига хос хусусиятларини айтиб беринг.
2. Яримўтказгич энергетик зоналар диаграммасини тушунтиринг.
3. Эркин заряд ташувчи (ЭЗТ) деб нимага айтилади ?
4. Ўтказувчанлик электрони ва ковакка таъриф беринг. Улар қандай ҳосил бўлади?
5. Хусусий ўтказувчанлик деганда нима тушунилади ? Хусусий яримўтказгичда ЭЗТлар концентрацияси.
6. Яримўтказгич хусусиятларига қандай киритмалар таъсир этади?
7. Акцептор ва донор киритмаларни тушунтиринг.
8. Электрон ва ковакли ўтказувчанликка эга яримўтказгичларга таъриф беринг.
9. Қандай заряд ташувчилар асосий ва ноасосий заряд ташувчилар деб аталади? Уларнинг мувозанат концентрациялари ўзаро қандай боғланган ?
10. Яримўтказгичларда ЭЗТлар концентрацияси температура ўзгариши билан нима учун ва қандай ўзгаради ?
11. Электр нейтраллик шартини ёзинг.
12. Заряд ташувчилар дрейф токи учун шартни ёзинг.
13. Хусусий ва киритмали яримўтказгичлар температурага қандай боғланган ?
14. Токнинг дрейф ташкил этувчилари ифодасини ёзинг.
15. Оқимнинг узлуксизлик тенгламаси деганда нимани тушунаси ?

II БОБ ЯРИМЎТКАЗГИЧЛАРДА КОНТАКТ ҲОДИСАЛАР

Қаттиқ жисм ўтказувчанлик тури билан фарқланувчи ёки ўтказувчанлик тури бир хил бўлиб, солиштира қаршилиги билан фарқланувчи соҳалари орасидаги контакт натижасида ҳосил бўладиган ўткинчи қатлам *электр ўтиши* деб аталади. Яримўтказгич асбобларда *электрон-ковак ўтиши* ёки *p – n ўтиши* деб аталувчи электр ўтишдан кенг фойдаланилади.

Тақиқланган зоналари кенглиги тенг, яъни кимёвий жиҳатдан бир хил яримўтказгич материаллар (масалан, Si ёки GaAs) асосидаги электр ўтишлар *гомоўтиши*, тақиқланган зоналари қиймати бир-биридан фарқланувчи яримўтказгичлар асосидаги ўтишлар эса *гетероўтиши* деб аталади.

Металларда тақиқланган зона бўлмагани сабабли гетероўтишларнинг хусусий ҳолига мос, *металл-яримўтказгич* деб аталувчи электр ўтишлар ҳам электроникада кенг қўлланилади.

Кўп яримўтказгич асбоблар ва интеграл микросхемаларнинг ишлаш принципи электр ўтишларнинг хусусиятларига асосланади.

2.1. Мувозанат ҳолатда p-n ўтиш

Ярим ўтказгич асбобларнинг аксарияти *бир жинсли бўлмаган* яримўтказгичлар асосида яратилади. Хусусий ҳолда, бир жинсли бўлмаган яримўтказгич монокристаллнинг маълум соҳаси *p – турли*, бошқа соҳаси *n – турли* ўтказувчанликни намоён этади. Яримўтказгичнинг *p–* ва *n –* соҳалари чегарасидан икки томонда ҳажмий заряд соҳасида *электрон-ковак ўтиши* ёки *p-n ўтиши* ҳосил бўлади. Унинг ишлаш механизмини ойдинлаштириш учун *n –* соҳадаги электронлар ва *p –* соҳадаги коваклар сони бир-бирига тенг ва ҳар бир соҳада оз миқдорда ноасосий заряд ташувчилар мавжуд деб ҳисоблаймиз. Хона температурасида *p – турли* яримўтказгичда акцептор киришмалар манфий ионлари концентрацияси N_a^- , коваклар концентрацияси p_p га, *n – турли* яримўтказгичда эса, донор киритмалар мусбат ионлари концентрацияси N_d^+ , электронлар концентрацияси n_n га тенг. *p –* ва *n –* соҳалар

чегарасида коваклар ва электронлар концентрацияси градиентли мавжуд бўлганлиги сабабли электронларнинг p – соҳага, ковакларнинг n – соҳага диффузияси бошланади.

Диффузия натижасида чегара яқинидаги n – соҳада электронлар концентрацияси кўзгалмас мусбат донор ионлари концентрациясидан камаяди ва бу қатлам мусбат зарядлана бошлайди. Бир вақтнинг ўзида чегарадош p – соҳада коваклар концентрацияси ҳам кўзгалмас манфий акцептор ионлари концентрациясидан камаяди ва бу қатлам манфий заряд ола бошлайди (2.1 а-расм). Натижада, чегарадан икки томонда қўш электр қатлам ҳосил бўлади. Расмда мусбат ва манфий ишоралар билан белгиланган доирачалар мос равишда донор ва акцептор киритмалар ионларини тасвирлайди. Ҳосил бўлган қўш электр қатлами p - n ўтиш деб аталади. Ушбу қатламда ҳаракатчан заряд ташувчилар бўлмайди. Шунинг учун унинг солиштирма қаршилиги p – ва n – соҳаларникига нисбатан жуда юқори бўлади. Адабиётларда бу қатлам *камбағаллашган* ёки *i – соҳа* деб аталади.

p – ва n – соҳалар чегарасидан икки томонда жойлашган ҳажмий заряд мусбат ва манфий ишорага эга бўлгани сабабли p - n ўтиш соҳасида кучланганлиги E бўлган ички электр майдон ҳосил қилади. Ушбу майдон қўш электр заряд соҳасига кирган асосий заряд ташувчилар учун тормозловчи таъсир қилиб, уларнинг p - n ўтиш орқали қўшни соҳага ўтишига қаршилик кўрсатади. Потенциалнинг p - n ўтиш юзасига перпендикуляр бўлган X йўналишда ўзгариши 2.1 б-расмда кўрсатилган. Бу ерда p – ва n – соҳалар чегарасидаги потенциал нол потенциалга тенг деб қабул қилинган.

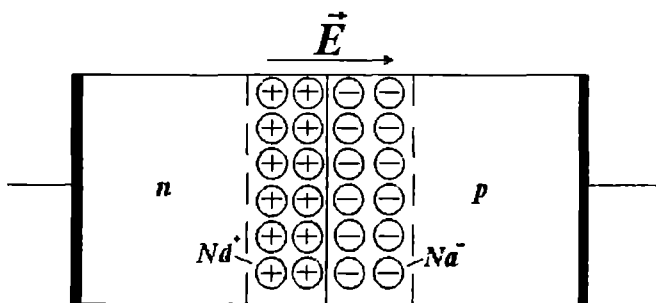
p - n ўтишнинг зоналар энергетик диаграммаси Ферми-Дирак функцияси ҳамда заряд ташувчиларнинг зоналар бўйича тақсимланиши билан биргаликда 2.1 в-расмда кўрсатилган.

p - n ўтишда вольтларда ифодаланган *контакт потенциаллар фарқи* $U_K = \varphi_n - \varphi_p$ га тенг бўлган потенциал тўсиқ ёки контакт потенциаллар фарқи ҳосил бўлиши 2.1 б-расмдан кўриниб турибди. U_K қиймати яримўтказгич тақиқланган зона кенглиги ва киритмалар концентрациясига боғлиқ бўлиб, қуйидаги ифода билан ҳисобланади:

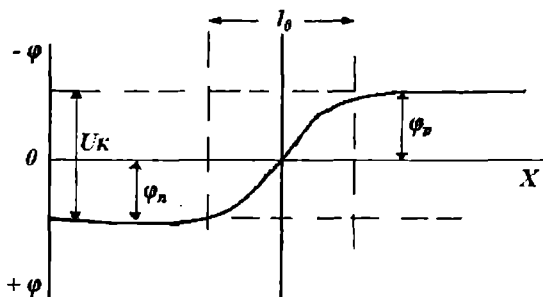
$$U_K = \frac{kT}{q} \ln \frac{n_n}{n_p} = \frac{kT}{q} \ln \frac{p_p}{p_n}. \quad (2.1)$$

Одатда, германийли p - n ўтишлар учун контакт потенциаллар фарқи $U_K \approx 0,35V$ ни, кремнийлилар учун эса, $0,7V$ ни ташкил этади.

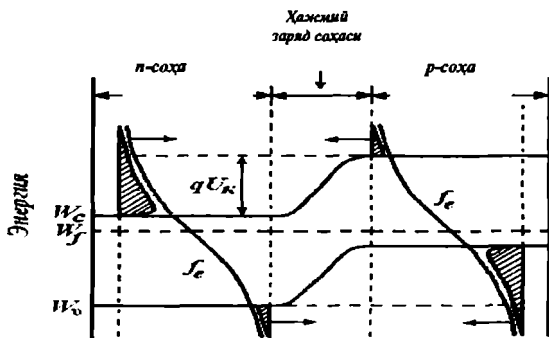
a)



б)



в)



2.1-расм. Термодинамик мувозанат ҳолатидаги p - n ўтиш.

p - n ўтишни ҳосил қилувчи N_d ва N_a киритмалар концентрацияси технологик чегарада зинасимон ўзгарса, *кескин p - n ўтиш* юзага келади. Унинг кенглиги l_0 нафақат киритмалар

концентрациясига, балки ўтишдаги концентрациянинг ўзгариш қонуниятига боғлиқ бўлиб, қуйидаги ифода бўйича топилади:

$$I_0 = \sqrt{\frac{2\varepsilon_0\varepsilon U_K}{q}} U_K \left(\frac{1}{N_a} + \frac{1}{N_d} \right) \quad (2.2)$$

ва микрометрнинг ўнларча улушидан бир неча микрометргача бўлган қийматларни ташкил этади. Демак, тор p - n ўтиш ҳосил қилиш учун яримўтказгичга юқори концентрацияли киритмалар киритиш, кенг p - n ўтиш ҳосил қилиш учун эса, киритмалар концентрацияси кичик бўлиши керак.

Бу ерда, q – электрон заряди, ε_0 – электр доимийси, ε – яримўтказгичнинг нисбий электр доимийси.

2.2. Номувозанат ҳолатда p - n ўтиш

p – n ўтиш тоқлари. Электрон ва ковакнинг ўртача иссиқлик энергияси яримўтказгич температураси билан белгиланади ва kT га тенг, k – Больцман доимийси, T – абсолют температура. Яримўтказгичдаги ҳар бир зарра энергияси ўртача энергиядан фарқ қилади. Айнамаган n – яримўтказгичда энергияси W_i дан кичик бўлмаган электронлар концентрацияси Больцман тақсмотига биноан қуйидаги ифода билан аниқланади:

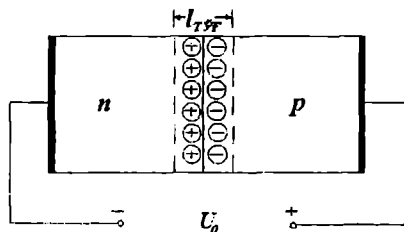
$$n = n_n \cdot \exp\left(-\frac{W_i}{kT}\right). \quad (2.3)$$

Ундан юқори энергияли заррачалар сони экспоненциал равишда кескин камайиши кўриниб турибди. Бу ерда, n_n – асосий заряд ташувчиларнинг концентрацияси. Шунга ўхшаш ифода ковакларни энергиялар бўйича тақсимланишини белгилайди.

p - ва n - яримўтказгичлар контактга келтирилганда энергияси юқори бўлган заряд ташувчилар ($W_i \geq U_K/q$) p - n ўтиш орқали қўшни соҳаларга диффузияланиш ҳисобига p - n ўтишнинг электр майдонига тескари йўналишда силжийдилар. Натижада, **диффузия тоқи** $I_{\text{диф}}$ ҳосил бўлади. Асосий заряд ташувчиларнинг p - n ўтиш орқали диффузияланиши билан бир вақтда ноасосий заряд ташувчиларнинг p - n ўтиш майдони йўналишида силжиши бошланади. Бу майдон ноасосий заряд ташувчиларга тезлатувчи таъсир кўрсатиб, **дрейф тоқини** ҳосил қилади. p - n ўтишга электр кучланиш берилмаганда термодинамик мувозанат юзага келади, яъни диффузия ва дрейф тоқлари абсолют қийматлари тенг бўлади. Диффузия ва

дрейф токлари қарама-қарши томонларга йўналган бўлгани сабабли p - n ўтиш орқали ток оқмайди, яъни макроскопик заряд ташиш амалга ошмайди (2.1 в-расм).

p - n ўтишининг тўғри уланиши. Агар p - n ўтишга ташқи кучланиш U_0 берилса, мувозанат бузилади ва ундан ток оқиб ўта бошлайди. Кучланиш манбаининг мусбат кутби p – соҳага, манфий кутби эса n – соҳага уланса, p - n ўтиш тўғри уланган ёки тўғри силжитилган деб аталади (2.2 - расм).



2.2 - расм. p - n ўтишнинг тўғри уланиши.

Бунда кучланиш манбаи ҳосил қилаётган электр майдон йўналиши p - n ўтиш ички электр майдони йўналишига тескари бўлгани учун натижавий майдон кучланганлиги камаяди. Бу ўз навбатида p - n ўтишдаги потенциал тўсиқ баландлигини qU_0 га камайишига олиб келади. Натижада, p - n ўтиш кенглиги ҳам кичиклашади.

Потенциал тўсиқнинг камайиши натижасида асосий заряд ташувчиларнинг p - n ўтиш орқали ўтиши ортади, диффузия токи қиймати катталашади. p – ва n – соҳаларда номувозанат ноасосий заряд ташувчилар (p – соҳада Δn электронлар, n – соҳада эса Δp коваклар) ҳосил бўлади. Яримўтказгич ҳажмига ноасосий заряд ташувчиларни «пуркаш» (киритиш) ҳодисаси *инжекция* деб аталади.

p - n ўтишга берилган кучланиш қиймати ўзгариши билан диффузия токи қиймати (2.3)га мувофиқ экспоненциал қонун бўйича ўзгаради:

$$I_{диф} = I_0 e^{qU_0/kT} \quad (2.4)$$

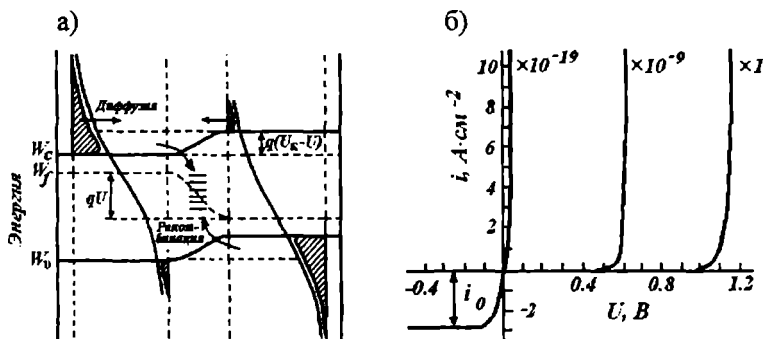
бу ерда, I_0 – тўйиниш ёки p - n ўтишнинг тескари токи.

Тўғри силжитилганда потенциал тўсиқнинг ўзгариши тесқари ток қийматиға таъсир этмайди, чунки у вақт бирлиги ичида иссиқлик ҳаракат натижасида хаотик ҳаракатланиб, p - n ўтиш орқали ўтаётган ноасосий заряд ташувчилар сони билан белгиланади. Диффузия ва дрейф тоқлар қарама-қарши томонға йўналганлиги сабабли, p - n ўтиш орқали оқадиган натижавий тўғри ток (2.1)ни эътиборға олган ҳолда, куйидагича топилади:

$$I_{\text{тўғри}} = I_{\text{дрейф}} - I_0 = I_0(e^{qU/kT} - 1). \quad (2.5)$$

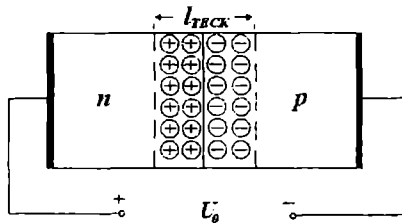
I_0 ток қиймати германийли p - n ўтишларда ўнларча микроамперни, кремнийлиларда эса, наноамперларни ташқил этади ва температура ортиши билан кескин ортади. Германийли ва кремнийли p - n ўтишлар учун I_0 қийматининг бундай катта фарқ қилиши, уларнинг тақиқланган зоналари кенглигидаги фарқ билан аниқланади.

GaAs асосидаги p - n ўтишнинг ток ўқи бўйича турли масштабларда келтирилган вольт - ампер характеристикаси (ВАХ) 2.3,6-расмда келтирилган.



2.3-расм. Тўғри силжитилган p - n ўтишдаги жараёнлар (а) ва GaAs асосидаги p - n ўтишнинг ток бўйича турли масштаблардаги ВАХи (б).

p - n ўтишнинг тесқари уланиши. p - n ўтиш тесқари уланганда ташқи U_0 кучланиш манбаининг мусбат кутби n – соҳаға, манфий кутби эса p – соҳасиға уланади (2.4-расм).



2.4-расм. p - n ўтишнинг тескари уланиши.

Бунда ташқи электр майдон p - n ўтишнинг ички электр майдони билан бир томонга йўналган бўлади, шу сабабдан потенциал тўсиқ қиймати $q(U_K + U_0)$ ва кенглиги ортади ($l_{TUF} < l_{TECK}$). I ни топиш учун қуйидаги ифодадан фойдаланиш қулай:

$$I = I_0 \sqrt{\frac{U_0}{U_K}}, \quad (2.6)$$

бу ерда, I_0 – p – n ўтишнинг ташқи майдон бўлмагандаги кенглиги (2.2га қаранг).

Потенциал тўсиқнинг ортиши диффузия токининг экспоненциал камайишига олиб келади

$$I_{\text{диф}} = I_0 e^{-qU_0/kT}. \quad (2.7)$$

Тўйиниш токи I_0 потенциал тўсиқ баландлигига боғлиқ бўлмагани учун p - n ўтиш орқали оқаяётган натижавий ток

$$I_{\text{TECK}} = I_0 e^{-qU_0/kT} - I_0 = I_0 (e^{-qU_0/kT} - 1). \quad (2.8)$$

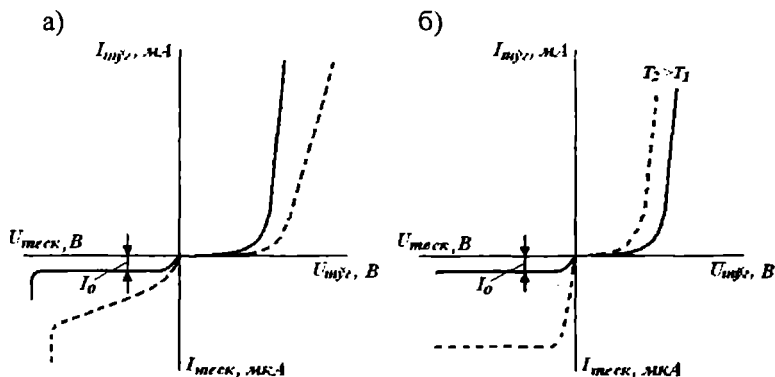
p - n ўтиш тескари уланганда контактлашувчи яримўтказгичлардан ноасосий заряд ташувчилар «тортиб оланади». Тескари ток *экстракция токи* деб аталади.

2.3. p - n ўтишнинг вольт – ампер характеристикаси

p - n ўтиш орқали оқаяётган токнинг унга берилаётган кучланишга боғлиқлиги $I=f(U_0)$ *вольт - ампер характеристика (ВАХ)* дейилади. Умумий ҳолда p - n ўтиш ВАХи (2.5) ва (2.8)лар асосида экспоненциал боғлиқлик ёрдамида ифодаланади (2.5,а-расм).

$$I = I_0 \left[\exp\left(\pm \frac{qU_0}{kT}\right) - 1 \right]. \quad (2.9)$$

p - n ўтишга тўғри силжитиш берилганда U_0 ишораси мусбат, тескари кучланиш берилганда эса, манфий олинади. Тўғри кучланиш $U_{T\text{ўғ}} \geq 0,1$ бўлганида ифодадаги экспоненциал ташкил этувчига нисбатан бирни ҳисобга олмаса ҳам бўлади, бунда тўғри ток кучланиш ортиши билан экспоненциал ортади. Тескари силжитиш берилганда тескари ток кучланишнинг $0,2$ В қийматида I_0 қийматга етади ва ундан кейин кучланиш ортиши билан деярли ўзгармайди. Бу ток p - n ўтишнинг **тўғри токи** деб юритилади.



2.5-расм. Идеаллаштирилган (узлуксиз чизик) ҳамда реал (пунктир чизик) p - n ўтишнинг ВАХи (а) ва унинг температура билан ўзгариши (б).

Тескари ток тўғри токка нисбатан бир неча тартибга кичик, яъни p - n ўтиш токни тўғри йўналишда яхши, тескари йўналишда эса ёмон ўтказди. Бундан p - n ўтишнинг тўғрилаш, токни бир томонга ўтказиш хусусияти келиб чиқади ва ундан ўзгарувчан токни ўзгармас токка ўгирувчи тўғрилагич сифатида фойдаланиш имконияти туғилади.

Идеал p - n ўтишнинг ВАХи (2.9) тенглама билан аниқланади. Бундай p - n ўтишнинг p - ва n -соҳалари ҳажмий қаршилиги нолга тенг, p - n ўтишдан ток ўтганда генерация – рекомбинация жараёни билан боғлиқ мувозанат бузилмайди ва тўғри силжитилганда I_0 тўғри токи қиймати ўзгармайди деб ҳисобланади. Реал p - n ўтишларда p - ва n -соҳалар маълум қаршилик r_6 га эга ва у ўнларча Омни ташкил этади. Шунинг учун (2.9) формулага p - n ўтишга қўйилган кучланиш билан унга ташқаридан берилган U_0 кучланиш

фарқини ҳисобга олувчи тузатиш киритилади. Ушбу тузатишни эътиборга олган ҳолда, (2.9)ни қуйидагича ёзиш мумкин:

$$I = I_0 \left[\exp \left(\frac{q(U_0 - r_e I)}{kT} \right) - 1 \right]. \quad (2.10)$$

Инжекция жараёнида I_0 ток қийматини белгиловчи ноасосий заряд ташувчилар концентрацияси ортади. Бу ўз навбатида p - n ўтишдан ўтаётган натижаловчи токни камайтиради. Ушбу икки омил ҳисобига p - n ўтишдан оқаётган тўғри токнинг кучланишга боғлиқлиги идеаллаштирилган характеристикадагига қараганда камаяди (2.5-а расмда пунктир чизиқ).

p - n ўтишга тескари силжитиш берилганда унинг ВАХи тескари шахобчасида ҳам фарқ кузатилади. Тескари кучланиш қиймати ортган сари p - n ўтиш кенглиги ҳам ортади. Натижада, иссиқлик генерацияси ҳисобига p - n ўтишда генерацияланаётган электрон – ковак жуфтликлари сони ортади. Демак, тескари ток қиймати ҳам ортади (2.5-а расмда пунктир чизиқ).

Экспоненциал ташкил этувчи $\exp[qU_0/kT]$ температура ортиши билан камайишига қарамасдан, ВАХнинг тўғри шахобчаси тиклиги температура билан ортади (2.5-б расм). Бу I_0 нинг температурага кучлироқ боғлиқлиги билан белгиланади. Натижада берилган тўғри кучланишларда температура ортиши билан ток ортади. Амалда температуранинг ВАХга таъсири *кучланишнинг температура коэффиценти (КТК)* деб аталувчи параметр билан баҳоланади. КТКни аниқлаш учун токнинг ўзгармас қийматида температура оширилади ва p - n ўтишдаги кучланиш қиймати ўлчанади. Одатда, КТК манфий ишорага эга, яъни температура ортиши билан p - n ўтишдаги кучланиш камаяди. Кремнийли p - n ўтишлар учун КТК -2 мВ/град ни ташкил этади.

2.4. p - n ўтишнинг тешилиш турлари

Тескари уланган p - n ўтиш токининг кескин ортишига мос келувчи кучланиш *тешилиш кучланиши* $U_{ТЕШ}$ деб аталади. Тешилишни икки хил механизми мавжуд: электр ва иссиқлик. Иккала ҳолда ҳам токнинг кескин ўсиши p - n ўтиш соҳасида ЭЗТларнинг қўшимча генерацияси билан боғлиқ. Электр тешилишда заряд ташувчилар сони кучли электр майдон таъсирида, иссиқлик тешилишда эса, атомларда бўладиган термик генерация ҳисобига ортади.

Электр тешилиш механизми икки хил табиатга эга: кўчкили ва туннель.

Кўчкили тешилиш. Электрон ёки ковак яримўтказгич атоми билан тўқнашиб уни ионлаштиради. Бунинг учун у электр майдон таъсирида эркин югуриш узунлигида яримўтказгичнинг тақиқланган зонаси энергиясидан катта энергия олиб улгурган бўлиши лозим.

Заряд ташувчи электр майдон таъсирида етарли кинетик энергия тўплагандан сўнг, атом билан тўқнашади ва ундан валент электронни уриб чиқариб ўтказувчанлик зонасига ўтказади. Зарба натижасида генерацияланган электрон – ковак жуфтлик ҳам майдон таъсирида тўқнашганда ионлаштириш жараёнида иштирок этади. Жараён кўчкисимон ортади ва тескари токнинг кескин ортишига олиб келади. p - n ўтишдан кетаётган n_2 заряд ташувчиларни ўтишга кираётган n_1 заряд ташувчилар сонига нисбати *кўчкили кўпайиш коэффициенти* $M = n_2 / n_1$ деб аталади. Уни баҳолаш учун қуйидаги аппроксимациядан фойдаланилади:

$$M = \frac{1}{1 - \left(\frac{U_{ТЕСК}}{U_{ТЕШ}} \right)^m} \quad (2.11)$$

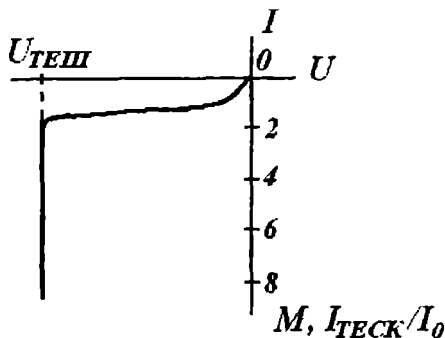
Бу ерда, m – яримўтказгич материалга ва база соҳа турига боғлиқ параметр, n – кремний ва p – германий учун $m=5$, p – кремний ва n – германий учун $m=3$.

p - n ўтишдаги электр майдон кучланганлигининг ўртача қиймати $E = U_{ТЕСК} / l$. Бу ерда ўтиш кенглиги l (2.2) ва (2.6) формулалар ёрдамида топилади. Кўчкили тешилиш кучланиши $U_{ТЕШ}$ қиймати яримўтказгич тақиқланган зона кенглиги ортиши ва киритмалар концентрацияси камайиши билан ортиб боради. Амалда тешилиш режимида p - n ўтиш тескари токнинг тескари кучланиш билан қуйидаги эмпирик боғлиқлигидан фойдаланилади:

$$I_{ТЕСК} = \frac{I_0}{1 - \left(\frac{U_{ТЕСК}}{U_{ТЕШ}} \right)^a} \quad (2.12)$$

Турли яримўтказгич материаллар учун $a=2\div 6$.

Кўчкили тешилишда M ва $I_{ТЕСК}$ ларнинг $U_{ТЕСК}$ га боғлиқлиги 2.6-расмда келтирилган.



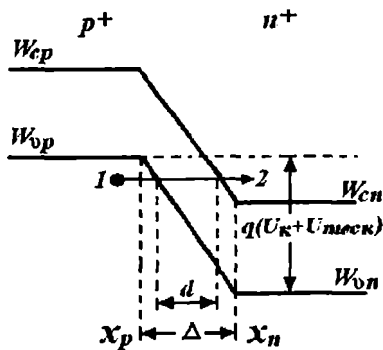
2.6-расм. Кўчкили тешилишда M ва $I_{ТЕСК}$ ларнинг $U_{ТЕСК}$ га боғлиқлиги.

Туннель тешилиш. Тескари ток ҳосил бўлишида термогенерация натижасида ҳосил бўлган ЭЗТлардан ташқари p – соҳанинг валент зонасидан n – соҳанинг ўтказувчанлик зонасига туннель ўтувчи электронлар ҳам қатнашиши мумкин. Электронларнинг ўз энергиясини ўзгартирмасдан (изоэнергетик) потенциал тўсиқ орқали сизиб ўтиши **туннель ўтиш** деб аталади. Туннель ўтиш бўлиши учун иккита шарт бажарилиши зарур:

а) потенциал тўсиқ кенглиги $d \leq 10$ нм бўлиши, яъни $p^+ - n^+$ – соҳаларда киритмалар концентрацияси $5 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$ дан юқори бўлмоғи лозим;

б) тескари кучланиш таъсирида энергетик зоналар шундай сурилсинки, p – соҳанинг тўлдирилган валент зонаси қаршисида n – соҳанинг ўтказувчанлик зонаси тўлдирилмаган сатҳлари ётсин.

Тескари кучланиш бўсағавий кучланишдан катта бўлган ($U_{ТЕС} > U_{БҮС}$) ҳолда $p^+ - n^+$ - ўтишнинг энергетик диаграммаси 2.7-расмда келтирилган. Бунда электроннинг 1-нуқтадан 2-нуқтага туннель ўтиши стрелка билан кўрсатилган. p – яримўтказгичнинг валент зонасидаги электрон ЭЗТ эмас эканлигини таъкидлаб ўтамыз. У n – яримўтказгичнинг ўтказувчанлик зонасига ўтгандан кейингина ўзини ЭЗТдек тутаяди. Шундай қилиб, валент электроннинг p – соҳадан n – соҳага туннель ўтиши натижасида тескари ток қийматига улуш қўшувчи электрон-ковак жуфтлиги генерацияланади.



2.7-расм. Тескари кучланиш берилганда $p^+ - n^+$ - ўтишнинг энергетик диаграммаси.

Ўтказувчанлик электронларининг n – яримўтказгичдан p – яримўтказгич валент зонаси вакант (бўш) сатҳларига туннель ўтиши электрон-ковак жуфтликларнинг рекомбинацияланишига ва ўз навбатида, тескари токнинг камайишига олиб келади. Электрон-ковак жуфтликларининг генерацияланиш жадаллиги рекомбинацияланиш жадаллигига нисбатан анча юқори. Тескари кучланиш ортиши билан тунеллашув интервали (оралиги) ва ундаги электронлар сони ортиши ҳисобига туннель ток кескин ортади.

Туннель тешилиш тескари токнинг тескари кучланиш $U_{ТЕСК}$ га боғлиқлиги кўчкили тешилишдагига ўхшаш бўлиб (2.5 - расм), тиклиги кичикроқдир.

$p-n$ ўтишнинг *иссиқлик тешилиши* ундан тескари ток оққанида иссиқлик етарлича сочилмаслиги натижасида $p-n$ ўтиш қизиб кетиши ҳисобига юз беради. Қизиш тескари ток қийматини оширади, натижада, $p-n$ ўтиш янада кўпроқ қизийди, оқибатда $p-n$ ўтиш ишдан чиқади.

2.5. $p-n$ ўтишнинг электр параметрлари

$p-n$ ўтишнинг дифференциал қаршилиги ва сифими унинг муҳим электр параметрлари ҳисобланади.

Дифференциал қаршилик. У $p-n$ ўтишнинг кичик амплитудали ўзгарувчан токка кўрсатган актив қаршилигига эквивалент бўлиб, $R_{диф} = dU/dI$ ифода билан аниқланади. Дифференциал

қаршилиқ ВАХнинг белгиланган нуқтасидаги тикликка тесқари пропорционал. Идеаллаштирилган p - n ўтиш учун (2.9) формуладан $R_{\text{диф}}$ нинг аналитик ифодасини топиш мумкин

$$R_{\text{диф}} = \frac{kT}{(I + I_0)q} \quad (2.13)$$

Тўғри силжитилганда $I \gg I_0$, шунинг учун

$$R_{\text{диф}} = \frac{kT}{Iq} \quad (2.13 \text{ а})$$

p - n ўтишга тўғри кучланиш берилганда $R_{\text{диф}}$ қиймати кичик ва кучланиш ортиши билан камайди, тесқари силжитилганда эса жуда юқори бўлади.

p - n ўтиш сизими. p - n ўтишдаги кўш электр қатлам – **барьер сизимини**, p - ва n - соҳалардаги номувозанат ноасосий заряд ташувчилар – **диффузия сизимини** вужудга келтиради.

Статик режимда ёки паст частотали кучланиш таъсир этганда p - n ўтишдаги ток ва кучланиш орасидаги боғлиқлик (2.10) муносабат билан ифодаланлади. **Динамик режим**да барьер ва диффузия сизимлари мавжудлиги туфайли (2.10)дан фойдаланиб бўлмайди.

Паст частоталарда p - n ўтиш токи электрон - ковак ўтишнинг ҳамда яримўтказгич p - ва n - соҳаларининг актив қаршилиги (r_B) билан аниқланади. Юқори частоталарда p - n ўтишнинг инерциядорлиги унинг сизими билан белгиланади.

p - n ўтиш тўғри уланганда чегарадош соҳаларга ноасосий заряд ташувчилар инжекцияланади. Бунинг натижасида p - n ўтиш чегаралари яқинидаги юпқа қатламларда қийматлари бир-бирига тенг қарама-қарши ишорали номувозанат ноасосий заряд ташувчилар $Q_{\text{диф}}$ тўпланадилар. Кучланиш қиймати ўзгарганда инжекцияланган заряд ташувчилар сони, заряд миқдори ўзгаради. Зарядларнинг кучланиш таъсирида бундай ўзгариши конденсатор қопламаларида заряднинг ўзгаришига ўхшайди. Ноасосий заряд ташувчилар базага диффузия ҳисобига келгани сабабли бу сизим **диффузия сизим** деб аталади ва қуйидаги формулага биноан ҳисобланади:

$$C_{\text{диф}} = \frac{qI \tau}{kT} \quad (2.14)$$

Тўғри ток қиймати ва заряд ташувчиларнинг базада яшаш вақти ортиши билан диффузия сиғим ортади. p - n ўтиш тескари силжитилиши билан $C_{\text{диф}}=0$ бўлади. Диффузия сиғимнинг кучланиш билан ўзгариши p - n ўтиш ВАХ тўғри шахобчаси билан ўхшашлиги (2.14)дан кўриниб турибди. Частота ортиши билан диффузия сиғим камаяди.

Электрон - ковак ўтиш қўш электр қатламни ташкил этади ва зарядланган конденсаторга ўхшайди. p - n ўтиш сиғими ўтиш юзаси S , унинг кенглиги ва яримўтказгичнинг диэлектрик доимийси ϵ билан аниқланади. У *барьер сиғим деб* аталади ва қуйидаги ифода билан аниқланади:

$$C_{B0} = S \sqrt{\frac{\epsilon_0 \epsilon q N_d}{2U_k \left(1 + \frac{N_d}{N_a}\right)}}. \quad (2.15)$$

p - n ўтишга кучланиш берилганда унинг қалинлиги ўзгаргани сабабли сиғими ҳам ўзгаради. Сиғимнинг кучланиш қийматига боғлиқлиги қуйидагича бўлади:

$$C_B = C_{B0} \sqrt{\frac{U_k}{U_k \pm U}}. \quad (2.16)$$

Бу ифодада p - n ўтиш тўғри уланганда ишора манфий, тескари уланганда эса, мусбат олинади. Барьер сиғим C_B p - n ўтишга берилган кучланиш қийматига боғлиқ бўлгани сабабли, ундан ўзгарувчан сиғимли конденсатор сифатида фойдаланиш мумкин.

Тўғри силжитилганда диффузия сиғим барьер сиғимдан анча катта қийматга эга, тескари силжитилганда эса, аксинча бўлади. Шу сабабли тўғри силжитилганда p - n ўтишнинг инерциядорлиги диффузия сиғими билан, тескари силжитилганда эса, барьер сиғими билан аниқланади.

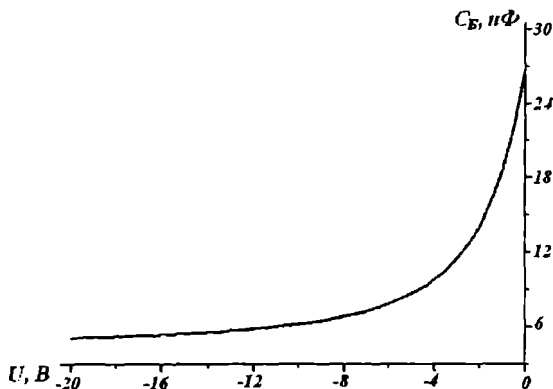
Барьер сиғим частотага боғлиқ эмас. p - n ўтишнинг вольт – фарад характеристикаси 2.8-расмда келтирилган.

Электрон асбобларни ишлатишда, баҳолашда ва лойиҳалашда моделлаштиришдан кенг фойдаланилади. Хусусан, (2.10) муносабат статик режимда p - n ўтишнинг аналитик моделини, ВАХ эса (2.5-расмга қаранг), график моделини тасвирлайди

Динамик режимда p - n ўтишнинг хусусиятларини ифодалаш учун ҳам қатор моделлардан, хусусан, *динамик ВАХ*лардан фойдаланилади. Сиғимлар таъсирини эътиборга олган ҳолда, ушбу модель чегарасида p - n ўтиш токини қуйидаги ифодадан топиш мумкин:

$$I = I(U) + C_d \frac{dU}{dt}, \quad (2.17)$$

бу ерда, $I(U)$ – статик ВАХдан аниқланадиган ток, $C_d = C_B + C_{диф}$ – кўринишга эга бўлиб, у p - n ўтиш сиғимини ифодалайди.



2.8-расм. p - n ўтишнинг вольт - фарада характеристикаси.

(2.17)дан фойдаланиб, $C_d(U)$ сиғим қийматларини билган ҳолда, кучланишнинг турли ўзгариш тезликлари dU/dt учун, яъни турли частоталар учун $I = f(U, dU/dt)$ характеристикалар оиласини қуриш мумкин.

2.6. Металл – яримўтказгич ўтишлар

Яримўтказгич асбобларнинг p - ва n - соҳаларидан электродлар чиқариш учун металл-яримўтказгич контактлардан фойдаланилади. Бундай *контактлар тўғриловчи ёки омик* (Ом қонунига бўйсунувчи) хусусиятга эга бўлиши мумкин. Улар яримўтказгичнинг ўтказувчанлик турига, киритмалар концентрациясига, электронларнинг яримўтказгич ва металлдан чиқишишлари нисбатига боғлиқ ҳолда ҳосил қилинадилар.

Тўғри йўналишдаги қаршилиги тескари йўналишдагисидан кичик бўлган ва ночизикли ВАХ (2.3-б расм)га эга контакт *тўғриловчи контакт* деб аталади. Қаршилиги контактдан ўтаётган ток қиймати ва йўналишига боғлиқ бўлмаган контактлар *омик контакт* дейилади. Металлдан ёки яримўтказгичдан электронни тор-

тиб олиш учун сарфланадиган иш миқдори **чиқиш иши** деб юри-
тилади ва u электрон - вольт (эВ) бирликларда ўлчанади, 1
 $эВ=1,60 \cdot 10^{-19}$ Дж.

Тўғриловчи контактлар. Металл билан n -турли яримўтказ-
гич орасида тўғриловчи контакт ҳосил қилиш учун электрон-
ларнинг яримўтказгичдан чиқиш иши $A_{яў}$ металларики $A_{МЕТ}$ дан
кичик бўлмоғи лозим. Бунда $A_{МЕТ} > A_{яў}$ бўлгани учун контакт
соҳасидаги яримўтказгичдан электронлар металлга кўпроқ диффу-
зияланади, натижада металлнинг контакт соҳалари манфий заряд-
ланади. Яримўтказгичнинг чегарадош соҳасида эса асосий заряд
ташувчилар сони камайиб, кўзғалмас донор ионлар ҳисобига
мусбат зарядланган қатлам ҳосил бўлади. Манфий ва мусбат қат-
ламлар ҳисобига электр майдон ва потенциал тўсиқ ҳосил бўлади.
Яримўтказгичнинг солиштирма қаршилиги металлникига қараганда
юқори бўлгани учун ҳосил бўлган электр ўтиш (металл – ярим-
ўтказгич) асосан, яримўтказгич соҳасида жойлашади.

Мувозант ҳолатда n – яримўтказгичнинг электронлари учун
потенциал тўсиқ баландлигини белгиловчи контакт потенциаллар
фарқи, чиқиш ишлар фарқига тенг бўлади

$$U_{шк} = (A_{мет} - A_{яв}) / q.$$

Барьер баландлигини назарий аниқлаш анча мураккаб бўлгани
сабабли амалиётда тажриба натижаларидан фойдаланилади.
Масалан, n – турдаги кремнийнинг олтин билан ҳосил қилган
contact потенциаллар фарқи $U_{шк}=0,78эВ$ ни, алюминий билан эса,
 $U_{шк}=0,72эВ$ ни ташкил этади.

Металл - n – яримўтказгич асосидаги контактнинг мувозанат
ҳолатдаги кенглиги, кескин p - n ўтишниги каби, (2.2) формулада U_K
ни $U_{шк}$ га ўзгартириб топилиши мумкин.

Агар ташқи кучланиш манбаининг мусбат электроди
металлга, манфий электроди эса n – яримўтказгичга уланса (тўғри
силжитиш), электронларни яримўтказгичдан металлга ўтишига
тўсқинлик қилувчи потенциал тўсиқ qU_0 га пропорционал камаяди.
Бунда яримўтказгичнинг электронлари пасайган тўсиқдан ўтиб,
тўғри ток I ни ҳосил қиладилар.

Ташқи кучланиш тескари (манфий электроди металлга)
уланганда потенциал тўсиқ $q|U_0|$ га пропорционал равишда ортади.
Бунда металлдан яримўтказгичга ўтаётган электронлар ва яримўт-
казгичнинг коваклари I_0 тескари ток ҳосил қиладилар.

Металл-яримўтказгич ўтишнинг статик ВАХси ҳам, p - n ўтишникига ўхшайди

$$I = I_0 \left[\exp\left(\pm \frac{qU_0}{kT}\right) - 1 \right],$$

лекин тўйиниш токи I_0 нинг қиймати фарқ қилади. Масалан, n – яримўтказгич учун $N_d=10^{15}$ см⁻³, юзаси $S=10^{-4}$ см², температура $T=300$ Кни ташкил этганда p - n ўтиш учун тескари ток $I_0=10^{-14}$ А ни, алюминий-кремний контакт учун эса $I_0=2 \cdot 10^{-9}$ А ни ташкил этади.

Металл-яримўтказгич асосидаги потенциал тўсик **Шоттки барьер**и (тўсифи), диодлар эса, **Шоттки диоди** деб юритилади. Айтилганлардан Шоттки диодларида ноасосий заряд ташувчиларнинг тўпланиши ва чиқариб юборилиши билан боғлиқ диффузия сиғими нолга тенглиги келиб чиқади. Натижада, Шоттки диодларининг тезкорлиги ток ва кучланишлар ўзгарганда, жумладан, ток ва кучланишлар тўғридан тескарига ва аксинча ўзгарганда фақат барьер сиғимнинг металл қаршилиги орқали қайта зарядланиш вақти билан белгиланади. Кичик юзага эга бўлган бундай диодларнинг қайта уланиш вақти наносекунднинг ўнларча ва юзларча улушларини ташкил этади. Шунга мос ишчи частоталар $3 \div 15$ ГГц ни ташкил этади.

Электрон асбобларнинг p – ва n – соҳаларига металл электродлар уланган жойларда **омик контактлар** ҳосил қилинади. Демак, p - n тузилмада p - n ўтишдан ташқари яна иккита электр ўтиш мавжуд: улардан бири – p – соҳадан, иккинчиси эса, n – соҳадан электродлар чиқариладиган жойларда бўлади. Агар бу ўтишлар инжекцияловчи бўлса, уларга тескари силжитиш берилганда электронларнинг p – соҳага ва ковакларнинг n – соҳага инжекцияси бошланади. Инжекцияланган ноасосий заряд ташувчилар p - n ўтишга етиб бориб, тескари ток ҳосил бўлишида қатнашади. Шунинг билан p - n ўтишнинг носимметрик ўтказувчанлиги йўқолади. Омик контакт қуйидаги: чизикли ВАХ; кичик контакт қаршиликка; инжекцияламайдиган электр хусусиятларга эга бўлмоғи зарур.

Контакт ушбу хусусиятларга эга бўлиши учун n – яримўтказгич сиртига яримўтказгич чиқиш ишига нисбатан кичикроқ чиқиш ишига эга бўлган металл, p – соҳа сиртига эса яримўтказгичга нисбатан каттароқ чиқиш ишига эга бўлган металл пуркалади. Яримўтказгичнинг контакт олди соҳалари юқорироқ концентрацияли асосий заряд ташувчиларга ва шунинг учун кичикроқ қаршиликка эга бўладилар. Бундан ташқари, контактлардаги электр

Ўтишлар кенглиги жуда кичик бўлиб, туннель ток ўтиши кузатилади. Бунда контакт токни иккала йўналишда ҳам яхши ўтказди, яъни омик бўлади.

2.7. Гетероўтишлар

Тақиқланган зона кенгликлари турлича бўлган яримўтказгичлар туташтирилганда ҳосил бўлувчи электр ўтишлар *гетероўтишлар* деб аталади. Гетероўтиш ҳосил қилувчи яримўтказгичлар кристалл тузилиши бир хил бўлиб, кристалл панжара доимийси бир-бириникига яқин бўлмоғи зарур. Бундай шартга қуйидаги яримўтказич жуфтликлар жавоб беради: германий – кремний, германий – арсенид галлий, арсенид галлий – фосфид галлий ва бошқалар. Гетероўтишлар оптоэлектрон асбобларда (нурланувчи диодлар, яримўтказгич инжекцион лазерлар, фотодиодлар ва бошқалар) кенг қўлланилади.

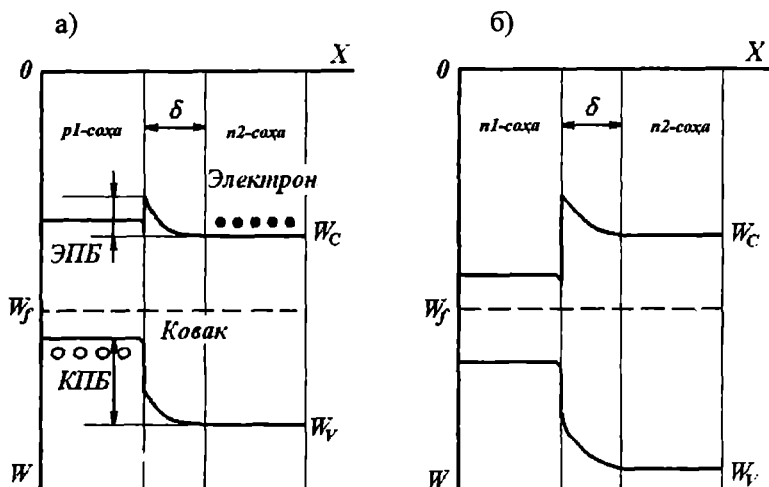
Гетероўтишлар асосида гетеротузилмалар яратганлиги, улар хусусиятларини ўрганган ҳамда яримўтказгич асбобларнинг янги турларини ҳосил қилгани учун академик Ж.И. Алферов 2000 йилда Нобель мукофотига сазовор бўлди.

Гетероўтишли тузилмалар комбинациясининг тўрт хилини амалга ошириш мумкин: $p_1 - n_2$, $n_1 - n_2$, $n_1 - p_2$ ва $p_1 - p_2$. Гетероўтишлар хусусиятларининг фарқи, уларнинг энергетик диаграммаларидан келиб чиқади.

$p_1 - n_2$ гетероўтиш зоналар энергетик диаграммасини кўриб чиқамиз. Яримўтказгичларнинг p – турлиси тор тақиқланган зонали, n – турлиси эса кенг зонали бўлсин. Зоналар энергетик диаграммаси қурилишига ортиқча эътибор қаратмасдан, унинг энг муҳим хусусиятини – электрон ва коваклар учун потенциал тўсиқлар қиймати турлича эканлигини айтиб ўтамиз. Ушбу тузилма ўтказувчанлик зонадаги электронларга бўлган потенциал барьер (ЭПБ) валент зонадаги коваклар учун потенциал барьер (КПБ) га нисбатан кичик.

Тўғри кучланиш берилганда ЭПБ камаяди ва электронлар n – яримўтказгичдан p – яримўтказгичга инжекцияланади. Бунда қўшни соҳадаги КПБ камайса ҳам, ковакларнинг p – соҳадан n – соҳага инжекцияланишига йўл бермайдиган даражада камаяди. Шунинг учун коваклар p – соҳадан n – соҳага деярли инжекцияланмайди. Ушбу хусусият гетероўтишларнинг гомоўтишларда

амал-га ошириб бўлмайдиган қатор хусусиятларини белгилайди. Масалан, транзисторнинг база соҳаси эмиттерга нисбатан юқори-роқ легирланган бўлса ҳам, эмиттернинг инжекция коэффици-ентини бирга яқин бўлишига эришиш мумкин. Бундан ташқари, контактлашувчи яримўтказгичлар ўтказувчанлик тури бир хил ($n_1 - n_2$ ва $p_1 - p_2$ тузилмалар) бўлганда ҳам гетероўтишларда тўғрилаш хусусияти сақланади.



2.9-расм. p_1-n_2 (а) ва n_1-n_2 (б) гетероўтишларнинг энергетик диаграммалари.

Масалан, $n_1 - n_2$ тузилма зоналар энергетик диаграммасидан, n_1 - яримўтказгич n_2 - га қараганда тор тақикланган зонали бўлганида (2.9-расм), тўғри уланиш амалга оширилса, инжекция-ланувчи заряд ташувчилар n_1 ва n_2 соҳаларнинг асосий заряд ташувчилари билан бир хил ишорага эга бўлади. Шундай қилиб, гетероўтишларда бир томонлама инжекция бўлганлиги (ноасосий заряд ташувчилар инжекцияси бўлмагани) сабабли, электрон асбоблар тезкорлигини ошириш имкони яратилади.

Идеаллашган гетероўтиш ВАХи (2.9) формула билан аниқланади. Гетероўтишларнинг бошқа муҳим хусусиятлари тегишли бўлимларда кўрилади.

Назорат саволлари

1. p - n ўтиши деб нимага айтилади ва у қандай аниқланади ?
2. p - n ўтиши тўғри ва тескари силжиситилганда унинг ичида қандай ҳодисалар рўй беради ?
3. Инжекция ва экстракция ҳодисаларини тушунтиринг.
4. Ўтишидаги кучланиш ўзгарганда инъекция ва экстракция тоқлари қандай ўзгаради ?
5. Нима сабабдан p - n ўтиши барьер сизими деб аталувчи сизимга эга ?
6. Тескари кучланиш ортганда p - n ўтишининг барьер сизими қандай ўзгаради?
7. p - n ўтишининг диффузия сизими нима ҳисобига ҳосил бўлади ?
8. Реал p - n ўтиши тузилмаси идеаллаштирилган p - n ўтишдан нимаси билан фарқ қилади ?
9. p - n ўтиши тоқи температурага қандай боғлиқ?
10. p - n ўтишининг қандай тешилиши турлари мавжуд ва улар бир - биридан қандай фарқланади ?
11. Металл билан n – турдаги яримўтказгич тўғриловчи контакт ҳосил қилганда зоналар энергетик диаграммасини чизинг.
12. Шоттки барьерни деганда нимани тушунади ?
13. Шоттки диоднинг асосий сифатларини келтиринг.
14. Шоттки диоднинг оддий p - n ўтишдан афзаллиги нимада ?
15. Гетероўтиши ҳосил қилишда яримўтказгич материалларга қандай талаб қўйилади ?
16. Гетероўтишлар қаерларда қўлланилади ?

III БОБ ЯРИМЎТКАЗГИЧ ДИОДЛАР

Яримўтказгич диод деб бир (ёки бир неча) электр ўтишларга эга икки электродли электрон асбобга айтилади. Диодлар радио-электрон қурилмаларда ишлатилиши ва бажарадиган вазифасига мувофиқ таснифланадилар.

Барча яримўтказгич диодларни икки гуруҳга ажратиш мумкин: тўғриловчи ва махсус вазифаларни бажарувчи. *Тўғриловчи диодлар* ўзгарувчан токни ўзгармас токка ўзгартириш учун қўлланилади. Тўғриланувчи ток шакли ва частотасига боғлиқ ҳолда улар паст частотали, юқори частотали ва импульс диодларга ажратилади. *Махсус вазифаларни бажарувчи диодларда* p - n ўтишларнинг турли электрофизик хусусиятларидан, масалан, тешилиш ҳодисаларидан, фотоэлектрик ҳодисалардан, манфий қаршиликка эга соҳалари мавжудлигидан ва бошқалардан фойдаланилади. Махсус вазифаларни бажарувчи диодлар, хусусан, ўзгармас кучланишни барқарорлаш, оптик нурланишни қайд этиш, электр схемаларда сигналларни шакллантириш ва бошқа вазифаларни амалга ошириш учун қўлланилади.

3.1. Тўғриловчи диодлар

Тўғриловчи диодлар ўзгарувчан кучланишли электр манбаларни ўзгармасга ўзгартириш учун ишлатилади. Тўғриловчи диодларнинг асосий хусусияти бир томонлама ўтказувчанликни намоён қилишдан иборат. Диодга тўғри кучланиш берилганда ундан катта ток ўтади, тескари кучланиш берилганда эса, ток деярли оқмайди.

Паст частоталарда ишловчи диодлар (паст частотали диодлар). Паст частотали тўғриловчи диодларнинг асосий вазифаси саноат частотали (50 Гц) ўзгарувчан токни ўзгармас токка ўзгартиришдан иборат. Бунда диод тўғриланган токнинг юқори қийматини таъминлаши зарур. Тўғриловчи диодлар одатда кичик, ўрта ва катта қувватли диодларга ажратилади ва мос равишда 0,3 А гача, 0,3 А дан 10 А гача ҳамда 10 А дан катта тоқларда ишлашга

мўлжалланади. Паст частотали диодларнинг $p-n$ ўтиш юзаси бошқа диодларникига нисбатан каттарок бўлади.

Тўғриловчи диодлар кремний, германий, арсенид галлий асосида тайёрланади. Уларни тузилишига ва тайёрланиш технологиясига кўра таснифлаш мумкин. Тузилишига кўра яримўтказгич тўғриловчи диодлар ясси ва нуқтавий диодларга, тайёрланиш технологиясига кўра эса, эритиб тайёрланган, диффузия ва эпитаксия усули билан тайёрланган диодларга ажратилади.

Ясси тўғриловчи диодларда $p-n$ ўтиш юзаси катта бўлади ва улар катта қийматли тоқларни (30 А гача) тўғрилашда ишлатилади. Нуқтавий диодларнинг $p-n$ ўтиш юзаси кичик бўлгани сабабли, улар кичик тоқларни (30 мА гача) тўғрилаш учун ишлатилади.

Одатда, яримўтказгич тўғриловчи диод 1 кВ гача тескари кучланишларда ишлайди. Диод ишлайдиган кучланиш қийматини ошириш зарурати туғилганда бир нечта кетма-кет уланган тўғриловчи диодлардан ташкил топган тўғриловчи устун деб аталувчи яримўтказгич асбобдан фойдаланилади. Бундай яримўтказгич асбобда тескари кучланиш қиймати 15 кВ гача етиши мумкин.

Катта тоқларни тўғрилашга мўлжалланган тўғриловчи диодлар катта қувватли диодлар деб аталади ва 30 А гача бўлган тоқларни тўғрилаш имконини беради. Одатда бундай диодлар кремний ва арсенид галлий асосида яратилади. Германийли диодларнинг тескари тоқлари қиймати температура ўзгариши билан тез ортгани сабабли, германий асосида катта қувватли диодлар яратилмайди.

Эритиб тайёрланган диодлар асосан, кремнийдан тайёрланиб, частотаси 5 кГц гача бўлган тоқларни тўғрилаш учун ишлатилади. Кремнийли, диффузия усули билан тайёрланган диодлар юқори частоталарда (100 кГц гача) ишлатилиши мумкин. Эпитаксия усули билан тайёрланган кремнийли (Шоттки барьери асосида ишлайдиган) диодлар 500 кГц гача бўлган частоталарда қўлланилиши мумкин. Арсенид галлий асосида тайёрланган тўғриловчи диодларнинг частота характеристикалари энг яхши бўлиб, улар бир неча мегагерцларгача ишлай олади.

Яримўтказгич диодларнинг ВАХи таҳлилидан унинг асосий параметрларини аниқлаш мумкин. Бунда $p-n$ ўтиш орқали ўтаётган тоқнинг диоддаги кучланишга боғлиқлиги Эберс-Молл тенгламаси билан аниқланишини эътиборга олиш керак:

$$I = I_0 (\exp(U / A \phi_T) - 1) \quad , \quad (3.1)$$

бу ерда, I_0 – диоднинг тўйиниш токи, $\varphi_T = q/kT$ – иссиқлик потенциали, A – p - n ўтишдан ўтаётган ток механизмини аниқлаштирувчи параметр бўлиб, у ВАХ идеаллиги параметри деб ҳам юритилади. $A=1$ бўлганда ток ўтишининг инжекция, $A=2$ бўлганда рекомбинация механизмлари ишлайди.

Яримўтказгич материаллар учун $T=300$ К да иссиқлик потенциали қиймати $\varphi_T = 26$ мВ ни ташкил этгани сабабли, p - n ўтишдаги кучланиш қиймати $U = 0,1$ В ни ташкил этганда ($U > \varphi_T$), (3.1) формуланинг соддалашган кўринишидан

$$I = I_0 \exp(U / A\varphi_T) \quad (3.2)$$

фойдаланиш мумкин.

Диод хусусиятларини белгиловчи муҳим параметр бўлиб p - n ўтишнинг дифференциал қаршилиги ҳисобланади. У диоддаги кучланиш ўзгаришларини диоддан ўтаётган ток ўзгаришларига нисбати билан аниқланади:

$$r_{дио} = dU / dI \quad (3.3)$$

(3.2) ва (3.3)лардан фойдаланиб дифференциал қаршилиқни ҳисоблаш мумкин:

$$\frac{1}{r_{дио}} = \frac{dU}{dI} = \frac{1}{A\varphi_T} (I + I_0) \quad \text{ёки} \quad r_{дио} = \frac{A\varphi_T}{I + I_0} \quad (3.4)$$

p - n ўтиш орқали катта ток ўтганда (ушбу токнинг қиймати, диод турига боғлиқ ҳолда миллиамперлардан бир неча ўн миллиамперларгача бўлиши мумкин) яримўтказгич ҳажмий қаршилиги R ҳисобига кучланиш пасайиши содир бўлади. Шу сабабли Эберс-Молл тенгламаси қуйидагича ёзилиши керак:

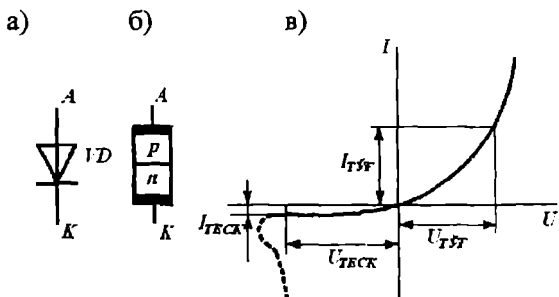
$$I = I_0 \exp\left\{ \frac{U - I \cdot R}{A\varphi_T} \right\} \quad (3.5)$$

бу ерда, R – яримўтказгич ҳажмий қаршилиги, у кетма-кет қаршилиқ деб ҳам аталади.

Яримўтказгич диодларнинг электр схемаларда шартли белгиланиши 3.1-а расмда, унинг тузилмаси кўриниши 3.1-б расмда келтирилган. Расмларда диоднинг чиқишлари А ва К кўрсатилган бўлиб, улар диоднинг электродлари деб аталади. Диоднинг p – томонига уланган электрод анод деб, n – томонига улангани эса, катод деб аталади. Диоднинг статик ВАХи 3.1-в расмда келтирилган.

Яримўтказгич диоднинг тўғри ва тескари йўналишларидаги қаршилиқлари бир-биридан кескин фарқ қилади: тўғри йўналишда силжитилган диоднинг қаршилиги қиймати кичик, тескари силжи-

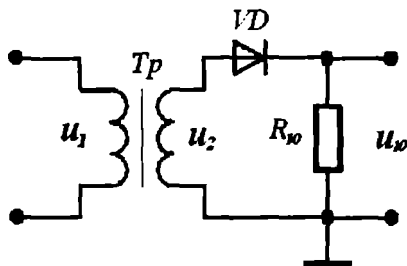
тилган диодники эса, катта бўлади. Шу сабабдан диод бир томонга электр токини яхши ўтказади, иккинчи томонга эса, ёмон ўтказади.



3.1- расм. Яримўтказгич диоднинг шартли белгиланиши (а), тузилмаси кўриниши (б) ва статик ВАХи (в).

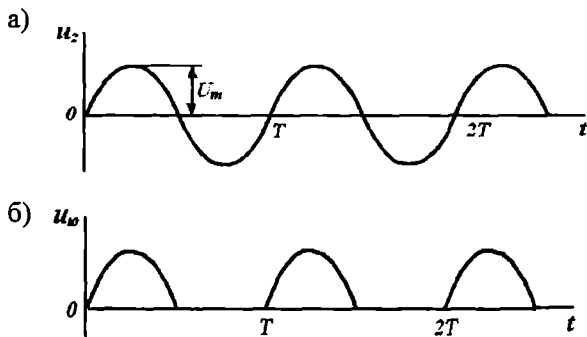
Тўғрилагич деб ўзгарувчан кучланишни ўзгармасга ўзгартувчи электрон қурилмага айтилади. Тўғрилагичнинг асосий вазифаси – тўғрилагич киришига берилган кучланиш йўналиши ўзгарганда, юклардан оқиб ўтаётган ток йўналишини ўзгартирмай сақлашдан иборат. Яримўтказгич диодлар асосидаги тўғрилагичлар улардаги диодлар сони ва уланиш схемалари билан фаркланадилар. Тўғрилагичларнинг баъзи схемалари билан танишамиз.

Яримўтказгич диод асосидаги, актив юкларга уланган, **бир фазали, ярим даврли содда тўғрилагич схемаси** 3.2-расмда келтирилган.



3.2-расм. Бир фазали, ярим даврли тўғрилагич схемаси.

Бир фазали, ярим даврли тўғрилагич киришидаги ўзгарувчан кучланишнинг фақат битта ярим даврини чиқишига ўтказади (3.3-расм).



3.3-расм. Бир фазали, ярим даврли тўғрилагич киршидаги (а) ва чиқишидаги (б) кучланишлар диаграммаси.

Бундай тўғрилагич чиқишидаги кучланишнинг ўртача қиймати қуйидаги формулага мувофиқ топилади:

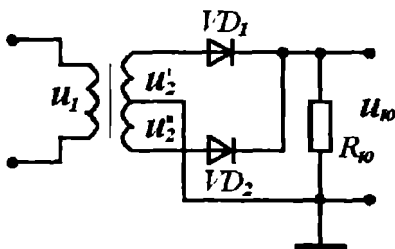
$$U_{\text{чмк}} = \frac{1}{T} \int_0^T U_m \sin \omega t dt = \frac{U_m}{\pi} \quad (3.6)$$

бу ерда, U_m – трансформаторнинг иккиламчи ўрамидаги кучланиш; T – кириш кучланишининг даври; ω – сигнал частотаси, $\omega = 2\pi/T$.

Ярим даврли тўғрилагич чиқишидаги сигнал даври кириш сигнали даврига, диоддаги максимал тесқари кучланиш қиймати, кириш кучланишининг максимал қийматига тенг:

$$U_{\text{max}} = U_m \quad (3.7)$$

Икки фазали, тўлиқ даврли тўғрилагич схемаси 3.4-расмда келтирилган. Расмда келтирилган схема параллел уланган иккита бир фазали тўғрилагичлардан тузилган.



3.4-расм. Тўлиқ даврли тўғрилагич схемаси.

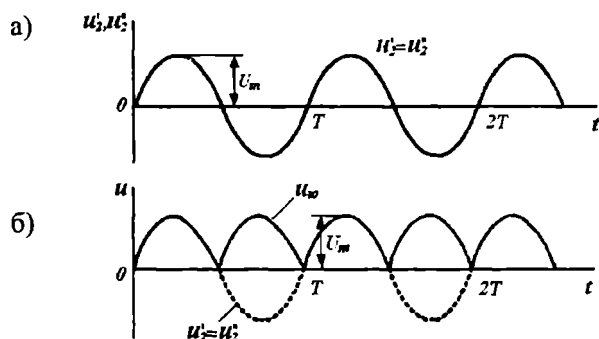
Бир фазали тўғрилагичлар трансформатор иккиламчи ўрамларининг ярмидан электр таъминландилар. Натижада, иккита қарама-қарши фазали кучланиш тўғрилагичлар ҳосил қилинади. Бундай тўғрилагич чиқишидаги кучланиш диаграммаси 3.5-расмда кўрсатилган.

Икки фазали тўлиқ даврли тўғрилагичда трансформатор унумлироқ ишлатилади. Тўғрилагич чиқишидаги кучланишнинг ўртача қиймати куйидаги формула билан топилади:

$$U_{\text{чик}} = \frac{2U_m}{\pi} \quad (3.8)$$

Тўлиқ даврли тўғрилагич чиқишидаги сигнал даври ярим даврли тўғрилагичникига нисбатан икки марта кичик бўлади. Ҳар бир диоддаги максимал тесқари кучланиш қиймати трансформатор иккиламчи ўрамларидаги максимал кучланиш қийматидан диоддаги тўғри кучланиш пасайишининг $U_{T\text{ўF}}$ айирмасига тенг:

$$U_{\text{max}} = U_m - U_{T\text{ўF}} \quad (3.9)$$

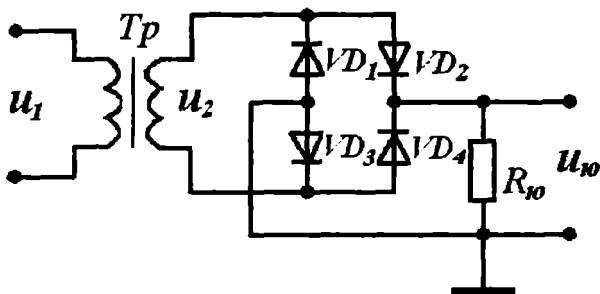


3.5-расм. Икки фазали тўлиқ даврли тўғрилагич киришидаги (а) ва чиқишидаги (б) кучланишлар диаграммаси.

Бир фазали тўғрилагичнинг кўприк схемаси (3.6-расм) кириш ва чиқиш кучланишлари диаграммаси ҳамда чиқиш кучланишининг ўртача қиймати тўлиқ даврли икки фазали тўғрилагичникидек бўлади. Кўприк схемаси учун максимал тесқари кучланиш қиймати трансформатор иккиламчи чўлғамидаги кучланиш қийматига тенг бўлади.

Бундай тўғрилагич икки фазали тўлиқ даврли тўғрилагичдан фарқли равишда трансформаторсиз ишлай олади. Унинг камчилиги сифатида диодлар сони икки барабар ортишини кўрсатиш мумкин.

Юқори частотали тўғрилагич диодлар. Юқори частотали тўғрилагич диодларнинг вазифаси ўнларча ва юзларча мегагерц частоталарда сигналларни ночизикли электр ўзгартиришдан иборат. Юқори частотали диодлар юқори частотали детекторларда, сигналларни аралаштиргичларда, частота ўзгартиргичлар схемаларида ва бошқаларда ишлатилади. Барча бундай ўзгартишларда диод токининг берилган кучланиш билан ночизик боғланишидан фойдаланилади.



3.6-расм. Бир фазали тўғрилагичнинг кўприк схемаси.

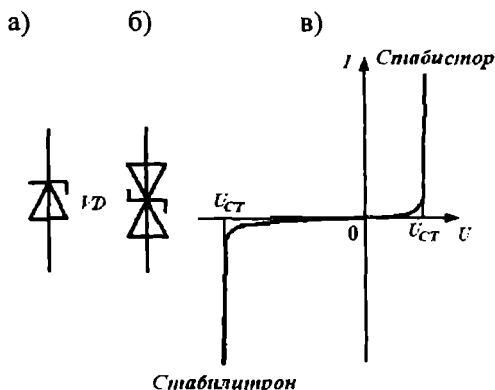
Юқори частотали диодлар инерцияси камлиги билан фарқланади. Улар кичик сиртли (нуқтавий) $p-n$ ўтишга эга, шунинг учун барьер сиғими пикофарадаларни ташкил этади. Диодларнинг база соҳасини олтин билан легирлаш ундаги ЭЗТлар яшаш вақтини камайтиради. Натижада, диффузия сиғими ҳам камаяди.

3.2. Стабилитронлар

Стабилитрон деб схемаларда кучланиш қийматини барқарор (стабил) сақлаб турувчи яримўтказгич асбобга айтилади. Стабилитрон сифатида ВАХида ток қиймати кескин ўзгарганда кучланиш деярли ўзгармайдиган соҳа мавжуд бўлган электрон асбоблардан фойдаланилади. Бундай соҳа кремнийли яримўтказгич диод электр тешилиш режимида ишлаганда кузатилади. Шунинг учун ярим-

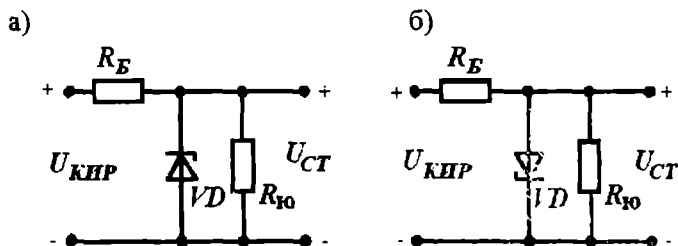
Ўтказгич стабилитрон сифатида кремнийли диодлардан фойдаланилади.

Стабилитронларнинг схемада шартли белгиланиши 3.7-а ва б расмларда, ВАХи эса 3.7-в расмда келтирилган.



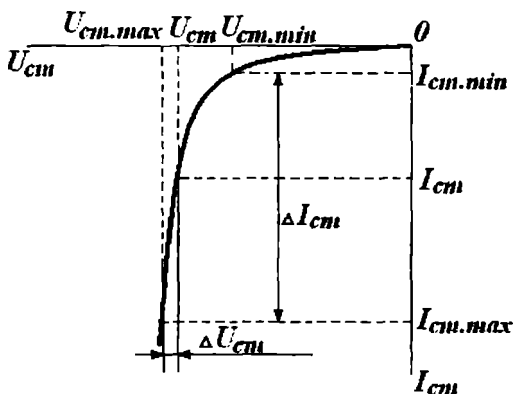
3.7-расм. Бир томонлама (а) ва икки томонлама (б) стабилитронларнинг схемада шартли белгиланиши ҳамда ВАХи (в).

Кенг тарқалган кам қувватли кремнийли стабилитронлар учун кўчки токи қиймати тахминан 10 мА ни ташкил этади, шунинг учун стабилитрон орқали оқаётган токни чеклаш учун унга кетма-кет чекловчи, балласт қаршилиқ R_B уланади (3.8-а расм). Агар стабилитрондан оқаётган кўчки токи қиймати рухсат этилган ток қийматидан ортмаса, бундай режимда у узок вақт ишлаши мумкин. Кўпгина стабилитронлар учун рухсат этилган сочилувчи қувват (0,1÷0,8) кВт гача бўлган қийматларни ташкил этади.



3.8-расм. Стабилитрон (а) ва стабистор (б)нинг схемаларда уланиши.

Стабилитрондан оқаетган ток қиймати $I_{CT\ min}$ дан $I_{CT\ max}$ гача ўзгарганда, қиймати деярли ўзгармайдиган, стабилизация кучланиши U_{CT} деб аталувчи, кучланиш стабилитроннинг асосий электр параметри ҳисобланади (3.9-расм).



3.9-расм. Стабилитрон ВАХи.

Стабилитрон ВАХнинг электр тешилиш соҳасида ишлайди. Стабилизация кучланиши қиймати p - n ўтиш кенглигига боғлиқ, p - n ўтиш кенглиги эса, диод база соҳаларидаги киритмалар концентрацияси билан аниқланади. Агар стабилитрон тайёрлашда киритмалар концентрацияси юқори бўлган яримўтказгичлардан фойдаланилса, p - n ўтиш кенглиги юпқа бўлишига эришилади. Бундай p - n ўтишларда туннель тешилиш содир бўлади ва ишчи кучланиши U_{CT} 3-4 В дан ошмайди.

Стабилитрон асосидаги содда параметрик кучланиш стабилизатори схемаси 3.8-расмда келтирилган. Схемадаги чегараловчи (балласт) қаршилик R_B қиймати берилган кириш кучланиши $U_{КИР}$ да стабилитрон орқали ўтаётган ток қиймати $I_{CT\ min}$ ва $I_{CT\ max}$ тоқларнинг тахминан ўрта қийматига тенг бўладиган қилиб танланади.

$I_{CT\ min}$ — стабилизация токнинг электр тешилиш содир бўладиган минимал қиймати. $I_{CT\ max}$ ток қиймати стабилитрон сочиши мумкин бўлган (рухсат этилган) максимал қувват P_{max} билан аниқланади.

Кириш кучланиши ортганда ёки юклама қаршилиги $R_{Ю}$ ортиши ҳисобига юклама токи камайганда, стабилитрон орқали ўтаётган ток қиймати кескин ортади. Натижада, R_B балласт қаршилиқда кучланиш пасайиши ортади. Кириш кучланишининг ортган деярли барча қиймати балласт қаршилиқда тушади. Кириш кучланиши камайганда ёки ($R_{Ю}$ юклама қаршилиги камайиши ҳисобига) юклама токи ортганда стабилитрон орқали ўтаётган ток қиймати кескин камайиб, R_B балласт қаршилиқда кучланиш пасайишига олиб келади. Иккала ҳолда ҳам стабилизаторининг чиқишидаги кучланиш қиймати деярли ўзгармай қолади.

Кичик кучланишларни стабилизациялаш учун стабилитор қўлланилади ва у ишлаганда тўғри йўналишда силжитилади. Бунда битта стабилитроннинг стабилизациялаш кучланиши 0,7...0,8 В ни ташкил этади. Кремнийли оддий диодлар тўғри силжитилганда ҳам шундай натижага эришилади. Бундай яримўтказгич диод *стабилитор* деб аталади (3.7-б расм).

Юқори кучланишларни стабилловчи стабилитронларда $p-n$ ўтиш кенлиги катта бўлмоғи лозим. Шу сабабли улардаги кириш-малар концентрацияси кичик бўлиб, кремний асосида тайёрланадилар. Стабилитронларда кўчкили тешилиш содир бўлиб, стабилизациялаш кучланиши 7 В дан юқори қийматларни ташкил этади. Саноатда стабилизациялаш кучланиши 3 В дан 400 В гача бўлган стабилитронлар ишлаб чиқарилади.

Стабилитронларнинг тешилиш соҳасидаги динамик (дифференциал) қаршлиги r_D стабилизациялаш даражасини характерлайди. Бу қаршилиқ қиймати, берилган кичик тоқларда, диоддаги кучланиш қиймати кичик ўзгаришларини тоқнинг мос ўзгаришларига нисбати билан аниқланади (3.9-расм), r_D қиймати қанчалик кичик бўлса, стабилизациялаш шунчалик яхши бўлади:

$$r_D = \frac{\Delta U_{CT}}{\Delta I_{CT}} \quad (3.10)$$

Стабилитрон ВАХининг бўлак-чизиқли аппроксимацияси 3.10-расмда кўрсатилган. ВАХнинг ушбу соҳаси қуйидаги тенглама билан аниқланади:

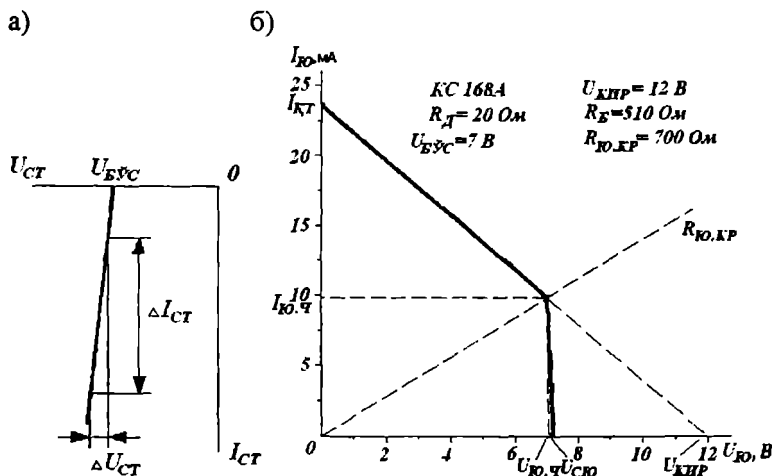
$$I_{CT} = \frac{U_{CT} - U_{EPC}}{r_D} \quad (3.11)$$

Стабилитрон муҳим параметрларидан бири бўлиб, *стабилизациялаш кучланишининг температура коэффициентини* (КТК) ҳисобланади. У температура бир градусга ўзгарганда стабилиза-

циялаш кучланишининг нисбий ўзгаришларини ифодалайди. Туннель тешилиш кузатиловчи кичик кучланишли стабилитронлар манфий, кўчкили тешилиш содир бўлувчи, юқори кучланишларда ишлайдиган стабилитронлар эса мусбат КТК га эга. КТКнинг стабилитронларга хос қиймати 0,2 -0,4 % градусдан ортмайди.

Стабилизация коэффициенти K_{CT} деб, кириш кучланиши нисбий ўзгаришини чиқиш (стабилизация) кучланиши нисбий ўзгариши бўлинмасига тенг миқдорга айтилади.

$$K_{CT} = \frac{\Delta U_{\text{КНР}}}{U_{\text{КНР}}} \cdot \frac{U_{CT}}{\Delta U_{CT}} \quad (3.12)$$



3.10-расм. Стабилитрон ВАХининг бўлак-чизикли аппроксимацияси (а) ва кучланиш стабилизаторининг юклама ВАХи (б).

Кириш кучланиши ёки юклама қаршилиги ортиши билан стабилизация коэффициенти ортади. Кириш кучланишининг ортиши билан таъминловчи манба қувватининг балласт қаршилиқда йўқолиши ортади. Шунинг учун манба кучланиши қиймати стабилизация кучланишидан икки, уч марта катта қилиб танланади.

Юклама қиймати $R_{\text{Ю}} < R_{\text{Ю,КР}}$ бўлганда стабилизация коэффициенти кичик ва у юклама қаршилигига кескин боғлиқ (3.10-б расм). Шу сабабли улар мураккаб транзисторли кучланиш

стабилизаторларида таянч кучланиш датчиклари сифатида ишлатилади.

3.3. Варикашлар

Варикашлар электр бошқарилувчи сиғим вазифасини ўтайдилар. Уларнинг ишлаш принципи *p-n* ўтиш барьер сиғимининг тескари силжитувчи кучланишга боғлиқлигига асосланади (2.8-расм).

Варикашлар асосан тебраниш контурлар частотасини сошлаш учун ишлатилади. Электр ўтиш сиғимини бошқаришга асосланган параметрик диодлар ўта юқори частотали сигналларни кучайтириш ва генерациялаш учун, кўпайтувчи диодлар эса, кенг частота диапозонига эга частота кўпайтиргичларда ишлатилади.

3.4. Шоттки барьерли диодлар

Шоттки барьерли диодлар қайта уланиш частоталарини ўнларча ГГц ва ундан юқори қийматларга етказиш, радиоэлектрон аппаратлар масса ва ўлчамларини кичиклаштириш ва электр манбалар ФИК ни ошириш имконини яратгани муносабати билан қайта уланувчи электр манбаларда кенг қўламда ишлатилади.

Шоттки диоди деб потенциал барьерли металл - *n* яримўтказгич орасидаги электр ўтиш ҳисобига ҳосил бўлувчи диодларга айтилади.

Шоттки диоди қатор афзалликларга эга. Уларнинг ичида энг муҳими диоднинг юқори тезкорлиги. Уларга тўғри силжитиш берилганда электронларнинг металлга инжекцияси юз бериши ва у ерда $10^{-12} \div 10^{-13}$ сек давомида ортикча энергиясини сочиши, ҳамда термодинамик мувозанат ҳолатга ўтишлари ҳисобига юзага келади.

Шоттки диодларини ҳосил қилишда яримўтказгич сифатида *n*-кремнийдан, металл сифатида эса, Al, Au, Mo ва бошқалардан фойдаланилади. Бундай диодларда диффузия сиғими нолга тенг, барьер сиғими эса 1 пФ дан ортмайди.

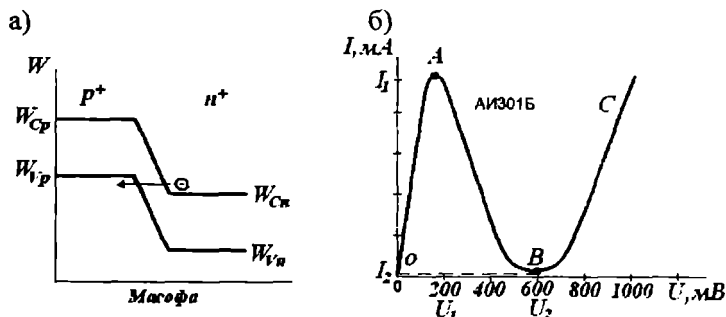
3.5. Туннель ва ўтирилган диодлар

Туннель диод деб, айниган яримўтказгичлар асосида ҳосил қилинган, тескари ва кичик тўғри кучланиш таъсирида заряд

ташувчиларнинг тунеллашуви ҳамда ВАХсининг тўғри шаҳобчасида манфий дифференциал қаршиликли соҳа кузатиладиган электрон асбобларга айтилади.

Туннель диодлар тузилиши бошқа диодларникидан деярли фарқ қиймайди, лекин уларни ҳосил қилиш учун киритмалар концентрацияси 10^{20} см^{-3} ни ташкил этувчи яримўтказгичлардан (GaAs ёки Ge) фойдаланилади.

Агар туннель диодга тўғри йўналишда кичик кучланиш берилса, электронлар ўтказувчанлик зонадан қаршисидаги валент зонанинг бўш сатҳларига туннель равишда ўтади (3.11-а расм). Тўғри силжитувчи кучланиш қиймати ортиши билан тўғри туннель ток ортиб боради ва ўтказувчанлик зонадаги электронларнинг максимал концентрацияси валент зонадаги бўш сатҳларнинг максимал сонига тенг бўлганда энг юқори қийматга эришади (3.11-б расмда диод ВАХнинг ОА қисми).



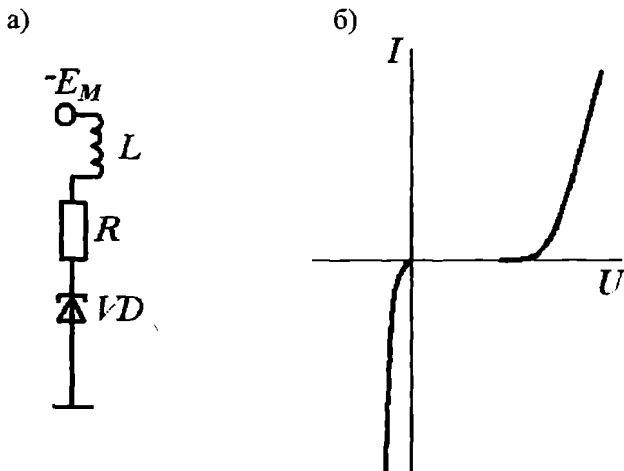
3.11-расм. Туннель диоднинг энергетик диаграммаси (а) ва ВАХи (б).

Тўғри силжитувчи кучланиш қиймати яна ҳам ортиши билан W_C ва W_V сатҳларнинг бир-бирини қоплаши камаяди, натижада туннель ток қиймати камаяди, W_C сатҳ W_V сатҳнинг рўпарасига келганда электронларнинг тунеллашуви тўхтайди (3.11-б расмда диод ВАХнинг АВ соҳаси). Бунда тўғри ток нолгача камаймайди, чунки тўғри силжитувчи кучланиш қиймати ортиши билан **диффузия токи** орта бошлайди.

ВАХ ночизикли бўлганда, унинг ҳар бир кичик соҳаси тўғри чизик сифатида қаралиб, характеристиканинг ушбу нуқтаси учун дифференциал қаршилиқ киритилади $R_x = dU / dI$. Агар характеристикада кучланиш ортиши билан ток камайдиган (тушувчи)

соҳа мавжуд бўлса, ушбу соҳада дифференциал қаршилиқ манфий ($R_D < 0$) қийматларга эга бўлади.

Туннель диод ВАХи 3.11-б расмда келтирилган. Характеристиканинг АВ соҳаси манфий дифференциал қаршилиқка эгаллиги билан ифодаланади. Агар туннель диод электр занжир тебраниш контурига уланса, контур параметрлари ва манфий дифференциал қаршилиқнинг қийматлари орасидаги маълум муносабатларда ушбу занжирда сигналларни кучайтириш ёки генерациялаш имконияти юзага келади. Туннель диодлар асосан, 3–30 ГГцгача частоталар диапазонида ишлатилади (3.12-а расм).



3.12-расм. Туннель диоднинг уланиш схемаси (а) ва ўгирилган диод ВАХи (б).

Потенциал тўсиқ баландлиги диод n - ва p - соҳаларининг концентрацияларига боғлиқ. Юқори концентрацияли (юқори легирланган) p - n ўтиш соҳаларидан бирида легирлаш даражаси камайтирилса, p - n ўтишга кучланиш берилмаган ҳолда, W_{Cn} ва W_{Vp} сатҳлар бир хил баландликда ётишига эришиш мумкин. Бундай ҳолда p - n ўтиш тўғри силжитилганда туннель ток ҳосил бўлмайди ва ВАХнинг тўғри шаҳобчаси диффузия токи ҳисобига ҳосил бўлади. Ушбу диодларнинг тескари шаҳобчаси электронларнинг туннелланиши билан аниқланади (3.12-б расм) ва улар *ўгирилган диод* деб аталади. Улар туннель диодларнинг бир кўриниши бўлиб, радиотехник қурилмаларда детекторлар,

сигналлар сатҳи паст бўлганда, аралаштиргич сифатида ҳамда калит қурилмаларда ишлатилади.

3.6. Ўта юқори частоталарда ишловчи диодлар

Кўчкили учма диод (КУД) генерацияловчи диодларнинг бир кўринишини ташкил этади. Юқори частоталарда унинг ВАХида, $p-n$ ўтишда кўчкили тешилиш содир бўлганда, манфий қаршиликка эга соҳа ҳосил бўлади. Агар КУД резонаторга жойлаштирилса, унда частотаси 100 Гц гача бўлган сўнмас электр тебранишлар ҳосил бўлади. Ўта юқори частота (ЎЮЧ)ларга 300 МГц дан 300 ГГц гача диапазондаги тебранишлар киради ва дециметрли, сантиметрли, миллиметрли тўлқин узунлиқдаги тебранишларни ўз ичига олади.

ЎЮЧ диапазондаги тебранишларни КУДлар ёрдамида генерациялаш ва кучайтириш учун иккита шарт қаноатлантирилиши зарур:

а) диодга ташқи ўзгармас кучланиш берилганда, унинг тузилмаси маълум учиб ўтиш вақтига эга бўлган электронлар тўплamlари ҳосил бўлишини таъминлаши керак;

б) диод албатта, RLC параметрлари тарқоқ тебраниш контурга эквивалент ЎЮЧ резонаторга уланаши керак.

Бунда учиб вақти билан аниқланадиган даврий тақрорланувчи электронлар тўплами ўз энергиясини сигнални кучайтиришга ёки резонатордаги қувват йўқотишларни компенсациялашга сарфлайди ва шу билан сўнмас тебранишларни сақлаб қолади.

Кучайтириш ёки генерациялаш режимига мос шартларни электрон асбобларнинг **манфий динамик (дифференциал) қаршилиги** (МДҚ) билан ифодалаш қабул қилинган. Электрон асбобда МДҚ нинг мавжудлиги уни энергия ютувчи сифатида эмас, балки ўзгарувчан ток энергияси манбаи сифатида қараш кераклигини англатади.

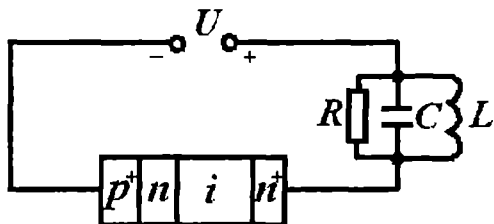
КУД – яримўтказгич асбоб бўлиб, унинг ишлаш принципи ЎЮЧ диапазонда заряд ташувчиларнинг кўчкисимон кўпайиши ва уларнинг электр майдон таъсирида учиб ўтиши натижасида МДҚ ҳосил бўлишига асосланади.

Ҳозирги вақтда КУДлар миллиметрли тўлқин узунлигида энг катта қувватли ЎЮЧ тебранишлар ҳосил қилувчи каттиқ жисмли манбаларнинг биридир. 10 ГГц частотада узлуксиз тебраниш-

ларнинг максимал қуввати, ФИК 40 % бўлганда, 10 Втларни ташкил этади.

Кўчки токи шовқинлари юқори бўлгани сабабли, КУД асосидаги кучайтиргичлар шовқин коэффиценти 30-40 дБни ташкил этади ва КУДларнинг кучайтиргич сифатида ишлатилишини чеклайди. КУД асосидаги қувват кучайтиргичлар радиорелели ва сунъий йўлдошли алоқа тузилмаларида қўлланилади.

КУД тузилмаси ва КУД асосидаги генераторнинг электр схемаси 3.13-расмда кўрсатилган. RLC микротўлқинли резонаторни ташкил этади. КУДда хусусий автотебранишларни ташқи резонанс контурсиз ҳам уйғотиш мумкин.



3.13-расм. КУД асосидаги генератор электр схемаси.

КУД параметрлари ва тескари кучланиш U қиймати шундай танланадики, $p^+ - n$ ўтишдаги электр майдон кучланганлиги $E_K \approx 10^5$ В/см, $i -$ соҳада эса $E_{T\dot{y}\dot{y}} \approx 5-10$ кВ/см бўлсин.

Электр майдон кучланганлиги E_L га етганда яримўтказгич кристалл панжараси атомларининг зарбдан ионлашуви бошланади. Зарбдан ионлашув натижасида заряд ташувчиларнинг кўчкисимон кўпайиши кузатилади. Электр майдон кучланганлиги $i -$ соҳада $E_{T\dot{y}\dot{y}}$ дан катта бўлгани сабабли заряд ташувчилар дрейф тезлиги майдон кучланганлигига боғлиқ бўлмайди ва $v_{T\dot{y}\dot{y}} \approx 10^7$ см/с ни ҳосил қилади.

Электр занжирларда доим мавжуд бўладиган электр токи ёки кучланиши флукутациялари ҳисобига схемада ҳосил бўлган бирламчи тебранишлар қурилмани генерациялаш режимига ўтказди. Тебраниш контурида электр майдоннинг ўзгарувчан ташкил этувчисини белгиловчи $U = U_m \sin \omega t$ ўзгарувчан кучланиш ҳосил қилинади

$$E = E_K + E_m \sin \omega t \quad . \quad (3.14)$$

Мусбат ΔE ярим даврларда $p^+ - n$ ўтишда электрон-ковак жуфтликлар генерацияланади. ΔE ортиб бориши билан вақт

бирлиги ичида ҳосил бўлаётган заррачалар сони шундай ортадики, ΔE мусбат ярим даври охирида энг кўп заряд ташувчилар ҳосил бўлади. Коваклар p^+ - n ўтишдан p^+ - соҳага силжийди, электронларнинг асосан кўп қисми Q зарядли тўплам сифатида p^+ - n ўтиш майдони ҳисобига L қалинликка эга бўлган ва дрейф қатлами деб аталувчи i – соҳага ўтади. Дрейф қатламида электронлар ўртача $v_{T\dot{U}}$ тезлик билан n^+ – соҳага силжийди.

Электр майдон тезлатувчи майдондан секинлатувчи майдонга ўтиш вақтида электронлар тўплами дрейф соҳасида ҳаракатлана бошлайди.

Агар дрейф қатлами узунлиги L да электронларнинг учиб ўтиш вақти τ_{dp} тебранишлар даври ярмига яқин ($\tau_{dp} = T/2$) қилиб олинган бўлса, электронлар тўплами L нинг бутун узунлигида юқори частотали майдон билан тормозланади ва унга ўз энергиясини бериб боради. Кинетик энергия узатилиши электронлар тўпламининг кристалл панжара билан тўқнашувлари орасида содир бўлади.

Электронлар ўзининг бир қисм энергиясини юқори частотали майдонга узатиши КУД МДҚка эга эканини ангалатади.

ЎЮЧ майдонга энергия узатишнинг мақбул шартидан $\tau_{dp} = T/2$ келиб чиққан ҳолда, УД ли генераторнинг ишчи частотаси f ни баҳолаймиз

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2\tau_{dp}} = \frac{v_{T\dot{U}}}{2L}. \quad (3.15)$$

$L = 10$ мкм ни ташкил этганда $f = 5$ ГГц бўлади. Ҳисоблаб топилган частота **учиб ўтиш частотаси**, кўрилган режим эса **учиб ўтиш режими** деб аталади.

Генерацияловчи диодларнинг бошқа турини Ганн диодлари ташкил этади.

Ганн диодлари (ГД) – бир жинсли яримўтказгичда Ганн эффекти ҳисобига МДҚка эга яримўтказгич асбоб. Ҳажмий резонаторга уланган ГД ЎЮЧли гармоник тебранишлар генерациялашга қодир.

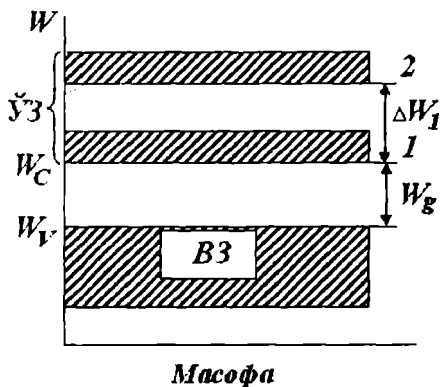
Диод узунлиги $10^{-2} \div 10^{-3}$ смли бир жинсли яримўтказгич пластинадан иборат. Пластинанинг қарма-қарши томонларида катод K ва анод A деб аталувчи металл контактлар ҳосил қилинади. Ганн диодларини ҳосил қилиш учун n – турли GaAs, InSb, InAs ва InP каби бирикмалардан фойдаланилади. Диод тебраниш контурига уланади. Ганн диоди контактларига кучланганлиги $3 \cdot 10^3$ В/смга яқин электр майдон ҳосил қилувчи доимий кучланиш берилганда

унинг ҳажмида частотаси 60 ГГц гача бўлган электр тебранишлар ҳосил бўлади. Электр тебранишлар қуввати $10 \div 15$ Вт гача бўлади, диоднинг ФИКи эса $10 \div 12$ % ни ташкил этади.

ГД асосидаги генераторнинг 10 ГГц частотадаги максимал қуввати 2 Втга яқин (ФИК $9 \div 15$ %). Частота ортиши билан у $1/f^2$ қонун бўйича камайиб боради. Бундай натижалар *нобарқарор ҳажмий заряд соҳаси* режимда олинган.

ГДлари кўчма радиолокаторларда, алоқа тизимларида, шунингдек мантиқий элементлар сифатида ва бошқа қурилмаларда кенг қўлланилади.

Бир жинсли, n – турли GaAs ва InP кристалларида Ганн эффекти асосини *воҳалараро ўтиш* деб аталувчи даврий ток импульслари ҳосил бўлишига олиб келувчи ўтиш ташкил этади. Қутбли яримўтказгичларда ўтказувчанлик зонаси энергиялар оралиғи билан бир-бирдан ажратилган бир нечта минимумга ёки «воҳага» эга. Соддалаштириш учун, ўтказувчанлик зонаси бош воҳа 1 ва эквивалент воҳа 2дан иборат деб ҳисобланади (3.14-расм). GaAs учун $\Delta W_1 = 0,36$ эВ, $\Delta W_2 = 1,43$ эВ.

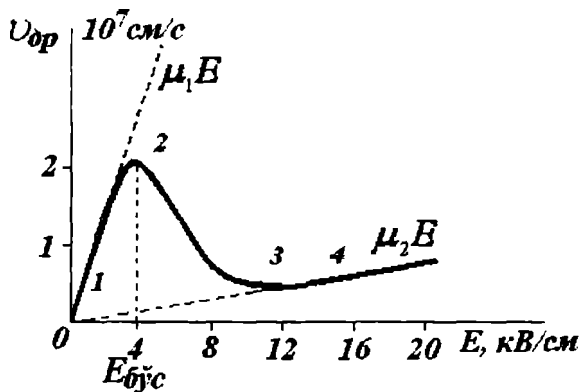


3.14-расм. Ганн эффектини тушунтирувчи энергетик диаграмма.

Электронлар (коваклар) эффектив массаси материал турига, кристалл тузилишига ҳамда заряд ташувчилар энергиясига боғлиқ, чунки кристалл панжара хусусий электр майдони тезланишига ушбу заррачалар таъсир этади. GaAs кристаллида электронларнинг юқори – 2 воҳадаги эффектив массаси $m_{\text{эф}2} = 1,2m$, пастки воҳа 1дагиси эса $m_{\text{эф}1} =$

0,07m ни ташкил этади, бу ерда, m – вакуумдаги эркин электроннинг массаси. Иккинчи томондан, электронлар эффектив массаси ортгани сайин уларнинг ҳаракатчанлиги $\mu \approx (m_{\infty})^{-3/2} \cdot T^{1/2}$ қонунга биноан камаяди, бу ерда, T – кристаллнинг абсолют температураси. Шунинг учун юқори воҳа «оғир» электронларининг ҳаракатчанлиги $\mu_2 \approx 100 \text{ см}^2/[\text{В} \cdot \text{с}]$, пастки воҳа «енгил» электронларининг ҳаракатчанлиги эса $\mu_1 \approx 5000 \text{ см}^2/[\text{В} \cdot \text{с}]$ ни ташкил этади. Шундай қилиб, берилган температурада ўтказувчанлик зонасида бир вақтнинг ўзида «енгил» ва «оғир» электронлар мавжуд. Больцман тақсимотиға (1.5-формулага қаранг) мувофиқ хона температурасида электронларнинг кўп қисми пастки воҳада тўпланади.

Агар диодга катта бўлмаган потенциаллар фарқи берилса, унда электронларни тезлатувчи майдон ҳосил бўлади (3.15-расмда 1-2 соҳа). Электронлар $v_{др} = \mu_1 E$ тезликка эришадилар ва диодда $j(E) = qn_1 v_{др}(E) = qn_1 \mu_1 E$ ток ҳосил бўлади. Ток ҳосил бўлишида юқори воҳа электронларининг улуши, улар концентрацияси кичик бўлгани сабабли ҳозирча жуда кичик.



3.15 - расм. Дрейф тезлиқнинг электр майдон кучланганлиғига боғлиқлиғи.

Яримўтказгичга берилган электр майдон E ортиши билан кристалл температураси ортади, шу билан бир қаторда электронларнинг ўртача энергияси ҳам ортади. $E_{БўС} \approx 3,2 \text{ кВ/см}$ га етганда GaAs кристалли электронлари ΔW_1 потенциал тўсиқни енгиб ўтиш учун етарли энергия оладилар. Натижада, пастки воҳа

электронлардан бўшаб, юқоридагиси эса, тўлади. Бу жараён *воҳалараро ўтиш* деб аталади. $E \geq E_{БҮС}$ бўлган майдон таъсирида (3.15-расм, 2-3 соҳа) электронларнинг асосий қисми пастки воҳадан юқори воҳага ўтади. Ушбу ўтиш натижасида электронларнинг дрейф тезлиги $v_{др} = \mu_2 E$ га тенг бўлиб қолади ва илгаригига қараганда камаяди, ҳосил бўлаётган ток зичлиги ҳам камаяди. Электр майдон диодга берилган кучланишга пропорционал, диоддаги ток эса электронларнинг дрейф тезлигига пропорционал бўлгани сабабли 3.15-расмда келтирилган эгри чизиқни диод ВАХи сифатида қараш мумкин. Эгри чизиқнинг пастга қараб кетган соҳасида диод МДҚқа эга. МДҚ мавжудлиги, диодга пассив занжир, масалан, резонатор улаб, тебранишлар генерацияловчи ёки кучайтирувчи сифатида фойдаланиш имконини очади. Майдон кучланганлиги яна ҳам орттириб бориши билан дрейф тезлик тўйинади ($v_{тўй} \approx 10^7$ см/с) (3.15-расмда 3-4 соҳа).

Статик режимда бундай характеристика кузатилмайди. Диоднинг воҳалараро ўтишлар содир бўлаётган маълум тор соҳасидагина электр майдон кучланганлигининг бўсағавий қийматига $E_{БҮС}$ эришилади. Ушбу соҳа *ҳажмий электр нобарқарорлик соҳаси* деб аталади.

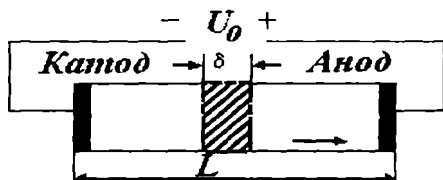
Яримўтказгич материал ҳажмида ҳар доим киритмалар концентрацияси кичик бўлган соҳа мавжуд бўлади. Ушбу δ соҳанинг қаршилиги атрофидаги бошқа соҳалар қаршилигига нисбатан юқорироқ бўлгани сабабли ундаги электр майдон кучланганлиги $E_{БҮС}$ га етади (3.16-а расм). Натижада, δ соҳада заряд ташувчиларнинг пастки нимзонадан юқоридаги нимзонага ўтиши бошланади.

δ соҳадаги электронларнинг дрейф тезлиги кичикроқ бўлгани сабабли улар соҳадан ташқаридаги электронлардан орқада қоладилар. Натижада, кузатилаётган тор соҳада *электр домен* деб аталувчи қўш электр заряд соҳаси вужудга келади. Доменнинг чап томонида сушт ҳаракатланувчи электронлар, ўнг томонда эса, зарядлари тез ҳаракатланувчи электронлар билан компенсацияланмаган, мусбат ионлар тўпланadi. Домен ҳосил қилган майдон бирламчи майдонга қўшилади ва янги электронларни юқори нимзонага ўтишини таъминлайди. Домендаги ва ундан ташқаридаги электронлар тезликлари тенглашмагунга қадар домен заряди узлуксиз ортиб боради. Шунинг учун стабил домен ҳосил бўлиши учун домен

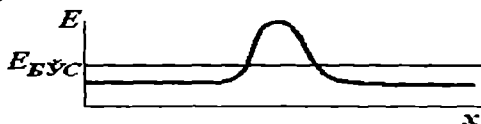
ҳосил бўлиш вақти τ_ϕ доменнинг катоддан анодга учиб ўтиш вақти $T_0 = L / v_{г\ddot{u}л}$ дан кичик бўлмоғи зарур.

Анодга етган домен сўрилиб кетади. Шундан кейин δ - қатламда янги домен ҳосил бўлади ва жараён такрорланади. Доменларнинг йўқолиши ва янгисининг ҳосил бўлиши диод қаршилигининг ўзгариши билан давом этади, натижада, диод токи тебранишлари кузатилади. $\tau_\phi = T_0$ бўлганда диод токи тебранишлари частотаси $f = v_{г\ddot{u}л} / L$ га тенг, бу ерда, $v_{г\ddot{u}л} = 10^7$ см/с, L - яримўтказгич узунлиги. Диоднинг доменлар ҳосил қилиб ишлаш режими *учиб ўтиш режими* деб аталади.

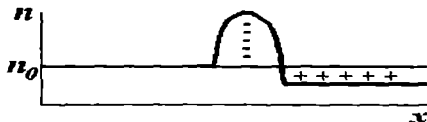
а)



б)



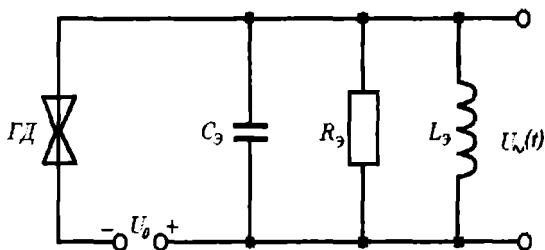
в)



3.16 - расм. Ганн диоди тузилмаси (а), унда электр майдон кучланганлиги (б) ва концентрациянинг (в) тақсимланиши.

ГД асосидаги генераторнинг содда схемаси 3.17-расмда келтирилган. Резонатор C_3 сифимли, L_3 индуктивликли ва R_3 қаршиликли эквивалент контур билан алмаштирилган. Генератор R_3 нинг кичик қийматларида ўз-ўзини уйғотади ва учиб ўтиш режими амалга ошади. Ушбу режимда юкламадаги қувват домен ҳосил қилади, диоднинг қолган қисми пассивдир. Шунинг учун диоднинг ФИК бир неча фоиздан ошмайди.

ГД асосидаги генераторнинг кўриб чиқилган режими бир неча ГГц чамасидаги частоталар учун ўринли бўлиб, транзисторлар асосидаги анчагина юқори ФИК га эга бўлган генераторлар билан рақобатлаша олмайди. 10 ГГц дан юқори частоталарда ГДлари *ҳажмий заряд тўпланишини чегаралаш* (ХЗТЧ) режимида ишлатилади. Диод R_3 қаршилиги катта резонаторга жойлаштирилади.



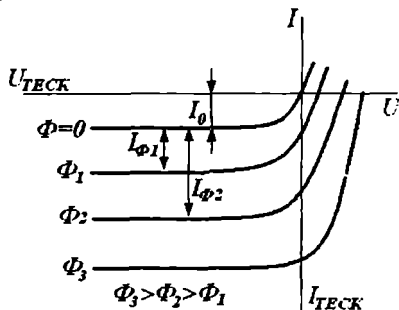
3.17 - расм. Ганн диоди асосидаги содда генератор схемаси.

Бунда стационар домен ҳосил бўлмайди ва у диод анодига ет-гунча сўниб кетади. Генерацияланаётган тебраншлар частотаси резонатор частотаси билан аниқланади. ХЗТЧ режимида 160 ГГц ни ташкил этувчи ишчи частоталарга эришилади. ГД асосидаги сан-тиметрли диапазонда қайта генерацияловчи кучайтиргичларнинг кучайтириш коэффициенти 6-10 дБ, чиқиш қуввати 1 Вт гача ва ФИК 5 % гача бўлади. Уларнинг шовқин коэффициенти майдонли транзисторлар асосидаги кучайтиргичларнинг шовқин коэффици-ентидан юқори. Шунинг учун улар оралиқ кучайтиргич каскад-ларда ишлатилади.

3.7. Фотодиодлар

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 тушма-ганда диоддан берилган кучланишга боғлиқ бўлмаган I_0 экстракция токи деб аталувчи, жуда кичик қийматга эга «қоронғулик» токи оқиб ўтади. Диоднинг n – база соҳаси тақиқланган зона кенгли-

гидан 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 «коронгулик»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 3.18-расмда келтирилган. Ёритилганликнинг кенг чегарасида фототок билан ёруғлик оқими орасидаги боғланиш амалда чизикли бўлади.



3.18-расм. Ёруғлик оқимининг турли қийматларида фотодиод ВАХининг ўзгариши.

Пропорционаллик коэффициенти $K_\Phi = \partial I_\Phi / \partial \Phi$ 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 режимдан ташқари фотовольтаик режими кенг ишлатилади. Ушбу режимда фотодиод ташқи электр манба уланмаган ҳолда ишлатилади ва ёруғлик (қуёш) энергиясини бевосита электр энергияга ўзгартириш учун қўлланилади.

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.

3.8. Нурланувчи диодлар

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 $\lambda = 0,9-1,4$ мкмни 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 келажақда электр ёритгич асбобларни алмаштиришда қўлланилади.

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

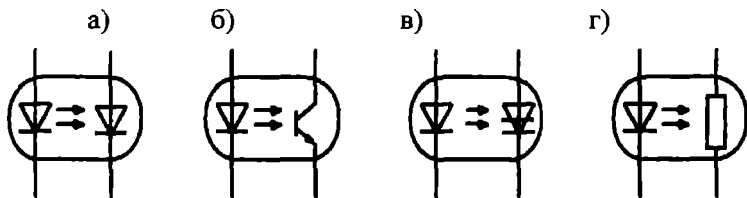
3.9. Оptrонлар

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

Кирувчи электр сигнал таъсирида нурланувчи диод ёруғлик тўлкинларини генерациялайди, фотоқабулқилгич эса (фотодиод, фоторезистор, фототранзистор ва бошқалар) ёруғлик таъсирида фототок генерациялайди.

Нурланувчи диод ва фотодиоддан (а), фототранзистордан (б), фототиристордан (в), фоторезистордан (г) ташкил топган оптожуфтликларнинг схемада шартли белгиланиши 3.19-расмда келтирилган.

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



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

Назорат саволлари

1. Стабилитронларда электр тешилишининг қайси тури ишлатилади?
2. Диодларнинг қандай турларини биласиз? Уларнинг шартли белгиланишини чизинг.
3. Диод ёрдамида тўғрилаш эффекти нимадан иборат?
4. Варикап деганда нима тушунилади ва у қаерда қўлланилади?

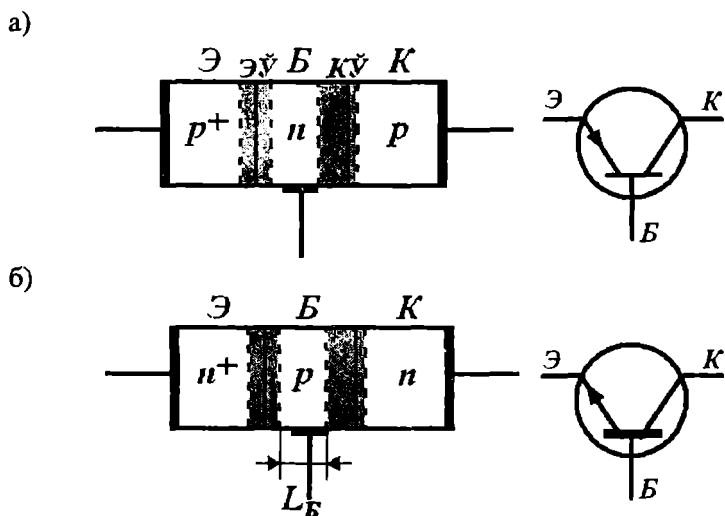
5. Электр занжирда стабилитрон қандай қилиб чиқиш кучланишини стабиллаштиради?
6. Тўғриловчи ва туннель диодлар ишлаш механизмидаги фарқ қилувчи хусусиятлар нимадан иборат?
7. Оптоэлектрон асбоб қандай асбоблигини тушунтиринг ва у қаерларда қўлланилади?
8. Фотодиодларнинг ишлаш принципи ва асосий характеристикаларини тушунтиринг.
9. Нурланувчи диодлар ишлаш принципи ва асосий характеристикаларини тушунтиринг.
11. ЎЮЧ яримўтказгич асбобларнинг асосий турларини айтиб беринг.
12. Туннель диоди ВАХининг маълум соҳаларида ток ҳосил бўлиш механизмини тушунтириб беринг.
13. Ўғирилган диод деганда нимани тушунасиз? Унинг номини қандай тушунтириш мумкин?
14. КУД манфий дифференциал қаршиликка эга асбоблардан нима билан фарқ қилади?
15. Ганн диоди учун ишлатиладиган яримўтказгич материал қандай хусусиятларга эга бўлиши керак?

IV БОБ БИПОЛЯР ТРАНЗИСТОРЛАР

4.1. Умумий маълумотлар

Биполяр транзистор (БТ) деб ўзаро таъсирлашувчи иккита p - n ўтишдан ташкил топган ва сигналларни ток, кучланиш ёки қувват бўйича кучайтирувчи уч электродли яримўтказгич асбобга айтилади. БТда ток ҳосил бўлишида икки хил (биполяр) заряд ташувчилар – электронлар ва коваклар иштирок этади.

БТ p - ва n - ўтказувчанлик тури такрорланувчи учта (эмиттер, база ва коллектор) яримўтказгич соҳага эга (4.1,а ёки б-расмлар).



4.1 - расм. p - n - p (а) ва n - p - n (б) турли БТ лар тузилмаси ва уларнинг схемада шартли белгиланиши.

Яримўтказгич соҳаларни белгилашда асосий заряд ташувчилар концентрацияси юқори бўлган соҳа p^+ ёки n^+ белгиси кўйилиши билан бошқа соҳалардан фаркланиши қабул қилинган.

Транзисторнинг соҳалари ичида энг юқори концентрацияга эга бўлган чекка соҳа ($n^+ - \text{соҳа}$) $n^+ - p - n$ ёки ($p^+ - \text{соҳа}$) $p^+ - n - p$ турли транзисторларда *эмиттер* (Э) деб аталади. Эмиттернинг вазифаси транзисторнинг *база* (Б) соҳаси деб аталувчи ўрта (p - ёки n - турли) соҳасига заряд ташувчиларни инжекциялашдан иборат. Транзистор тузилмасининг бошқа чеккасида жойлашган $n - \text{соҳа}$ ($n^+ - p - n$) ёки $p - \text{соҳа}$ ($p^+ - n - p$) *коллектор* (К) деб аталади. Унинг вазифаси база соҳасидаги ноасосий заряд ташувчиларни экстракциялашдан иборат. Эмиттер билан база орасидаги $p - n$ ўтиш *эмиттер ўтиши* (ЭЎ), коллектор билан база орасидаги $p - n$ эса ўтиш *коллектор ўтиши* (КЎ) деб аталади.

База соҳаси эмиттер ва коллектор ўтишларнинг ўзаро таъсирлашувини таъминлаши кераклиги сабабли, БТнинг база соҳаси кенглиги L_B базадаги ноасосий заряд ташувчилар диффузия узунлигидан кичик ($p^+ - n - p$ БТ учун $L_B \ll L_n$, $n^+ - p - n$ БТ учун $L_B \ll L_p$) бўлмоғи шарт. Акс ҳолда, эмиттердан базага инжекцияланган асосий заряд ташувчилар КЎгача етиб бормайдилар ва БТ самарадорлиги пасаяди. Одатда, база соҳаси кенглиги $L_B \approx 0,01 \div 1$ мкм ни ташкил этади.

Тузилиш хусусиятларига ва тайёрлаш технологиясига кўра БТлар *эритиб тайёрланган, планар* ва *планар-эпитаксиал* транзисторларга ажратилади. Қотишмали транзисторларнинг база соҳасида киритмалар тақсимланиши бир жинсли (текис) бўлганлиги сабабли, унда электр майдон ҳосил бўлмайди. Шунинг учун ЭЗНлар базадан коллекторга диффузия ҳисобига кўчадилар.

Планар ва планар-эпитаксиал транзисторларнинг база соҳасида киритмалар концентрацияси тақсмоти бир жинсли эмас (нотекис бўлиб), у коллекторга силжиган сари камайиб боради. Бундай БТлар *дрейфли* транзисторлар деб аталади. Киритмалар концентрацияси градиенти ички электр майдон ҳосил бўлишига олиб келади ва ЭЗНлар базадан коллекторга дрейф ва диффузия жараёнлари ҳисобига кўчадилар. Демак, дрейфли БТларнинг тезкорлиги юқори бўлади.

БТлар асосан, частоталарнинг кенг диапазонида ($0 \div 10$ ГГц) ва кувват бўйича ($0,01 \div 100$ Вт) электр сигналларни ўзгартувчи, генератор ва кучайтиргич схемаларни ҳосил қилиш учун ишлатилади.

БТлар частота бўйича: паст частотали – 3 МГц гача; ўрта частотали – $0,3 \div 30$ МГц; юқори частотали $30 \div 300$ МГц; ўта юқори частотали – 300 МГц дан юқори гуруҳларга бўлинади.

Қувват бўйича: – кам қувватли – 0,3 Вт гача; ўрта қувватли 0,3÷1,5 Вт; катта қувватли – 1,5 Вт дан юқори гуруҳларга ажратилади.

Наносекунд диапазолида катта қувватли импульсларни ҳосил қилишга мўлжалланган *кўчкили* транзисторлар БТларнинг яна бир турини ташкил этади.

Тузилиши бўйича БТлар *кўп эмиттерли (КЭТ)*, *кўп коллекторли (ККТ)* ва *таркибий* (Дарлингтон ва Шиклаи) транзисторлари бўлади.

БТ киришига берилган сигнал қувват бўйича кучайтирилади. Бунинг учун уни ўзгартириладиган сигнал занжирига U_C (кириш ёки бошқарувчи) ҳамда кучайтирилган $R_{\text{Ю}}$ (чиқиш ёки бошқарилувчи) сигнал занжирига уланади.

БТни бешта асосий иш режими мавжуд.

Агар ташқи кучланиш манбалари ($U_{ЭБ}, U_{КБ}$) ёрдамида ЭЎ тўғри йўналишда, КЎ эса тескари йўналишда силжитилса, у ҳолда, БТ *актив (нормал)* режимда ишлайди. Бу режим аналог схемотехникада кенг қўлланилади.

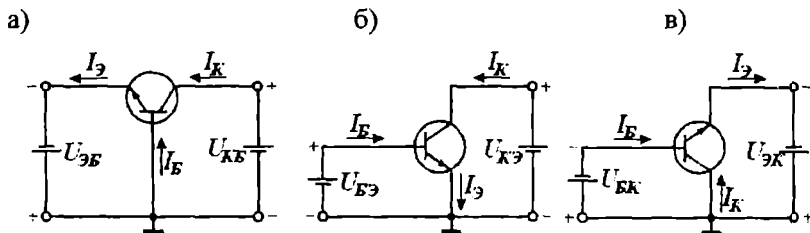
Агар ЭЎ тескари йўналишда, КЎ эса тўғри йўналишда силжитилган бўлса, БТ *инверс (тескари)* режимда ишлайди.

Агар эмиттер ва коллектор ўтишлар тўғри силжитилган бўлса, БТ *тўйиниш*, тескари силжитилган бўлса, *берк* режимда ишлайди. Бу режимлар рақамли схемотехникада кенг қўлланилади. ЭЎ тўғри силжитилганда КЎда ЭЮК ҳосил бўлса, БТ *инжекция – вольтаик* режимда ишлайди.

БТнинг яна бир режими бўлиб, у тескари силжитилган КЎга юқори кучланишлар ёки температура таъсир этганда юзага келади. Бу режим *тешилиш* режими деб аталади. Кўчкили транзисторлар электр тешилиш ҳисобига ишлайди.

4.2. Биполяр транзисторнинг уланиш схемалари

БТда электродлар учта бўлгани сабабли, уч хил уланиш схемалари мавжуд: *умумий база (УБ)*; *умумий эмиттер (УЭ)*; *умумий коллектор (УК)* (4.2-расм). Бунда БТ электродларидан бири схеманинг кириш ва чиқиш занжирлари учун умумий, унинг ўзгарувчан ток (сигнал) бўйича потенциали эса нолга тенг қилиб олинади. БТнинг 4.2-расмда келтирилган уланиш схемалари актив режимга мос.



4.2-расм. БТнинг статик режимда умумий база (а), умумий эмиттер (б) ва умумий коллектор (в) уланиш схемалари.

4.3. Транзистор тузилмаларининг энергетик диаграммалари

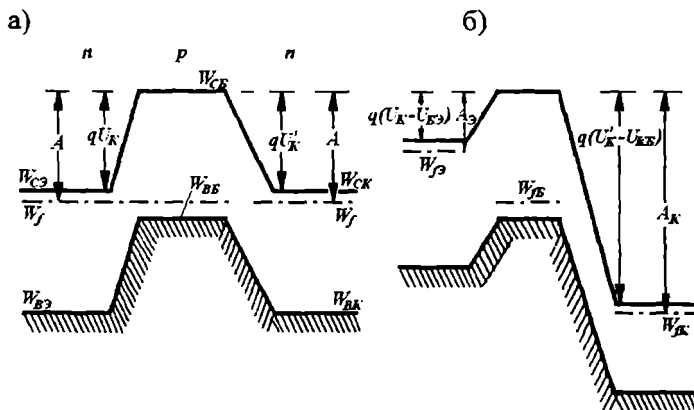
БТнинг электр сигналлар кувватини кучайтириш имконияти унинг энергетик диаграммасида яққол кўринади. Диаграмма электрон ва ковакларнинг тузилмада эгаллаган ўрни билан потенциал энергияларининг боғлиқлигини кўрсатади.

Дрейфсиз $n-p-n$ тузилмали БТ энергетик диаграммаси 4.3-расмда кўрсатилган. Электронларнинг потенциал энергияси (ўтказувчанлик зонаси туби энергияси W_C) n – яримўтказгичда кичик ва p – яримўтказгичда катта. Коваклар потенциал энергияси (валент зона шипи энергияси W_B), аксинча, n – яримўтказгичда катта ва p – яримўтказгичда кичик.

Электронларнинг эмиттердан ёки коллектордан базага ўтишида потенциал барьер баландлиги электронларнинг p - ва n - яримўтказгичлардаги потенциал энергиялари айирмасига тенг бўлган мос потенциал тўсикларни енгиб ўтиши билан боғлиқ. Ковакнинг базадан (p – яримўтказгичдан) эмиттерга ёки коллекторга ўтишида потенциал барьер баландлиги электронлар учун ўтказувчанлик зонадаги потенциал барьер катталигига тенг потенциал барьерни енгиб ўтиш билан боғлиқ.

Мувозанат ҳолатда Ферми сатҳи тузилманинг барча элементлари учун бир хил, яъни электронни эмиттердан базага ўтказиш учун сарфланадиган иш, электронни базадан коллекторга ўтказишда ажраладиган энергияга тенг бўлади. Эмиттер ва коллектор орасида электронларнинг узлуксиз алмашинуви, табиийки, бутун тузилма энергиясининг ўзгаришига олиб келмайди. Электрон эмиттердан коллекторга ҳамда ковак коллектордан эмиттерга ўтганда энергия баланси бузилмайди.

ЭЎга тўғри силижитиш, КЎга эса тескари силжитиш берилганда, эмиттер-база потенциал барьер пасаяди, коллектор-база потенциал барьер эса ортади. Энергетик диаграмма 4.3,б-расмда келтирилган кўринишга эга бўлади.



4.3-расм. $n-p-n$ турли дрейфсиз БТнинг мувозанат ҳолатдаги (а) ва актив режимдаги (б) энергетик диаграммалари.

Ўтишларга берилган кучланишлар натижасида тузилмада энергия баланси ўзгаради. Эмиттер соҳаси Ферми квази сатҳининг юқорига силжиши ва потенциал барьернинг мос камайиши, электронни ЭЎдан ўтказиш учун зарур ишнинг камайишини англатади. Худди шу вақтда коллектор соҳаси Ферми квази сатҳининг пастга силжиши ва КЎ потенциал барьерининг ортиши, электронни базадан коллекторга ўтишда ажралиб чиқадиган энергиянинг ортишини англатади. Агар вақт бирлиги ичида коллекторга ўтувчи электронлар сони, худди шу вақт давомида, эмиттердан базага ўтувчи электронлар сонига, ҳеч бўлмаганда, катталиқ даражаси бўйича тенг бўлса, электронларни базага инъекциялаш учун сарфланган қувват, ушбу электронлар коллекторга ўтганда ажраладиган қувватга нисбатан кичик бўлади.

Ушбу ортиқча қувват чиқиш занжири электр токи қувватидек намоён бўлади. Юқорида кўриб ўтилганлар БТда қувват кучайтирилишининг физик моҳиятини белгилайди. Базадан коллекторга йўналган электронлар оқими эмиттердан базага оқувчи ушбу зарралар оқими билан бир хил бўлиши учун, база соҳаси кенглиги

етарлича кичик ва электронларнинг рекомбинация ҳисобига йўқолиши кам бўлмоғи керак.

Ковак коллектордан эмиттерга ўтганда энергия баланси албатта, шундайлигича қолади. Лекин коллектор соҳада коваклар концентрацияси эмиттердаги электронлар концентрациясига нисбатан жуда кичик бўлгани сабабли, бирлик вақт давомида коллектордан эмиттерга ўтувчи коваклар сони электронларнинг эмиттердан коллекторга ўтишига нисбатан мос марта кам бўлади. Коваклар ўтиши ҳисобига қувват бўйича ютуғ, электронлар ўтиши ҳисобига қувватдаги ютуққа нисбатан, инobatга олмаса бўладиган даражада кам бўлади.

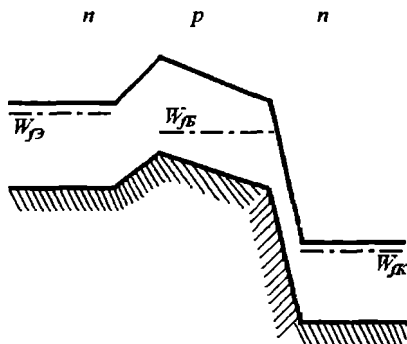
$p - n - p$ тузилмали БТларда эса қувват бўйича ютуғнинг асосий қисми ковакларнинг эмиттердан коллекторга ўтиши ҳисобига бўлади. Электронларнинг коллектордан эмиттерга ўтиши қувват кучайтиришда инobatга олмаса бўладиган даражада кам бўлади.

Транзисторларда қувват ўзгартиришнинг баъзи томонлари гидродинамик энергияни ўзгартириш жараёнига ўхшаб кетади. Эмиттер ва коллектор соҳаларни дўнглик билан ажратилган иккита сув ҳавзасига ўхшатиш мумкин. Транзистор тузилманинг мувозанат ҳолатига, гидрогеологлар тили билан айтганда, юқори ва пастки туб сатҳлари бир хил ва дўнглик сатҳидан пастда ётган ҳолат тўғри келади. ЭЎдаги тўғри ва КЎдаги тесқари силжишга юқори туб сатҳи дўнглик сатҳига нисбатан юқори кўтарилган, тубнинг пастки сатҳи эса, аксинча, сезиларли пасайтирилган ҳолат тўғри келади. Юқори сув ҳавзадаги сув дўнгликдан ошиб ўтади ва қисман фильтрация ва буғланиш ҳисобига камайишига қарамасдан (электронларнинг базада рекомбинация бўлиши ҳисобига камайиши), иккинчи сув ҳавзаси чегарасигача етиб боради. Бу ерда у пастки туб сатҳига нисбатан катта потенциал энергия захирасига эга бўлади ва шаршара сифатида оқиб, жамғарилган энергияни ажратиш учун гидротурбина ўрнатишни тақозо қилади. Транзисторларда бундай турбиналар вазифасини коллектор занжирининг юклама элементлари бажаради.

$p - n - p$ тузилмали транзисторларда барча жараёнлар юқоридагиларга ўхшаш бўлади, фақат ишчи суюқлик ролини электронлар эмас, коваклар бажаради.

Дрейфли транзисторлар база соҳасида киритмалар нотекис тақсимланган бўлгани учун электр ўтиш базанинг бутун кенг-

лигини эгаллайди. $n - p - n$ тузилмали дрейфли транзистор энергетик диаграммаси 4.4-расмда келтирилган. Бундай транзисторда база соҳаси дўнгликдан эмас, балки коллектор томонга оғган текисликдан иборат. Электронларнинг базадан ўтиши диффузия билан дрейф ҳисобига амалга ошади. Гидродинамик ўхшатишда суюқликнинг сув ҳавзалар орасидаги ҳаракати нафақат гидродинамик босим остида, балки кўпроқ гидростатик босим остида юз беришини англатади. Сув ўтиш тезлиги ортади, ўтишдаги йўқотишлар эса камаяди.



4.4-расм. $n - p - n$ турли дрейфли БТнинг актив режимдаги энергетик диаграммаси.

Қувват ўзгартириш жараёнларини миқдор жиҳатдан ифодалаш учун базага инъекцияланувчи электронлар оқими ва КЎ чегарасидаги ушбу заррачалар оқими орасидаги боғлиқлишни аниқлаш керак. Бу ўз навбатида БТ электродлар тоқларини ва турли иш режимларида улар орасидаги боғлиқликни аниқлашдан иборат эканлигини англатади.

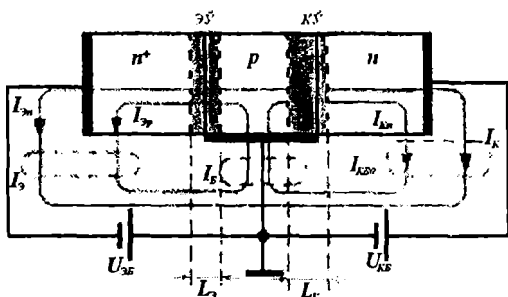
4.4. Транзисторда электродлар тоқлари

УБ схемада уланган, эритиб тайёрланган $n-p-n$ БТнинг актив режимда ишлашини кўриб чиқамиз (4.5-расм).

БТнинг ишлаши уч ҳодиса ҳисобига амалга ошади:

- эмиттердан асосий заряд ташувчиларнинг базага инъекцияланиши;

- базага инжекцияланган ЭТларнинг диффузия ва дрейф ҳисобига КЎгача етиб келиши;
- базага инжекцияланган ва КЎгача етиб келган ноасосий заряд ташувчиларнинг экстракцияланиши.



4.5-расм. Актив режим учун кучланиш манбалари кутблари ва электродлар токлари йўналишлари.

ЭЎ тўғри силжитилганда ($U_{ЭБ}$ таъминот манбаси ҳисобига амалга оширилади) унинг потенциал баръери пасаяди ва электронлар эмиттердан базага инжекцияланади. Электронларнинг эмиттердан базага ҳамда ковакларнинг базадан эмиттерга инжекцияланиши ҳисобига эмиттер токи I_3 ҳосил бўлади:

$$I_3 = I_{Эн} + I_{Эр} \quad (4.1)$$

бу ерда, $I_{Эн}$, $I_{Эр}$ – мос равишда электронлар ва коваклар инжекция токлари.

Эмиттер токининг $I_{Эр}$ ташкил этувчиси коллектор орқали оқмайди ва шунинг учун фойдасиз ток ҳисобланади. $I_{Эр}$ қийматини камайтириш учун базадаги акцептор киритмалар концентрацияси қиймати эмиттердаги донор киритмалар концентрациясига нисбатан икки тартиб кичик қилиб олинади.

Эмиттер токида электронларнинг инжекция токи $I_{Эн}$ улушини **инжекция коэффициентини** деб аталувчи катталиқ ифодалади. У эмиттер ишлаш самарадорлигини белгилаб, эмиттер токидаги фойдали ток улушини кўрсатади

$$\gamma = \frac{I_{Эн}}{I_3} \quad (4.2)$$

Одатда, $\gamma = 0,990-0,995$ ни ташкил этади. Базага инжекцияланган электронлар, базада коллектор томонга диффузияланиб КЎгача етиб боради. Сўнгра коллекторга экстракцияланади (КЎнинг электр майдони таъсирида коллекторга тортиб олинади) ва коллектор токи $I_{Кн}$ ни ҳосил қилади.

Коллекторга ўтиш давомида инжекцияланган электронларнинг бир қисми база соҳадаги коваклар билан учрашиб рекомбинацияланади ва уларнинг концентрацияси камаяди. Етишмовчи коваклар ташқи занжир орқали кириб (электр нейтраллик шарти бажарилиши учун), база токининг рекомбинацион тақшил этувчиси $I_{БРЕК}$ ни ҳосил қилади. $I_{БРЕК}$ қиймати катта бўлгани учун уни камайтиришга ҳаракат қилинади. Бунга база кенглигини камайтириш билан эришилади.

Эмиттердан инжекцияланган электронлар токининг база соҳада рекомбинация ҳисобига камайиши *электронларни ташиши коэффициентини* деб аталувчи катталиқ билан ифодаланади

$$\alpha_T = \frac{I_{Кн}}{I_{Эн}} . \quad (4.3)$$

Реал транзисторларда $\alpha_T = 0,980 \div 0,995$.

Актив режимда транзисторнинг КЎ тескари йўналишда силжитилган ($U_{КБ}$ билан амалга оширилади)лиги сабабли коллектор занжирида *хусусий ток* $I_{К0}$ оқади. У икки хил ноасосий заряд ташувчиларнинг дрейф тоқларидан ташкил топган. Натижада $p-n$ ўтишнинг тескари токи $I_{К0} = I_{pn} + I_{np}$ амалда тескари кучланишга боғлиқ бўлмайди ва хона температурасида кремнийли ўтишларда $I_{К0} = 10^{-15}$ А ни ташкил затди. Шундай қилиб, эмиттер токи *бошқарувчи*, коллектор токи эса *бошқарилувчидир*. Шунинг учун БТ *ток билан бошқарилувчи асбоб* дейилади.

Коллектор токи икки ташкил этувчидан иборат

$$I_K = I_{Кн} + I_{К0} .$$

Агар $I_{Кн}$ эмиттернинг тўлиқ токи билан боғлиқлиги эътиборга олинса, у ҳолда,

$$I_K = \alpha I_{Э} + I_{К0} , \quad (4.4)$$

бу ерда, $\alpha = \gamma \alpha_T$ - *эмиттер токни узатиши коэффициентини*. $\alpha < 1$ бўлгани учун УБ уланган БТ токни кучайтирмайди ($I_K \approx I_{Э}$).

База электродидидаги ток рекомбинация ташкил этувчи $I_{БРЕК}$ дан ташқари, ЭЎнинг инжекцияланган коваклар токи $I_{Эр}$ ва КЎнинг хусусий токи $I_{К0}$ дан ташкил топади. Кўриниб турибдики,

$$I_{БРЕК} = (1 - \alpha_T) I_{Э_0}. \quad (4.5)$$

База токининг рекомбинация $I_{БРЕК}$ ва инъекция $I_{Э_0}$ ташкил этувчилари йўналишлари бир хил. Агар КЎга қўйилган кучланиш тескари йўналишда бўлса, унинг хусусий токи $I_{К0}$ тескари йўналган бўлади. Шунинг учун

$$I_{\Sigma} = (1 - \alpha_T) I_{Э_0} + I_{Э_0} - I_{К0} = (1 - \alpha) I_{\Sigma} - I_{К0}. \quad (4.6)$$

Ток бўйича катта кучайтириш коэффициентини таъминловчи схема 4.2-б расмда келтирилган бўлиб, унда БТ УЭ схемада уланган. Ушбу схемада умумий электрод бўлиб эмиттер, кириш токи бўлиб база токи, чиқиш токи бўлиб эса, коллектор токи хизмат қилади.

Кирхгофнинг биринчи қонунига мувофиқ эмиттер токи транзисторнинг бошқа электродлари тоқлари билан қуйидаги муносабат орқали боғланган:

$$I_{\Sigma} = I_{Б} + I_{К}. \quad (4.4')$$

(4.4') ва (4.6) муносабатларни эътиборга олган ҳолда, УЭ уланган схемада коллектор токи учун тенглама қуйидаги кўринишга эга бўлади:

$$I_{К} = \alpha (I_{Б} + I_{К}) + I_{К0}.$$

Бундан

$$I_{К} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} I_{Б} + \frac{1}{1 - \alpha} I_{К0}. \quad (4.7)$$

Агар $\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$ деб белгиланса, (4.7) ифодани қуйидаги кўринишда ёзиш мумкин:

$$I_{К} = \beta I_{Б} + (\beta + 1) I_{К0}. \quad (4.8)$$

β коэффициент *база токини узатиш коэффициенти* деб аталади. β нинг қиймати $10 \div 1000$ бўлиб, УЭ схемада уланган БТ яхши ток кучайтиргич ҳисобланади.

4.5. Биполяр транзистор иш режимларини электродлар тоқларига таъсири

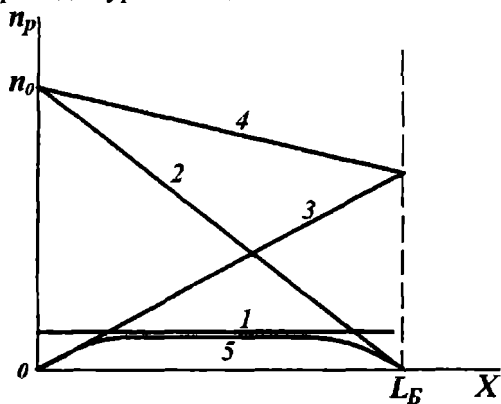
Коллектор ва эмиттер тоқларининг ўзаро боғланиши база орқали амалга ошади. Дрейфсиз БТ базасида турли режимларда заряд ташувчилар концентрациясининг тақсимланиши 4.6-расмда кўрсатилган.

Базанинг чап томони ЭЎдан бошланиб $X=0$, ўнг томони КЎ билан чегараланади $X=L_B$. Актив режимда эмиттердан асосий заряд ташувчилар базага инжекциялангани сабабли, базанинг чап томон чегарасида, ЭЎга яқин соҳада, концентрацияси n_0 ни ташкил этувчи номувозанат электронлар пайдо бўлади. Базанинг ўнг томонида, КЎ яқинида, ноасосий заряд ташувчилар КЎнинг ички электр майдони ёрдамида экстракциялангани сабабли электронлар концентрацияси мувозанат ҳолатдаги n_p концентрацияга нисбатан эътиборга олмаса бўладиган даражада кичик. Базада электронлар концентрацияси градиенти dn/dx ҳосил бўлгани ҳисобига электронлар концентрация катта соҳадан кам томонга диффузияланиб ҳаракатланади ва базада электронларнинг диффузия токини ҳосил қилади:

$$I_n(x) = S_3 q D_n \frac{dn}{dx},$$

бу ерда, S_3 – ЭЎнинг юзаси, D_n – электронларнинг база соҳадаги диффузия коэффициенти.

База соҳасида электронлар ночизиқли тақсимланади, чунки ҳаракат давомида электронлар рекомбинация ҳисобига йўқолади. Электронларнинг тақсимланишидаги фарқ жуда кичик бўлгани сабабли, уни расмда кўрсатиш қийин.



4.6-расм. Турли режимларда заряд ташувчиларнинг БТ базасида тақсимланиши: 1 – мувозанат ҳолат ($U_{ЭБ} = 0, U_{КБ} = 0$), 2 – актив, 3 – инверс, 4 – тўйиниш, 5 – берк режимларга мос келади.

Дрейфли БТ базасида электронлар токи диффузия ва дрейф ташкил этувчиларидан ташкил топади:

$$I_n(x) = S_3 q D_n \frac{dn}{dx} + S_3 q \mu_n n(x) E_E,$$

бу ерда, $n(x)$ – ихтиёрий x кесимда электронлар концентрацияси, $E_E = (kT/qN_A)/(dN_A/dx)$ – акцептор киритмалар концентрацияси N_A нотекис тақсимланган базада ички электр майдон кучланганлиги.

Инверс режимда КЎ тўғри йўналишда силжитилган бўлиб, электронлар коллектордан базага инжекцияланади. База соҳасидаги ноасосий заряд ташувчилар концентрацияси коллектордан эмиттерга камайиб боради ва бу ҳолда ток тескари йўналган бўлади. Тўйиниш режимда, иккала p - n ўтиш тўғри силжитилганда, p - n ўтишлар яқинида электронлар концентрацияси мувозанат ҳолатдагига қараганда юқори бўлади, шунинг учун $n(x)$ концентрациянинг базада тақсимланиши 4-чизик билан ифодаланади. Ушбу тақсимланишни актив ва инверс режимлардаги концентрациялар тақсимланиши йиғиндиси сифатида кўрсатиш мумкин. Иккала p - n ўтишга тескари силжитиш берилган берк режимда, базанинг p - n ўтишларга яқин соҳаларида, электронлар концентрацияси амалда нолга тенг бўлиб, мувозанат ҳолатда базада тақсимланганга қараганда камроқ бўлади (5-чизик). p - n ўтишлар яқинида ҳосил бўладиган концентрация градиентлари p - n ўтишларнинг тескари тоқларини аниқлайди. Заряд ташувчиларнинг базада тақсимланишини билиш p - n ўтишларга берилган кучланишларнинг транзистор электродларидаги тоқлар қийматига таъсирини график равишда яққол кўрсатиш имконини беради. Юқорида келтирилган заряд ташувчилар тақсимланиши ўтишларга берилган кучланишлар таъсирида база соҳаси кенглигининг ўзгаришларини эътиборга олмаган ҳолда кўриб чиқилди. Реал БТларда p - n ўтишларга берилган кучланишлар таъсирида p - n ўтиш кенглиги ўзгаради, бу ўз навбатида база соҳаси кенглиги L_B нинг ўзгаришига олиб келади. Агар p - n ўтишлар кенгайса, база тораяди ва аксинча бўлади. Ушбу ҳодиса *Эрли эффекти* ёки *база кенглиги модуляцияси* деб аталади.

Эрли эффекти қандай натижаларга олиб келиши мумкинлигини кўриб чиқамиз.

Актив режимда КЎдаги тескари кучланиш қиймати U_{KB} ортган сайин база кенглиги L_B кичиклашади. Бу ўз навбатида базага инжекцияланган электронлар концентрацияси градиентини оширади, натижада, эмиттер токи ортади. База кенглиги камайиши билан, эмиттер тоқининг рекомбинация ҳисобига йўқолиши камайиб, ташиш коэффициенти α_T қиймати ортади.

Тўйиниш режимида эмиттер ва коллектордан базага электронлар инжекцияланади. Натижада, U_K ортиши билан ЭЎнинг электронлар токи кескин камаяди. Эмиттер самарадорлиги ҳам кескин камайиб, $U_K = U_3$ бўлганда $\gamma = 0$ бўлади.

Берк режимда $\gamma = 0$. Инверс режимда p - n ўтишлар вазифалари алмашади – КЎ бошқарувчи бўлиб, ЭЎ бошқарилувчи бўлиб қолади.

4.6. Биполяр транзисторнинг электр моделлари

Умумий маълумотлар. Моделлашнинг асосий вазифаси БТ электр характеристикалари билан физик параметрлари орасидаги боғланишни аниқлашдан иборат. Бунинг учун БТ электр модель кўринишида келтирилади. Унинг модели баъзан *эквивалент схема* ёки *алмашлаш схемаси* деб ҳам аталади.

Электр моделда БТ оддий элементлар (диод, ток манбаи, резистор ва конденсаторлар) ёки тўрт кутбли билан алмаштирилади. Транзистор моделлари электрон схемалар параметрлари ва характеристикаларини ҳисоблашда ва энг муҳими, интеграл схемаларни ишлаб чиқаришда, мураккаб схемани содда ва аниқ моделлар асосида таҳлил қилиш зарур бўлганда ишлатилади.

Баъзи моделлар транзисторнинг статик режими учун, бошқалари эса, динамик режими учун ишлаб чиқилган. БТ электродларидаги кучланишлар вақт бўйича ўзгармас бўлган режим *статик режим* дейилади. Бу вақтда режимнинг барча параметрлари вақт давомида ўзгармас қолади.

Транзистор ишлаганда, унинг электродлари занжирларига ўзгармас кучланиш манбаларидан ташқари, кучайтирилиши ёки ўзгартирилиши зарур бўлган сигнал манбаи ҳам уланади. Сигнал берилганда транзистор электродларидан бирида кучланиш (ток) вақт давомида *ўзгарувчан* бўлиб, транзистор *динамик режим* ҳолатида бўлади.

Умумий ҳолда, ток ва кучланишларнинг ўзгарувчан ташкил этувчилари орасидаги боғланиш билан уларнинг ўзгармас ташкил этувчилари орасидаги боғланиш бир-биридан фарқ қилади ((4.4) ва (4.8) тенгламалар). Бунинг иккита сабаби бор. Биринчидан, транзистор p - n ўтишларининг барьер сиғимлари мавжуд, коллектор ва база соҳалари сезиларли ҳажмий қаршиликка эга. Шулар ҳисобига p - n ўтишлардаги кучланишлар транзистор электрод-

ларидаги кучланишлар билан синфаз ўзгармайдилар ва амплитудаси бўйича электродлардаги кучланишларга нисбатан доим кичик қийматга эга бўлади. Кучланишлар қийматидаги фарқ сигнал частотаси ортиши билан ортади. Иккинчидан, заряд ташувчиларнинг база орқали ўтиши, яъни ЭЎ диффузия сифимининг қайта зарядланиши инерцион жараёнدير. Шунинг учун динамик режимда электродлар тоқларининг оний қийматлари p - n ўтишлардаги кучланишларнинг оний қийматларига мос келмай қолади, заряд ташувчиларнинг эмиттердан коллекторгача етиб бориши учун коллектор тоқининг кечикиши деб аталувчи маълум вақт зарур бўлади. Шундай бўлишига қарамасдан, агар кечикиш вақти ўзгарувчан кучланишнинг ўзгариш даврига нисбатан жуда кичик бўлса, ўзаро боғланишларнинг фарқи катта бўлмайди, яъни оний қийматлар боғланишлари амалда статик режимдаги ўзгармас қийматлар орасидаги боғланишлар каби бўлади. Бундай частоталарни *паст частоталар* деб аташ, паст частоталардаги динамик режимни эса, *квазистатик режим* деб аташ қабул қилинган.

Сигнал қиймати, яъни ўзгарувчан ташкил этувчилари катта ёки кичик бўлиши мумкин.

Кириш ва чиқиш сигналлари ўзгарувчан ташкил этувчилари орасида чизикли боғланиш кузатиловчи сигнал *кичик сигнал* деб аталади. Агар кириш сигнали амплитудаси икки марта камайтирилса, ўлчанаётган параметр қиймати, масалан, кучайтириш коэффициенти, $\pm 10\%$ га ўзгарса, шартли равишда сигнал амплитудаси етарлича кичик деб ҳисобланади. Кичик сигнални бошқа таърифлари ҳам мавжуд.

Ўзгарувчан ва ўзгармас ташкил этувчилар турли моделлар ёрдамида ҳисобланади ва таҳлил қилинади. Ўзгармас ташкил этувчиларни таҳлил қилишда у ёки бу сонли интеграл параметрларга эга *ночизикли Эберс-Молл модели*нинг турли вариантлари ишлатилади. Уларнинг ночизикли дейилишига сабаб, катта сигнал режимида диод ва сифимларнинг ночизикли характеристикаларга эгалигидадир.

Кичик ўзгарувчан ташкил этувчиларни таҳлил қилишда ноцикликли моделлардан фойдаланишнинг маъноси йўқ, чунки дифференциаллар деб аталувчи кичик ўзгаришлар орасидаги боғланишлар функцияларнинг ўзи билан эмас, балки уларнинг дифференциаллари билан белгиланади. Шу сабабдан ўзгарувчан ташкил этувчиларни таҳлил қилишда махсус *кичик сигналли* (чизикли)

динамик моделлардан фойдаланилади. Бундай моделларда ток ва кучланишларнинг кичик ўзгаришларини боғловчи катталиклар транзисторнинг *дифференциал параметрлари* деб аталади.

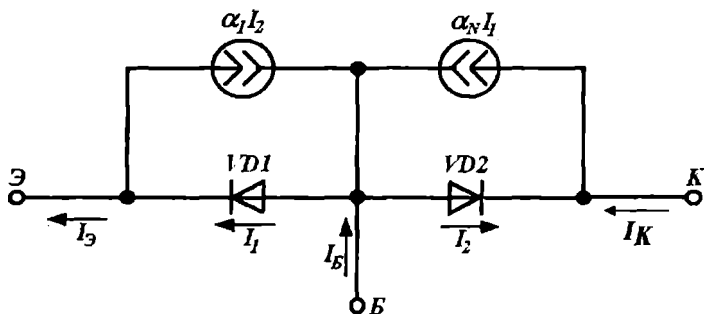
Статик режимда БТнинг ноцизиқли электр модели (Эберс-Молл модели). Эберс-Молл модели транзистор *p-n* ўтишлари орқали актив (нормал) (4.6) ва инверс режимларда оқувчи тоқлар учун ёзилган тенгламаларга асосланади:

$$I_K = \alpha I_{\mathcal{E}} + I_{K0}, \quad (4.9)$$

$$I_{\mathcal{E}} = \alpha_N I_K + I_{\mathcal{E}0},$$

бу ерда, α ва α_N - мос равишда, актив ва инверс режимларда эмиттер тоқини узатиш интеграл коэффициентлари.

n-p-n транзистор учун моделнинг энг содда варианты 4.7-расмда кўрсатилган.



4.7-расм. БТ учун Эберс-Молл модели.

Модель иккита қарама-қарши уланган ток манбалари ва иккита диоддан ташкил топган. $VD1$ диод ЭЎ хусусиятларини, $VD2$ диод эса КЎ хусусиятларини моделлаштиради. $\alpha_1 I_2$ ва $\alpha_N I_1$ ток манбалари мос диодлар билан бошқарилади. Ток манбаларининг ички қаршилиги жуда юқори бўлгани сабабли, занжир қаршилиги қийматига боғлиқ бўлмаган ҳолда, занжирдан оқаетган ток қийматини белгилайдилар.

Диодлар ВАХлари (2.9) га мувофиқ аппроксимацияланади

$$I_1 = I_{0\mathcal{E}} (e^{\frac{U_{\mathcal{E}}}{\varphi}} - 1); \quad I_2 = I_{0\mathcal{K}} (e^{\frac{U_{\mathcal{K}}}{\varphi}} - 1),$$

бу ерда, $I_{0\mathcal{E}}$, $I_{0\mathcal{K}}$ - модель параметрлари, $\varphi = kT/q$.

Эмиттер, коллектор ва база токлари моделнинг ички токлари билан қуйидагича боғланган:

$$I_3 = I_{03} \left(e^{\frac{U_{БЭ}}{\varphi_T}} - 1 \right) - \alpha_H I_{0K} \left(e^{\frac{U_{БК}}{\varphi_T}} - 1 \right); \quad (4.10)$$

$$I_K = \alpha I_{03} \left(e^{\frac{U_{БЭ}}{\varphi_T}} - 1 \right) - I_{0K} \left(e^{\frac{U_{БК}}{\varphi_T}} - 1 \right); \quad (4.11)$$

$$I_B = I_3 - I_K = (1 - \alpha) I_{03} \left(e^{\frac{U_{БЭ}}{\varphi_T}} - 1 \right) - (1 - \alpha_H) I_{0K} \left(e^{\frac{U_{БК}}{\varphi_T}} - 1 \right). \quad (4.12)$$

Ушбу тенгламалар БТ нинг математик моделларидир. Улар асосида турли уланиш схемаларда статик ВАХларнинг ихтиёрий оиласи учун аналитик ифодаларни топиш мумкин.

Масалан, (4.10) тенглама УБ уланган схема учун статик кириш характеристикаларни бевосита аниқлайди. УБ уланиш схемасида уланган БТ нинг статик чиқиш характеристикаларини аниқловчи ифода (4.11) тенгламани (4.10)ни эътиборга олган ҳолда, ўзгартириш йўли билан ҳосил қилинади

$$I_K = \alpha I_3 - (1 - \alpha \alpha_H) I_{0K} \left(e^{\frac{U_{БК}}{\varphi_T}} - 1 \right) .$$

УЭ уланган схема учун кириш характеристикаларни ифодаловчи муносабатлар (4.12) да $U_{БК} = U_{БЭ} - U_{КЭ}$ деб олинади. Схемада уланган БТнинг чиқиш характеристикаларини ифодаловчи муносабатлар (4.11) ва (4.12) да $U_{БК} = U_{БЭ} - U_{КЭ}$ ва $U_{БЭ}$ ўзгарувчини алмаштириш орқали топилади. $I_B \gg I_{0K}$ бўлганда, у, қуйидаги кўринишга келади:

$$I_K = \frac{\beta I_B \left[1 - \frac{1}{\alpha_H} e^{\frac{U_{КЭ}}{\varphi_T}} \right]}{1 + \frac{\beta}{\beta_H} e^{\frac{U_{КЭ}}{\varphi_T}}},$$

бу ерда, $\beta_H = \frac{\alpha_H}{1 - \alpha_H}$.

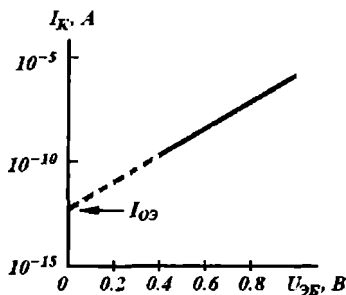
Шундай қилиб, моделнинг тўртта параметри бор: I_{03}, I_{0K}, α ва α_H . α ва α_H параметрлар эмиттер ва коллектор тоқларини мос равишда актив ва инверс режимларда ўлчаш ва қуйидаги формулалар бўйича ҳисоблашлар орқали топилади:

$$\alpha = \frac{I_K - I_{0K}}{I_3}; \quad \alpha_H = \frac{I_3 - I_{03}}{I_K}. \quad (4.13)$$

Ушбу формулаларда I_{OK} ток нормал актив режимда, эмиттер занжири узилган ҳолда ($I_3=0$), КЎнинг тескари токини, I_{O3} эса, актив режимда, коллектор занжири узилган ҳолда ($I_K=0$), ЭЎнинг тескари токини ташкил этади.

Параметр I_{O3} ЭЎ ВАХнинг тескари шаҳобчаси орқали ўлчанилмайди. Шунинг учун I_{O3} ни аниқлашда $U_{KB} = \text{const}$ бўлгандаги $I_K = f(U_{ЭБ})$ боғлиқлик 4.8-расмда кўрсатилгандек ярим логарифмик масштабда қурилади. Ток I_{O3} $U_{ЭБ} = 0$ бўлганда I_K токининг қийматига тенг бўлади. Инверс режимда худди шунга ўхшаб $I_3 = f(U_{KB})$ ўлчашларни бажариб ва график куриб $U_{KB}=0$ бўлганда I_{OK} ни аниқлаш мумкин.

Энг содда Эберс-Молл моделида I_{O3} , I_{OK} , α ва α_H лар ўзгармас, яъни электродлардаги ток ва кучланишларга боғлиқ эмас деб ҳисобланади. Моделнинг аниқлигини ошириш учун унга эмиттер, база ва коллектор соҳаларининг ҳажмий қаршилиги кўшилиб, Эрли эффекти инобатга олинади. Бу эса, ўз навбатида, модель параметрлари сонининг ошишига, транзистор моделининг мураккаблашувиغا олиб келади. Бундан ташқари, ушбу модель транзисторнинг статик характеристикаларини аниқлайди ва унга юқори частотали сигналлар таъсир этгандаги инерция хусусиятларини акс эттирмайди.



4.8-расм. Эберс-Молл моделидаги эмиттер диоднинг ярим логарифмик масштабда қурилган ВАХи.

4.7. Биполяр транзисторнинг статик характеристикалари

Эберс-Молл тенгламалари (4.10)÷(4.12) БТ статик режимларини таҳлил қилиш ва статик характеристикаларни топиш учун қўлланилади. Чунки бу тенгламалар транзистор $p-n$ ўтишларидаги ҳар қандай кучланишларда унинг асосий хусусиятларини тўлиқ акс

эттиради. Аммо шуни ҳам айтиб ўтиш керак-ки, моделда $I_{0Э}$ ва $I_{0К}$ тоқлар p - n ўтишларнинг ўзида заряд ташувчиларнинг генерацияланиш ва рекомбинацияланишини ҳамда Эрли эффектини эътиборга олмайди. Шу сабабдан УБ, УЭ ва УК уланган схемаларда БТнинг реал характеристикаларини кўриб чиқамиз.

БТ статик кириш характеристикалари.

Кириш характеристикаси деб чиқиш кучланишининг берилган ва ўзгармас қийматларида, кириш тоқининг кириш кучланишига боғлиқлигини кўрсатувчи графикка айтилади.

УБ схема. УБ уланган схемада кириш тоқи бўлиб эмиттер тоқи $I_Э$, кириш кучланиши бўлиб эмиттер-база кучланиши $U_{ЭБ}$, чиқиш кучланиши бўлиб эса, коллектор-база кучланиши $U_{КБ}$ хизмат қилади. Шунинг учун УБ уланган схеманинг кириш характеристикалари КЎдаги кучланиш $U_{КБ}$ нинг белгиланган қийматларида $I_Э = f(U_{ЭБ})$ боғланиш орқали ифодаланadi.

БТда эмиттер ва коллектор ўтишларнинг ўзаро таъсири ўтишларга қуйилган кучланиш кутбларига боғлиқ. Масалан, актив режимда КЎ тоқи база-эмиттер кучланиши билан аниқланадиган ЭЎ тоқига боғлиқ. КЎ кучланишининг ЭЎ тоқига таъсири нисбатан сустроқ бўлади. Тўйиниш режимда иккала ўтиш базага заряд ташувчиларни инжекциялайди ва КЎнинг ЭЎ тоқига таъсири кучли бўлади.

Агар эмиттер тоқи $I_Э$ да ковақлар тоқи электронлар тоқига нисбатан фоизнинг улушларини ташкил этиши эътиборга олинса, симметрик тузилмали УБ уланган БТнинг кириш характеристикалар оиласини қуйидаги тенглама билан ифодалаш мумкин:

$$I_Э = I_0 \left(e^{\frac{q|U_{ЭБ}|}{kT}} - e^{\frac{q|U_{КБ}|}{kT}} \right) . \quad (4.14)$$

$U_{КБ} = 0$ бўлганда характеристика тенграмаси

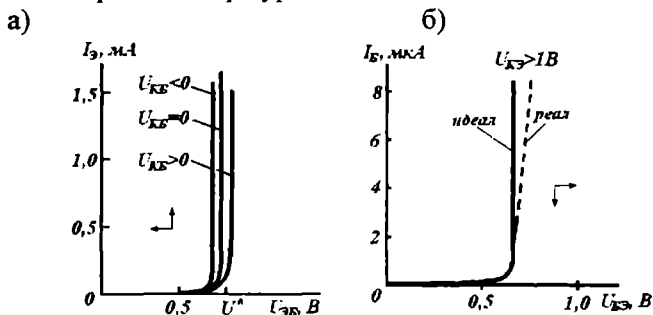
$$I_Э = I_0 \left(e^{\frac{q|U_{ЭБ}|}{kT}} - 1 \right) , \quad (4.15)$$

кўринишга эга бўлиб диод ВАХига ўхшайди. Шунга қарамасдан, диодда $I_0 \sim 1/L$ га, транзисторда эса $I_0 \sim 1/L_B$ эканлигини эътиборга олиш лозим. Актив режимда $\exp(-q|U_{КБ}|/kT)$ ни эътиборга олмаса ҳам бўлади, унда

$$I_Э = I_0 e^{\frac{q|U_{ЭБ}|}{kT}} . \quad (4.16)$$

Кўриниб турибдики, УБ уланган схемада кириш характеристикаси ординаталар ўқида I_0 кесма кесувчи экспонента орқали ифодаланади. Кўга берилган тескари кучланиш қиймати ортган сари Эрли эффекти ҳисобига база кенглиги камаяди, I_0 эса, ортади, чунки I_0 база кенглиги L_B га тескари пропорционал боғланган. Шу сабабли, U_{KB} ортиши билан кириш характеристикалари чапга ва юқорига силжийди (4.9-а расм).

УЭ схема. УЭ уланган схемада кириш токи бўлиб база токи I_B , чиқиш кучланиши бўлиб коллектор-эмиттер кучланиши $U_{KЭ}$ хизмат қилади. Шунинг учун кириш характеристикалар оиласи бўлиб коллектор-эмиттер кучланиши $U_{KЭ}$ нинг белгиланган қийматларида $I_B = f(U_{BЭ})$ боғланиш хизмат қилади. $U_{KЭ} = U_{KB} + U_{BЭ}$ бўлгани учун $U_{KЭ}$ нинг ўзгармас қийматларида кириш кучланиши $U_{BЭ}$ нинг ўзгаришлари Кўдаги U_{KB} кучланишнинг ўзгаришларига олиб келади. Бу эса, ўз навбатида, $I_Э$ токи қийматларига ва Кўнинг хусусий токи I_{K0} қийматларига таъсир кўрсатади.



4.9-расм. УБ (а) ва УЭ (б) уланган БТнинг кириш характеристикалар оиласи.

Актив режимда $|U_{KЭ}| > |U_{BЭ}|$ бўлганда, транзистор кириш характеристикаларини кўриб чиқамиз. Бу ҳолда эмиттер токи (4.14) ифода билан аниқланади, кириш характеристикаси (4.6)га мувофиқ

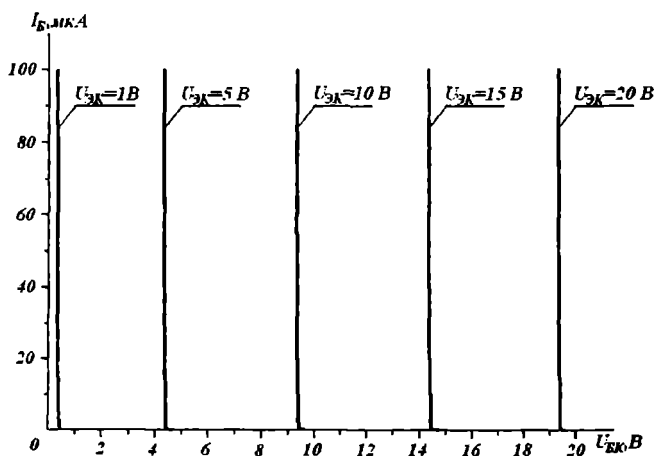
$$I_B = (1 - \alpha) I_0 e^{\frac{qU_{BЭ}}{kT}} - I_{K0} \quad (4.17)$$

(4.17) ва (4.16) ларни солиштириб УБ ва УЭ уланган схемаларда кириш характеристикалар кўриниши экспоненциал эканини ва тиклиги бўйича бир-бирдан фарқланишини кўраимиз. УЭ уланган схемада кириш характеристикаси тиклиги УБ схемада уланган БТ

кириш характеристикиси тиклигидан $1/(1-\alpha) = \beta + 1$ марта кичик. $U_{БЭ} = 0$ бўлганда $\alpha \leq 1$ ва база токи амалда $I_{К0}$ га тенг бўлиб қолади, яъни ўз йўналишини ўзгартиради. Тескари кучланиш қиймати ортиши билан $I_{К0}$ ток ҳам ортиши маълум. Шунинг учун $U_{КЭ}$ кучланиш ортиши билан кириш характеристикалари пастга ва ўнгга силжийди (4.9-б расм).

Агар $U_{БЭ} > 0$ ва бунда $U_{КЭ} = 0$ бўлса (коллектор ва эмиттер потенциаллари бир хил), иккала $p-n$ ўтиш тўғри йўналишда силжиган бўлади. Кириш характеристикиси тўйиниш режимига мос келади, база токи эса эмиттердан ва коллектордан бир вақтнинг ўзида электронлар инжекциялангани учун эмиттер ва коллектор токлари йиғиндисига тенг бўлади. $U_{БЭ}$ кучланиши ортиши билан иккала $p-n$ ўтишдаги инжекция ортади, базада ноасосий заряд ташувчилар концентрацияси ортади, бу эса ўз навбатида базада рекомбинациянинг ортишига, база токининг кескин ортишига олиб келади.

УК схема. УК уланган схемада кириш токи – база токи I_B , чиқиш кучланиши эса $U_{ЭК}$ кучланишдир. Демак, кириш характеристикалар оиласи $U_{БК}$ кучланишнинг белгиланган қийматларида $I_B = f(U_{ЭК})$ боғлиқлик орқали ифодаланади (4.10-расм). $U_{БК} = U_{ЭК} - U_{ЭБ}$ бўлгани учун $U_{ЭК}$ нинг ўзгармас қийматларида $U_{БК}$ ўзгаришлари база токи I_B ни экспоненциал камайтиради. Транзисторнинг динамик кириш қаршилиги УЭ уланган схемадагидек бўлади.



4.10-расм. БТнинг УК уланишдаги кириш характеристикалари.

Биполяр транзисторнинг статик чиқиш характеристикалари.

Чиқиш характеристикаси деб кириш токининг берилган, ўзгармас қийматларида чиқиш токи билан чиқиш кучланиши орасидаги боғлиқликка айтилади.

УБ схема. УБ уланган схемада чиқиш токи бўлиб I_K , чиқиш кучланиши бўлиб U_{KB} , кириш токи бўлиб эса, эмиттер токи I_E хизмат қилади. Шунинг учун УБ уланган схеманинг чиқиш характеристикалар оиласи эмиттер токи I_E нинг белгиланган қийматларида $I_K=f(U_{KB})$ боғланишдан иборат бўлади.

Чиқиш характеристикаси (4.4) тенглама билан ифодаланади. Актив режимда характеристикалар билан танишамиз. $n-p-n$ тузилмали БТлар учун актив режим фақат $U_{ЭБ}>0$ ва $U_{KB}>0$ бўлгандагина амалга ошади. $I_E=0$ бўлганда КЎнинг коллектор-база занжири бўйлаб оқувчи I_{K0} тескари токи чиқиш характеристикани ташкил этади.

I_E қиймати ортиши билан чиқиш характеристикалар юқорига силжийди. Эрли эффекти эътиборга олинмаганда ток узатиш коэффициенти α ни ўзгармас, U_{KB} га боғлиқ эмас ва чиқиш характеристикаларни горизонтал деб ҳисоблаш мумкин. УБ уланган схемада рекомбинация ҳисобига йўқотишлар камайгани учун α аслида аста-секин ортиб боради. Одатда, чиқиш характеристикаларнинг горизонтал чизиқлардан фарқи деярли сезилмайди. Актив режимнинг бошланғич соҳасидаги кескин, лекин қиймати бўйича катта бўлмаган ортиши $U_{KB}=0$ бўлганда КЎ тескари токининг нолдан максимал I_{K0} қийматгача ўзгариши билан боғлиқ.

Агар U_{KB} кучланиш ишораси тескарисига ўзгартирилса, КЎ тўғри силжитилган бўлиб қолади ва транзистор тўйиниш режимга ўтади. Бунда (4.4) тенглама тўйиниш режими учун қуйидаги кўринишда ёзилади:

$$I_K = \alpha I_E - I_0 \left(e^{\frac{qU_{KB}}{kT}} - 1 \right). \quad (4.18)$$

Тўйиниш режимида U_{KB} ортиши билан эмиттер токи ўзгаришсиз қолган ҳолда, коллектор токи коллектордан инжекция содир бўлиши ҳисобига камаяди. $U_{KB}=0,4 \div 0,6$ В бўлганда амалда КЎ очилади. Шу сабабдан $U_{KB} \neq 0$ бўлганда I_K токнинг сезиларли камайиши бошланади.

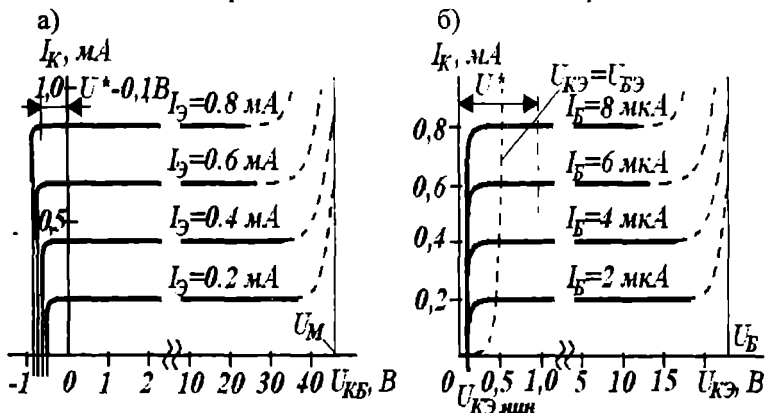
Тўйиниш режимида транзисторнинг чиқиш характеристикалари 4.11-а расмда иккинчи квадрантда келтирилган.

УЭ схема. УЭ уланган схемада чиқиш токи бўлиб коллектор токи I_K , кириш токи бўлиб база токи I_B , чиқиш кучланиши бўлиб эса, $U_{KЭ}$ кучланиши хизмат қилади. Шу сабадан УЭ уланган схема-нинг чиқиш характеристикалари база токи I_B нинг берилган қий-матларида $I_K = f(U_{KЭ})$ боғланишдан иборат (4.11,6-расм).

Коллектор токининг база токига боғлиқлиги (4.8) тенглама орқали ифодаланади. Кўрганимиздек, β ва I_{K0} параметрлар қийматлари КЎ қандай уланганига боғлиқ. Коллектор соҳасининг ҳажмий қаршилиги r_K ҳисобга олинган ҳолда КЎдаги кучланиш $U_{KB} = U_{KЭ} - U_{БЭ} - r_K I_K$ га тенг. Натижада, $U_{БЭ} > 0$ ва $U_{KЭ} > 0$ бўлганда ҳам актив режим амалга ошиши мумкин. Режимлар алмашиши КЎдаги кучланиш $U_{KB} = 0$ бўлганда содир бўлади. Бундан $U_{KЭ}$ нинг изланаётган бўсағавий қиймати $U^0_{KЭ} = U_{БЭ} - r_K I^0_K$. $U_{БЭ}$ нинг қиймати берилган база токига мувофиқ кириш характеристикалардан, I^0_K нинг қиймати эса (4.18) тенгламада $I^0_K = 0$ деб қабул қилиниб топилади, чунки КЎдаги кучланиш нолга тенг деб берилган. Натижада,

$$\left. \begin{aligned} I^0_K &= \beta_0 I_B, \\ U^0_{KB} &= U_{БЭ} + r_K \beta_0 I_B, \end{aligned} \right\} \quad (4.19)$$

бу ерда, β_0 – кучланиш $U_{KB} = 0$ бўлгандаги β нинг қиймати, I^0_K – ток эса, база токининг берилган қийматидаги коллектор токи қиймати.



4.11-расм. УБ (а) ва УЭ (б) уланган БТнинг чиқиш характеристикалари.

Шундаё қилиб, (4.19) тенгламалар ёрдамида берилган база токи нуқталари ордината ўқида бўсағавий кучланиш $U^0_{KЭ}$ ни ва

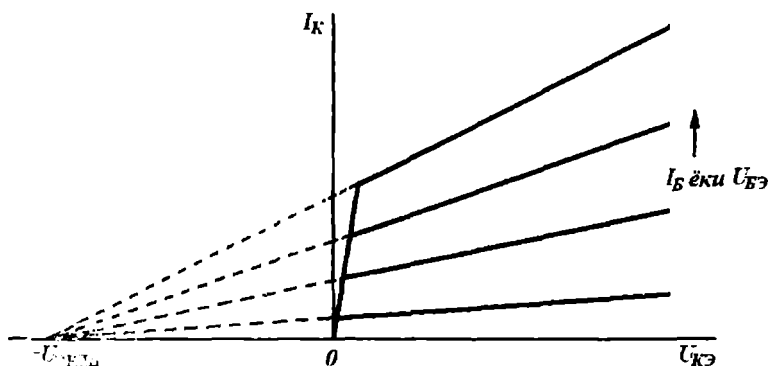
абсцисса ўқида коллектор токи I_K^0 қийматларини берувчи чизиқни чизиш мумкин (4.11-б расмда пунктир чизиқ). База токининг ҳар бир қиймати учун $U_{КЭ} \geq U_{КЭ}^0$ соҳа актив режим соҳасига, $U_{КЭ} < U_{КЭ}^0$ соҳа эса тўйиниш режими соҳасига мос келади.

Актив режим учун чиқиш характеристикаларни кўриб чиқамиз. $I_B=0$ бўлганда барча $U_{КЭ} \geq 0$ қийматларда актив режим ўринли бўлади, бунда коллектор токи $I_K = (\beta + 1)I_{К0}$ ифода билан аниқланади.

$U_{КЭ}$ ортиши билан, Эрли эффекти таъсири натижасида β нинг қиймати ортади. Шунинг учун УЭ схемада чиқиш характеристикалар тиклиги УБ уланган схемага нисбатан β марта ортиб, сезиларли бўлиб қолади.

Тўйиниш режимида β ва $I_{К0}$ лар КЎдаги тўғри кучланишга кучли боғлиқ функцияларга айланади. $U_{КБ}$ ортиши билан $I_{К0}$ ток йўналишини ўзгартиради ва экспоненциал ўсади, β қиймати эса инжекция коэффициентини U нинг камайиши ҳисобига нолгача кескин камаяди. Ушбу омилларнинг биргаликдаги таъсири ҳисобига коллектор токи $U_{КЭ}$ камайиши билан кескин камаяди ва $U_{КЭ} = (kT/q) \ln(1/\alpha_n)$ да нолга тенг бўлиб қолади (α_n - эмиттер токини узатишнинг инверс коэффициентини).

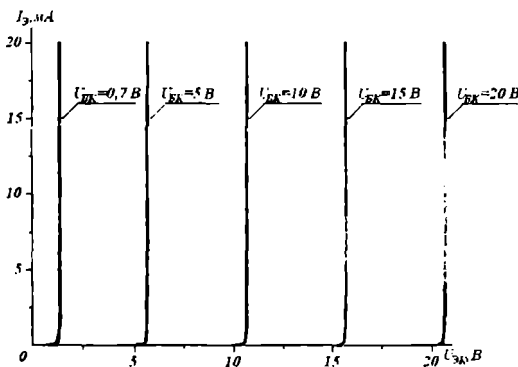
УЭ уланган БТ нинг Эрли эффекти эътиборга олинган статик чиқиш характеристикалари 4.12-расмда келтирилган.



4.12-расм УЭ уланган БТ нинг Эрли эффекти эътиборга олинган ҳолда статик чиқиш характеристикалари.

Чиқиш характеристикалар оиласи актив режимда база токи I_B ёки коллектор-база кучланиши $U_{КЭ}$ ни ортиши билан $U_{ЭРЛИ}$ кучланишидан чикувчи тўғри чизиқлар билан ифодаланеди.

УК схема. УК уланган схемада чиқиш токи бўлиб эмиттер токи $I_Э$, кириш токи бўлиб база токи I_B , чиқиш кучланиши бўлиб эса $U_{ЭК}$ хизмат қилади. Шунинг учун УК уланган схеманинг чиқиш характеристикалар оиласи $U_{БК}$ кучланишнинг белгиланган қийматларида $I_Э = f(U_{ЭК})$ боғланишдан иборат (4.13-расм). Чиқиш характеристикаси $U_{БК}$ кучланиш қийматига силжиган диод ВАХига ўхшайди. УК уланган транзисторнинг ўзига хос хусусияти унинг динамик қаршилигининг кичиклигидир.



4.13-расм. УК схемада уланган БТ чиқиш характеристикалари.

УК уланган схема кучланиш стабилизаторлари ва қувват кучайтиргичларда кенг қўлланилади.

4.8. Биполяр транзистор характеристика ва параметрларининг температурага боғлиқлиги

БТ $p-n$ ўтишлари тоқлари ва базасида ноасосий заряд ташувчиларнинг ҳаракатланиш жараёни температурага боғлиқ. Бу боғлиқлик транзистор параметр ва характеристикаларини температурага мос ўзгаришига олиб келади.

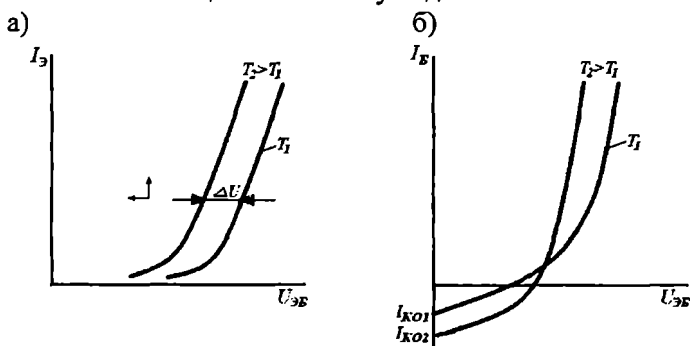
УБ уланган БТнинг кириш характеристикаларига температура таъсирини кўриб чиқамиз.

Актив режимда ЭЎ токени қуйидагича ифодалаш мумкин:

$$I_3 = I_0 \left[\exp\left(\frac{qU_{ЭБ}}{kT}\right) - 1 \right].$$

Температура ортиши билан тўйиниш токи I_0 экспонента камайишига нисбатан тезроқ катталашади. Иккита омилнинг қарама-қарши таъсири натижасида УБ уланган схеманинг кириш характеристикалари танланган эмиттер токи I_3 да $\Delta U \approx -(1/2)$ мВ/°С қийматга чапга силжийди (4.14 а-расм).

УЭ уланган БТнинг турли температуралардаги кириш характеристикалари 4.14 б-расмда келтирилган. (4.12) тенгламадан кўрииб турибдики, $U_{БЭ} = 0$ бўлганда база токи қиймати амалда тескари силжитилган КҮ токи $I_{К0}$ га тенг бўлади. Бу ток температурага боғлиқ бўлгани сабабли, температура ортиши билан характеристиканинг бошланиш қисми пастга тушади.



4.14-расм. УБ (а) ва УЭ (б) уланган БТнинг кириш характеристикаларига температуранинг таъсири.

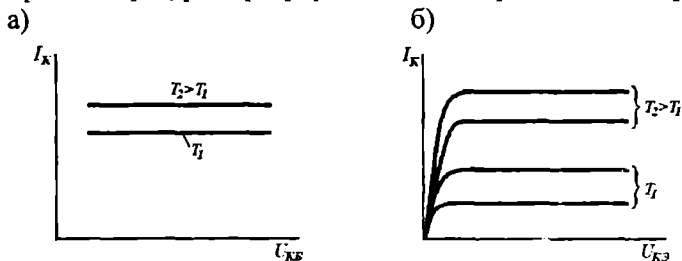
$U_{БЭ} > 0$ қийматларда температура ортиши билан базанинг тўғри ва тескари токлари ортади. Бу транзистор тоқларининг температурага экспоненциал боғлиқлиги билан асосланади. Транзисторнинг турли температураларда олинган характеристикалари ўзаро кесишишини қайд қилиш зарур, бу (4.17) ифодадаги ташкил этувчиларнинг температурага турлича боғлиқлиги билан тушунтирилади.

Температуранинг УБ ва УЭ уланган транзистор чиқиш характеристикаларига таъсирини кўриб чиқамиз. Уланиш схемаларига мос равишда чиқиш токлари (4.18) ва (4.19) тенгламалар билан ифодаланади:

$$I_K = \alpha I_3 + I_{K0} \quad \text{ва} \quad I_K = \beta I_B + (\beta + 1) I_{K0}.$$

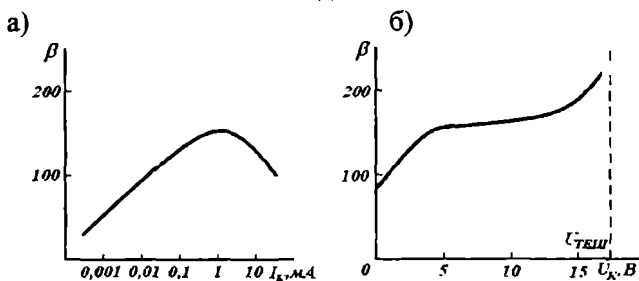
Турли температураларда чиқиш характеристикаларни ўлчаш УБ уланган схема учун $I_E = \text{const}$ ва УЭ схема учун эса $I_B = \text{const}$ ҳолларда бажарилиши керак. Шунинг учун температура ортганда УБ уланган схемада $\alpha = \text{const}$ бўлиб I_K нинг ортиши фақат I_{K0} қийматининг ортишига боғлиқ. Аммо I_{K0} одатда, αI_E га нисбатан анча кичик бўлгани учун, I_{K0} нинг ўзгаришларини эътиборга олмас ҳам бўлади (4.15-а расм).

УБ уланган схеманинг муҳим афзаллиги – чиқиш характеристикалари температура барқарорлигининг юқорилигидан иборат.



4.15-расм. УБ (а) ва УЭ (б) уланган БТнинг чиқиш характеристикаларига температуранинг таъсири.

УЭ уланган БТ чиқиш характеристикалари температурага кўпроқ боғлиқлиги сабабли, температура ўзгарганда база токи I_B қийматини ўзгармас сақлаб туриш зарур. Агар β температурага боғлиқ эмас деб қаралса, коллектор токи I_K нинг температурага боғлиқлиги $(\beta + 1)I_{K0}$ ҳад билан аниқланади. I_{K0} ток температура ҳар 10^0C га ортганда тахминан икки марта ортади ва мисол учун, $\beta = 99$ бўлганда транзистор чиқиш характеристикаларининг нисбий дрейфи тенгламанинг фақат иккинчи ҳади ҳисобига 300 %ни ташкил этади.

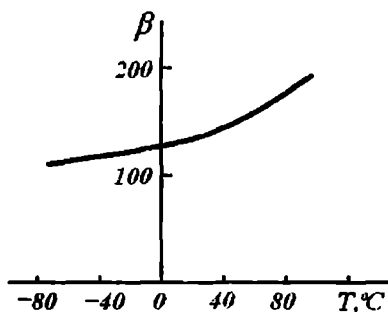


4.16-расм. β нинг коллектор токига (а) ва кучланишига (б) боғлиқлиги.

УЭ уланган транзистор чиқиш характеристикаларининг температура ўзгаришларга сезгирлиги 4.15,6-расмдан кўриниб турибди. Шу сабабдан ишчи режимни барқарорлаш учун транзисторни бошқаришда база токи билан бошқариш режимидан ЭЎ кучланиши билан бошқариш режимига ўтиш таклиф этилади.

α ва β коэффициентлар ҳам транзистор ишчи режимига, яъни КЎдаги ток ва кучланишга боғлиқ (4.16 - ва 4.17-расмлар).

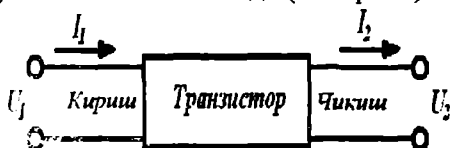
База токини узатиш коэффиценти β нинг кичик тоқлар соҳасида камайиши ЭЎдаги ва сирт бўйлаб рекомбинация ҳисобига тушунтирилади. Катта тоқлар соҳасидаги камайиши эса номувозанат заряд ташувчилар концентрацияси катта бўлганда базанинг солиштирма ўтказувчанлигининг ортиши билан асосланади.



4.17-расм. β нинг температурага боғлиқлиги.

4.9. Транзистор чизиқли тўрт кутблик сифатида

Транзисторнинг чизиқли динамик модели уни чизиқли актив тўрт кутблик билан тенглаштиришга асосланади. Киришда кучланиш U_1 ва ток I_1 , чиқишда кучланиш U_2 ва ток I_2 таъсир этаётган қурилма тўрт кутбликни ташкил этади (4.18-расм).



4.18-расм. Транзисторни чизиқли тўрт кутблик сифатида кўрсатилиши.

Унинг U_1, U_2, I_1, I_2 параметрларга нисбатан иккита ички боғланишлар тенгламасини ёзиш мумкин.

Агар транзистор *ток билан бошқарилса*, ихтиёрий ўзгарувчи сифатида кириш токи I_1 ва чиқиш кучланиши U_2 танланади. Унда тўрт кутблик тенгламаси, яъни транзисторнинг чизиқли мате-матик модели куйидаги кўринишга эга бўлади:

$$\left. \begin{aligned} dU_1 &= \frac{\partial U_1}{\partial I_1} dI_1 + \frac{\partial U_1}{\partial U_2} dU_2 \\ dI_2 &= \frac{\partial I_2}{\partial I_1} dI_1 + \frac{\partial I_2}{\partial U_2} dU_2 \end{aligned} \right\} \quad (4.20)$$

Ихтиёрий ўзгарувчилар олдидаги хусусий ҳосилалар, гармоник тебранишлар таъсир этган ҳолда, $h_{11}, h_{12}, h_{21}, h_{22}$ белгилар билан белгиланади ва h – *параметрлар* деб аталади. Параметрлар турли ўлчамларга эга ва шунинг учун улар гибрид параметрлар тизими деб аталади.

$h_{11} = \partial U_1 / \partial I_1$ – *транзисторнинг кириш дифференциал қаршилиги* бўлиб, БТ чиқишидаги кучланишнинг ўзгарувчан ташкил этувчиси қисқа туташтирилганда ($dU_2 = 0$, «қисқа туташув» режимида) аниқланади;

$h_{22} = \partial I_2 / \partial U_2$ – *транзисторнинг кучланиш бўйича тесқари алоқа коэффиценти* бўлиб, токнинг ўзгарувчан ташкил этувчиси учун кириш узилганда ($dI_1 = 0$, «салт юриш» режимида) аниқланади;

$h_{21} = \partial I_2 / \partial I_1$ – *транзисторнинг ток бўйича дифференциал узатиш коэффиценти* бўлиб, чиқиш ўзгарувчан ток бўйича қисқа туташтирилганда ($dU_2 = 0$, «қисқа туташув» режимида) аниқланади;

$h_{12} = \partial U_1 / \partial U_2$ – *транзисторнинг дифференциал ўтказувчанлиги* бўлиб, токнинг ўзгарувчан ташкил этувчиси учун кириш узилганда ($dI_1 = 0$, «салт юриш» режимида) аниқланади.

Параметрларнинг белгиланишларида индексдаги биринчи сон 1 бўлса, иккала орттирма кириш занжирига, биринчи сон 2 бўлса, чиқиш занжирига тегишли эканини англатади. Учинчи индекс б, э, к лар орқали транзисторнинг уланиш схемаси кўрсатилади.

h_{11} ва h_{12} параметрлар кириш характеристикалар орқали, h_{21} ва h_{22} эса чиқиш характеристикалар ёрдамида топилади. (4.20) ифодалардаги дифференциаллар, катта хатоликка йўл қўймаган ҳолда, транзистордаги ўзгармас кучланиш ва тоқлар

ортгирмаларининг абсолют қийматлари билан алмаштирилиши мумкин. h – параметрларнинг афзаллиги паст частоталарда уларни ўлчаш осонлигидадир.

Агар транзистор *кучланиш билан бошқарилса*, ихтиёрий ўзгарувчи сифатида кириш U_1 ва чиқиш U_2 кучланишлари танланади. Унда тўрт кутблик тенгламалар куйидаги кўринишда бўлади:

$$\left. \begin{aligned} dI_1 &= \frac{\partial I_1}{\partial U_1} dU_1 + \frac{\partial I_1}{\partial U_2} dU_2 \\ dI_2 &= \frac{\partial I_2}{\partial U_1} dU_1 + \frac{\partial I_2}{\partial U_2} dU_2 \end{aligned} \right\} . \quad (4.21)$$

Ихтиёрий ўзгарувчилар олдидаги хусусий ортгирмалар гармоник тебранишлар таъсир этганда y_{11} , y_{12} , y_{21} , y_{22} деб белгиланади ва моделнинг y – *параметрлари* деб аталади.

$y_{11} = \partial I_1 / \partial U_1$ – *транзисторнинг кириш дифференциал ўтказувчанлиги*;

$y_{12} = \partial I_1 / \partial U_2$ – *транзисторнинг тескари дифференциал узатиш ўтказувчанлиги*;

$y_{21} = \partial I_2 / \partial U_1$ – *транзисторнинг тўғри дифференциал узатиш ўтказувчанлиги*;

$y_{22} = \partial I_2 / \partial U_2$ – *транзисторнинг чиқиш дифференциал ўтказувчанлиги*.

Барча y – параметрлар токнинг ўзгарувчан ташкил этувчилари учун қисқа туташув режимида тўрт кутбликнинг қарши томонида аниқланади: y_{22} ва y_{12} лар учун киришда «қисқа туташув» режимида $dU_1 = 0$, y_{11} ва y_{21} лар учун чиқишда «қисқа туташув» режимида $dU_2 = 0$.

h , y – параметрлар берилган частотада бевосита ўлчанадилар. Юқори частоталарда h_{11} ва h_{12} параметрларни ўлчаш қийинлашади, чунки ЭЎнинг етарлича катта сигим ўтказувчанлиги ҳисобига «салт юриш» режимини амалга ошириб бўлмайди. y – параметрларни ўлчаш кириш ва чиқишларда қисқа туташув режими амалга оширилган ҳолда бажарилади. Юқори частоталарда қисқа туташув режими мос электродларга етарлича катта сигимга эга конденсатор улаш билан амалга оширилади. Шунинг учун БТ лар асосидаги юқори частотали ўзгартгичларни ҳисоблашда фақат y – параметрлардан фойдаланилади. Паст частотали ўзгартгичларни ҳисоблашда h – параметрлардан фойдаланиш қулайроқ, чунки уларнинг қиймат-

лари транзисторнинг стандарт статик характеристикаларидан топилди ва маълумотномаларда келтирилади.

y – параметрлар қиймати маълум h – параметрлардан қуйидаги муносабатлар асосида топилиши мумкин:

$$y_{11} = \frac{1}{h_{11}}, \quad y_{12} = -\frac{h_{12}}{h_{11}}, \quad y_{21} = \frac{h_{21}}{h_{11}}, \quad y_{22} = \frac{h}{h_{11}} \quad (h = h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}).$$

4.1-жадвалда турли транзисторлар учун h – параметрларнинг чамаланган қийматлари келтирилган, бунда транзисторнинг чиқиш қаршилиги ўрнига $1/h_{22}$ келтирилган.

4.1-жадвал

Параметр	УЭ уланган схемада	УБ уланган схемада
h_{11}	$0,1 \div 10 \text{ кОм}$	$1 \div 100 \text{ Ом}$
h_{12}	$10^{-3} \div 10^{-4}$	$10^{-2} \div 10^{-4}$
h_{21}	$20 \div 1000$	$0,950 \div 0,998$
$1/h_{22}$	$1 \div 10 \text{ кОм}$	$0,1 \div 10 \text{ МОм}$

Одатда, маълумотномаларда h – параметрларнинг УЭ уланган схема учун қийматлари келтирилади. h – параметрлар орасидаги муносабатлар 4.2-жадвалда келтирилган.

4.2-жадвал

$h_{11Э} = \frac{h_{11Б}}{1 + h_{21Б}}$	$h_{11К} = h_{11Б}$	$h_{11Б} = \frac{h_{11Э}}{1 + h_{21Э}}$
$h_{12Э} = \frac{h_{11Б} \cdot h_{22Б} - h_{12Б}}{1 + h_{21Б}}$	$h_{12К} = 1$	$h_{12Б} = \frac{h_{11Э} \cdot h_{22Э} - h_{12Э}}{1 + h_{21Э}}$
$h_{21Э} = -\frac{h_{21Б}}{1 + h_{21Б}}$	$h_{21К} = h_{21Б} + 1$	$h_{21Б} = -\frac{h_{21Э}}{1 + h_{21Э}}$
$h_{22Э} = \frac{h_{22Б}}{1 + h_{21Б}}$	$h_{22К} = h_{22Б}$	$h_{22Б} = \frac{h_{22Э}}{1 + h_{21Э}}$

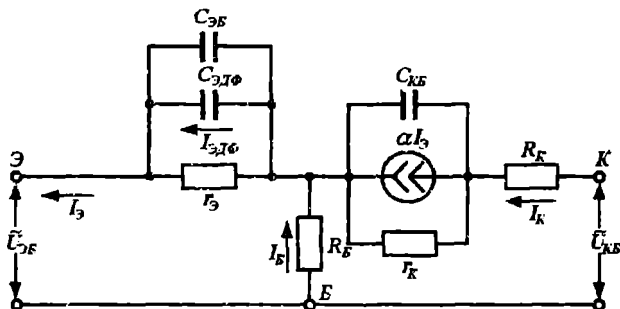
БТ дифференциал параметрлари орасидаги муносабатлар
4.3-жадвалда келтирилган.

4.3-жадвал

$y_{11} = \frac{1}{h_{11}}$	$h_{11} = \frac{1}{y_{11}}$
$y_{12} = -\frac{h_{12}}{h_{11}}$	$h_{12} = -\frac{y_{12}}{y_{11}}$
$y_{21} = \frac{h_{21}}{h_{11}}$	$h_{21} = \frac{y_{21}}{y_{11}}$
$y_{22} = \frac{h}{h_{11}}$	$h_{22} = \frac{y}{y_{11}}$

Бу ерда, $y = y_{11}y_{22} - y_{12}y_{21}$, $h = h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}$.

Эберс-Молл бўйича БТнинг чизикли динамик модели. УБ уланган БТ нинг кичик сигнал режими учун модели 4.19-расмда келтирилган. Унда нозичикли Эберс-Молл моделидаги (4.5-расм) VD1 ва VD2 диодларни қаршилиги эмиттер ва коллектор ўтишларнинг дифференциал қаршиликларига тенг бўлган r_E ва r_K резисторлар билан алмаштирилган.



4.19-расм. УБ уланган БТ нинг кичик сигнал модели.

Аналог схемалар тўйиниш режимида ишламаганлиги сабабли схемадан αI_E ток манбаи олиб ташланган. БТ вақт давомида ўзгарувчи сигналлар билан ишлагандаги инерция хусусиятлари конденсатор $C_{ЭБ}$, $C_{КБ}$, $C_{КДФ}$ лар ёрдамида акс эттирилган. Ҳар бир конденсатор

сатор сѳими p - n ўтишларнинг диффузия ва барьер сѳими йѳиндисидан ташкил топади:

$$C_{\mathcal{E}} = C_{\mathcal{E}Б} + C_{\mathcal{E}Д\mathcal{F}}; \quad C_K = C_{KБ} + C_{KД\mathcal{F}}.$$

Аммо $C_{KД\mathcal{F}}$ актив режимда $C_{KБ}$ га нисбатан кичик, шу сабабдан ушбу сѳим моделга киритилмаган. Маълумотномаларда келтирилишига мувофиқ турли транзисторлар учун ҳажмий қаршилиқлар $R_{\mathcal{E}} = 50 \div 200$ Ом, $R_K = 5 \div 20$ Ом, $R_{\mathcal{E}} \approx 0$ ларни ташкил этади. R_K ва $R_{\mathcal{E}}$ амалда эмиттер ва коллектор ўтишларнинг қаршилигини акс эттиради. $R_{\mathcal{E}}$ нинг қиймати жуда кичик бўлгани сабабли у схемага киритилмаган.

Моделда аниқланиши зарур бўлган параметрлар сони бештани ташкил этади: $r_{\mathcal{E}}$, r_K , $C_{\mathcal{E}}$, C_K , α . Эмиттер ва коллектор ўтишларнинг $r_{\mathcal{E}}$ ва r_K қаршилиқларининг қийматлари $R_{\mathcal{E}}$ ва R_K қийматларига тенг бўлмаслиги мумкин, сѳимлар $C_{\mathcal{E}} \approx C_K = 1 \div 10$ пФни ташкил этади, $\alpha = h_{21Б}$ маълумотномаларда кўрсатилади. Маълумотномаларда, одатда, $r_{\mathcal{E}}$ ва r_K қийматлари келтирилмайди, шунинг учун улар транзисторнинг h – параметрлари ёрдамида ҳисоблаб топилади:

$$r_{\mathcal{E}} = h_{1Б} - \frac{h_{21Б}}{h_{22Б}}(1 + h_{21Д}); \quad r_K = \frac{1 - h_{2Б}}{h_{22Б}}.$$

(4.16) формуладан келтириб чиқарилган $U = \varphi_T \ln(I/I_0)$ ифодани дифференциаллаб $r_{\mathcal{E}}$ ни ҳисоблаш мумкин:

$$r_{\mathcal{E}} = \frac{dU_{\mathcal{E}}}{dI_{\mathcal{E}}} = \frac{\varphi_T}{I_{\mathcal{E}}}, \quad (4.22)$$

бу ерда, $I_{\mathcal{E}}$ – эмиттер токининг ўзгармас ташкил этувчиси. Хона температурасида $\varphi_T = 0,026$ В бўлгани учун, $I_{\mathcal{E}} = 1$ мА бўлганда $r_{\mathcal{E}} = 26$ Ом ни ташкил этади.

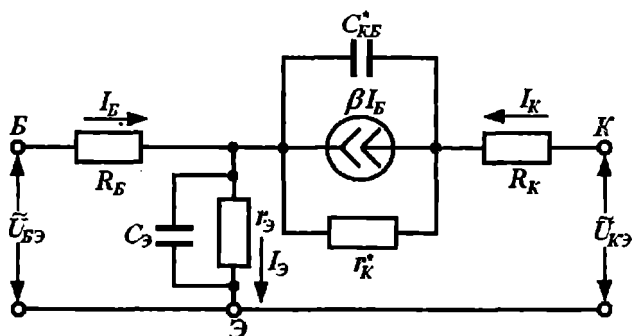
Кўнинг дифференциал қаршилиги

$$r_K = \frac{\varphi_T}{I_K} \quad (4.23)$$

ифода орқали топилади.

Кичик сигнал моделида узатиш коэффиценти дифференциал бўлмоғи керак, яъни $U_{KБ} = 0$ бўлганда $\alpha_{Д\mathcal{F}} = \partial I_K / \partial I_{\mathcal{E}}$ орттирмалар орқали аниқланиши керак. Интеграл узатиш коэффиценти α нинг қиймати $\alpha_{Д\mathcal{F}}$ нинг қийматидан кам фарқлангани учун бундан буён ёзилганда қўшимча индекс тушириб қолдирилади.

Берилган кириш катталиги сифатида база токи хизмат қилганда (УЭ уланганда), бошқа эквивалент схема (4.20-расм)дан фойдаланилади. Бунда коллектор занжиридаги ток манбаи (4.8)га мувофиқ база токи билан бошқарилади.



4.20-расм. УЭ уланган БТнинг кичик сигнал модели.

$\alpha I_{\text{Э}}$ билан белгиланган ток манбаини βI_B га алмаштирилганда КЎ қаршилиги r_K ни кичик қиймат

$$r_K^* = (1 - \alpha)r_K = \frac{r_K}{\beta + 1}.$$

га, C_{KB} сифимни эса,

$$C_{KB}^* = (\beta + 1)C_K$$

катта қийматга алмаштириш зарур.

Бунда база токини узатиш коэффициенти $\beta = h_{21\text{Э}}$ ҳам дифференциал бўлиб, унинг қиймати интеграл β коэффициент қийматига яқин бўлади. Шунинг учун у алоҳида белгиланмайди.

Эслатма: кўриб чиқилган моделлар юқори частоталар диапазони учун Т – симон моделлар деб аталади.

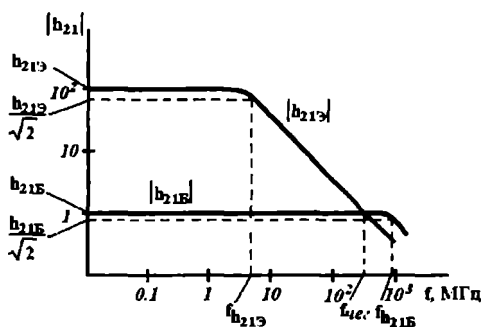
Демак, барча кўриб чиқилган моделларда параметрлар сифатида бир хил катталиклар: дифференциал кириш ва чиқиш қаршиликлар ҳамда турли уланиш схемалари учун дифференциал ток узатиш коэффициентлари хизмат қилади. Бунда h_{11} параметр $r_{\text{Э}}$ катталик билан h_{21} УЭ уланган схемада дифференциал β параметр билан, УБ уланганда эса, α параметр билан бир хил, $h_{22} = 1/r_K$ бўлади.

4.10. Биполяр транзисторларнинг частота хусусиятлари

Аналог схемаларда кучайтирувчи элемент сифатида ишловчи БТнинг асосий параметрлари бўлиб ЭЎнинг r_{Σ} ва КЎнинг r_K дифференциал қаршиликлари ва мос равишда УБ ҳамда УЭ уланган схемаларда эса $h_{21Б}$ ва $h_{21Э}$ дифференциал ток узатиш коэффициентлари хизмат қилади.

Транзистор частота хусусиятлари параметрларининг частотага боғлиқлиги билан ифодаланади. Ток узатиш дифференциал коэффициентининг чегаравий частотаси $f_{ЧЕГ}$ транзистор сифатини белгиловчи энг муҳим кўрсаткич ҳисобланади. У УЭ уланган схемада, ток узатиш дифференциал коэффициенти $h_{21Э}$ қиймати бирга тенг бўладиган частота сифатида аниқланади. УЭ ва УБ уланган схемалар ток узатиш коэффициентларининг частотага боғлиқлиги 4.21-расмда логарифмик масштабда келтирилган, шу ерда чегаравий частоталар ҳам белгиланган бўлиб, $f = f_{ЧЕГ}$ бўлганда бирга экстрополяцияланувчи тўғри чизиқли кесма мос келади. Бундан $f_{ЧЕГ} = f_{h_{21Э}} h_{21Э}$ эканлиги келиб чиқади.

Тўғри чизиқли кесмада $f_{h_{21Э}} h_{21Э}$ кўпайтма ўзгармас қолгани учун чегаравий частотани $|h_{21Э}|$ ни тўғри чизиқли кесмага мос ихтиёрий частотада ўлчаб топиш мумкин.



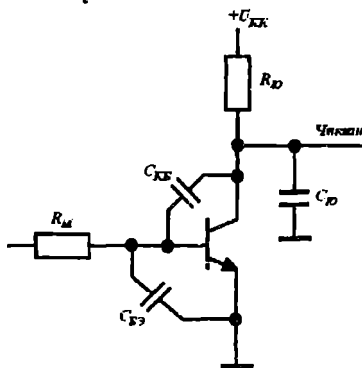
4.21-расм. УЭ ва УБ уланган схемаларда ток узатиш коэффициентларининг частотага боғлиқлиги.

$h_{21Э}$ ва $h_{21Б}$ параметрлар орасидаги боғлиқлик асосида $f_{h_{21Б}}$ чегаравий частота $f_{h_{21Э}}$ частотага нисбатан $(\beta + 1)$ марта катта. Бу

УЭ уланган схеманинг частота хусусиятлари УБ уланган схема частота хусусиятларига нисбатан ёмон эканлигини билдиради.

Динамик режимда $h_{21Б}$ ва $h_{21Э}$ катталиклар частотага боғлиқ бўлади. Шу сабабдан ушбу узатиш коэффициентлари комплекс қийматлари билан алмаштирилади.

Транзистор ўтишлари сифимларининг частота хусусиятларига таъсири 4.22-расмда кўрсатилган. Схемادا чиқиш сифими чиқиш қаршилиги $R_{Ю}$ билан RC – занжирни ташкил этади ($R_{Ю}$ коллектор билан юклама қаршилигини, $C_{Ю}$ эса ўтиш билан юклама сифимини ўз ичига олади). Шу сабабли $f = 1/2\pi R_{Ю} C_{Ю}$ частотада сигнал пасая бошлайди. Манба қаршилиги R_M ва кириш сифими $C_{БЭ}$ ҳақида ҳам юқоридагиларни айтиш мумкин.



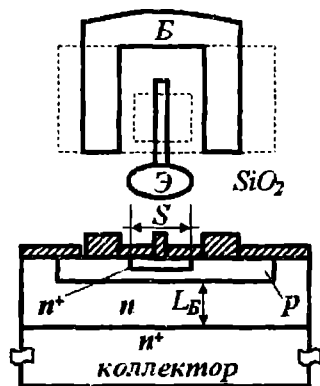
4.22-расм. Транзистор ўтишлари сифимларининг таъсирини кўрсатувчи схема.

$C_{КБ}$ сифим бошқача хусусиятга эга. Кучайтиргич кучланиш бўйича маълум кучайтириш коэффициенти K_U га эга. Киришдаги кичик сигнал кучланиши коллекторда киришдагига нисбатан K_U марта кучаяди. Бундан сигнал манбаи учун $C_{КБ}$ уни база ва умумий нуқтага улангандагига қараганда (K_U+1) марта катталиги келиб чиқади, яъни кириш сигнали кесилиш частотасини ҳисоблашда тескари алоқа сифими ўзини кириш ва умумий нуқта орасига уланган $C_{КБ}$ (K_U+1) сифимли конденсатордек тутади. $C_{КБ}$ сифимнинг эффектив ортиши *Миллер эффекти* деб аталади. Бу эффект кучайтириш пасайишида асосий сабаб ҳисобланади, чунки тескари алоқани ҳосил қилувчи сифим $C_{КБ} \approx 4$ пФ ни ташкил этади ва умумий

нуктага уланган бир неча юз пикофарадалик эффектив сигимга мос келади.

4.11. ЎЮЧ биполяр транзисторлар

ЎЮЧ биполяр транзистор тузилмаси. Барча ЎЮЧ БТлар планар-эпитаксияли тузилмага эга (4.23-расм). Тузилманинг энг муҳим критик ўлчамлари – эмиттер S ва база L_B кенглигидан иборат. Замонавий транзисторларда $S \leq 1$ мкм, L_B – бир неча микрометр бўлиб, унинг қаршилиги катта бўлади. База токининг катта қийматида база соҳаси қаршилигида база кучланиш пасайиши катта бўлади. База электроди Б эмиттер электроди Э ни қуршаб олган. Шу сабабдан ЭЎнинг марказидаги тўғри кучланиш қиймати унинг чегарларидаги тўғри кучланиш қийматидан кичик бўлади. Натижада, p -и ўтишдан ўтаётган ток асосан, эмиттернинг чеккаларидан оқади (эмиттер токини унинг чеккаларига силжитиш эффекти). Эмиттер узунлиги ортиши билан БТнинг катта ток ўтказиш имконияти кенгайди. Шунинг учун бир-бирига қарши жойлашган қозиксимон, кўп эмиттерли ва ячейкали конфигурацияли катта қувватли ЎЮЧ транзисторда эмиттер периметрининг унинг юзасига нисбати катта қийматга эга бўлади.



4.23-расм. ЎЮЧ БТ тузилмаси.

ЎЮЧ биполяр транзисторлар параметрлари. Асосий параметрлар бўлиб ишчи частота f , қувват бўйича кучайтириш коэффициенти K_p , чиқишдаги қувват $P_{\text{чиқ}}$ ва шовкин коэффициенти $K_{\text{ш}}$

ҳисобланади. ҶҮОЧ БТлар қуйидаги параметрларга эга: $K_U = 9,5$ дБ; $f = 1$ ГГц бўлганда $K_{Ш} = 1,3 \div 3$ дБ ва $f = 7$ ГГц бўлганда $K_{Ш} = 2$ дБ.

Улар радиолокация, сунъий йўлдош орқали алоқа, радиореле тизимларида кучайтиргич сифатида ишлатилади.

4.12. Транзистор тешилиши ва унинг барқарор ишлаш соҳасини кенгайтириш усуллари

БТларда икки турдаги электр тешилишлар кузатилади: бирламчи ва иккиламчи.

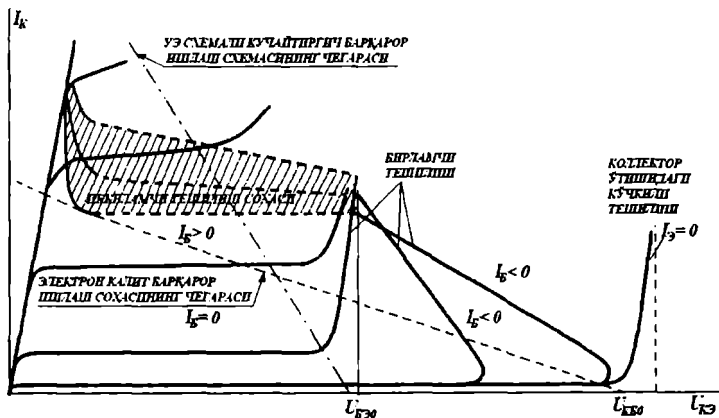
Бирламчи тешилиш одатда, транзистор кучайтиргич режимида ишлаганда кузатилади ва коллектор-база ёки коллектор-эмиттер кучланиш маълум бўсағавий кучланишдан ортганда, коллектор (эмиттер) токининг кескин ортиши билан белгиланади.

Иккиламчи тешилиш транзисторнинг импульс ёки калит режимида кузатилади ва ўзини коллектор-эмиттер кучланиш бир вақтда кескин пасайганда коллектор токи кескин ошиши билан намоён қилади. Бундай тешилиш натижасида транзистор асосидаги электрон калит бошқарилмайдиган бўлиб қолади ва уни бу ҳолатдан чиқариб бўлмайди.

УЭ уланган транзисторнинг статик чиқиш характеристикаларида бирламчи ва иккиламчи тешилиш соҳалари 4.24-расмда кўрсатилган.

Бирламчи тешилиш содир бўлиш механизми ва ривожланиши етарлича содда. У бошланишининг биринчи сабаби, тескари силжитилган КЎда заряд ташувчиларнинг кўчкили кўпайиши билан боғлиқ. Зарядларнинг кўчкили кўпайиши, коллекторга берилган тескари кучланиш қиймати, бўсағавий кучланишдан катта бўлганда бошланади. Тешилишнинг ривожланишига коллекторнинг хусусий токи билан эмиттер токи орасида мусбат тескари алоқа мавжудлиги ёрдам беради. КЎда кучланиш (коллектор занжиридаги қаршиликда кучланиш тушиши натижасида) камайишига қарамасдан коллектор токи (чиқиш характеристикаларда манфий дифференциал қаршиликли соҳалар) ортиб боради.

УБ уланган схемани кўриб чиқамиз ва бошида эмиттер кириш узилган ($I_E=0$) деб фараз қиламиз. Бу ҳолатда КЎ изоляцияланган бўлиб қолади ва унинг тешилиши, шароитига мувофиқ, алоҳида олинган тескари силжитилган $p-n$ ўтишининг тешилишига ўхшайди.



4.24-расм. Транзисторнинг чиқиш характеристикаларида бирламчи ва иккиламчи тешилиш соҳалари.

p - n ўтишда заряд ташувчилар кўпайиш коэффициентини M билан белгилаймиз. Унда кўчкили кўпайиш шароитида КЎ хусусий токи қиймати қуйидагича бўлади:

$$I_{КБ0}^* = M \cdot I_{К0},$$

бу ерда, $I_{К0}$ – берилган $U_{КБ}$ кучланишда заряд ташувчиларнинг фақат термик генерацияси ва экстракцияси билан белгиланган хусусий токи қиймати.

Электр тешилиш $I_{К0} \rightarrow \infty$ оғни билдиради. Демак, электр тешилиши $U_{КБ}$ нинг шундай қийматида юзага келадики, унда $M \rightarrow \infty$. Ушбу қийматни $U_{КБ0}$ деб белгилаймиз.

Кўпайиш коэффициенти M нинг ўтишдаги кучланишга боғлиқлиги қуйидаги эмпирик ифода билан етарлича аниқликда ифодаланади:

$$M = \frac{1}{1 - \left(\frac{U_{КБ}}{U_{КБ0}} \right)^\kappa}, \quad (4.51)$$

бу ерда, κ – яримўтказгич кимёвий табиатига ва ўтиш турига (n - p ёки p - n) боғлиқ ҳолда, 2 дан 6 гача қийматларни қабул қилиши мумкин.

Эмиттер токи билан бошқарилганда ($I_Э \neq 0$), кўчкили кўпайиш режимида коллектор токи

$$I_{К}^* = M \cdot I_{К} = M\alpha I_Э + M \cdot I_{К0}. \quad (4.52)$$

$I_K \rightarrow \infty$ шарт, худди илгаригидек, $M \rightarrow \infty$ бўлишини талаб қилади, бу эса $I_{\Sigma} \neq 0$ бўлганда бирламчи тешилиш қиймати $U_{КБ0}$ дан кам фарқ қилишини англатади. Бу мутлақо тушунарли, чунки $I_{\Sigma} = \text{const}$ бўлиб, коллектор токи ошганда ушбу токнинг ўзгариши автоматик ҳолда тўхтатилади (мусбат тескари алоқа сўндирилади).

УЭ уланган схема база токи билан бошқарилишини кўриб чиқишга ўтамиз.

Кўчкили кўпайиш режимида эмиттер токини узатиш коэффициенти $\alpha' = M \cdot \alpha$ бўлгани учун ўша режимда база токини узатиш коэффициенти

$$\beta' = \frac{\alpha'}{1 - \alpha'} = \frac{M \cdot \alpha}{1 - M \cdot \alpha} \quad (4.53)$$

ифода билан аниқланади.

Натижада, кўчкили кўпайиш режимида УЭ уланган схема коллектор токи

$$I_K^* = \beta' \cdot I_B + (\beta' + 1) \cdot I_{K0}.$$

Тешилиш $\beta' \rightarrow \infty$, яъни $M = 1/\alpha$ бўлганда содир бўлади. Ушбу қийматни (4.51) га қўйиб, УЭ схема учун тешилиш кучланишини топамиз:

$$U_{КБ0} = \sqrt[4]{1 - \alpha} \cdot U_{КБ0}. \quad (5.54)$$

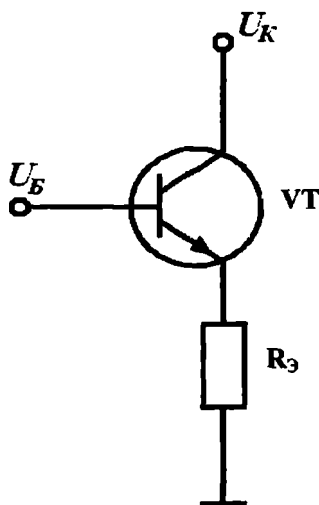
УЭ уланган схема база токи билан бошқарилганда бирламчи тешилиш кучланиши УБ уланган схемадаги $U_{КБ0}$ тешилиш кучланишига нисбатан 2÷3 марта кичик бўлади. Ушбу кучланиш $I_B = 0$ бўлганда (база электроди узилганда) минимал қийматга эга бўлади. Шу сабабли УЭ уланган схема, кириш заржирининг узилшига, айниқса, катта қувватли транзисторлар ишлатилганда, мутлақо йўл қўйиб бўлмайди. База электродига балласт қаршилиқлар уланиши мақсадга мувофиқ эмас, чунки у коллектор ва эмиттер токлари орасидаги мусбат тескари алоқа коэффицентини оширади ва транзисторнинг барқарор ишлаш соҳаси қисқаради.

Демак, барқарор ишлаш соҳаси кенглигига юқори талаблар қўйилган функционал (импульс ва калит) қурилмаларни ишлаб чиқишда база токи билан бошқарилувчи УЭ уланган схемалардан фойдаланмаслик керак. Кириш кучланиши билан бошқарилганда ёки эмиттер занжирида тескари манфий алоқани шакллантириш ёки таркибий транзисторлар қўллаш керак. Охирги ҳолда таркибий транзисторнинг чиқиш транзистори эмиттер токи билан бошқа-

рилувчи режимга қўйилади. Бунда эмиттер токи қиймати иккинчи (ишга туширувчи) транзистор орқали берилади ва унда коллектор токи коллектор-база кучланишига жуда суст боғлиқ бўладиган ёки боғлиқ бўлмайдиган режимга қўйилади. Масалан, тўйиниш режимининг бошланғич соҳаси (инжекция-вольтаик режимда) ишлатилади.

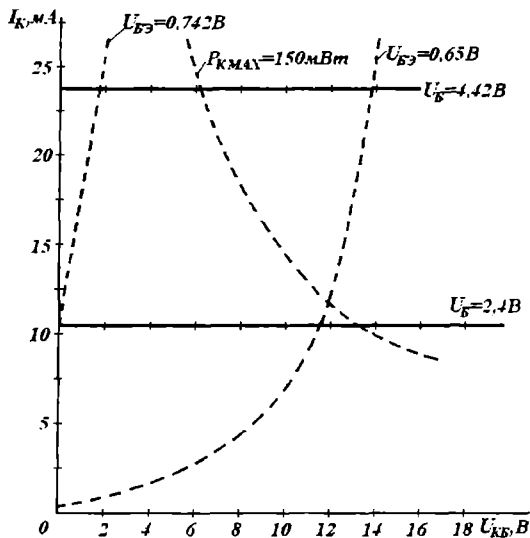
Юқорида келтирилган кўрсатмалардан фойдаланишнинг амалий натижалари қуйида келтирилган:

Эмиттер занжирига резистор уланган транзисторлар. Бундай транзистор схемаси 4.25-расмда ва унинг коллектор токининг $U_{КБ}$ га боғлиқлик графиклари 4.26-расмда келтирилган. Бу ерда, нуқталар билан токнинг тажрибада ўлчанган қийматлари белгиланган.



4.25-расм. Эмиттер занжирига резистор уланган транзистор схемаси.

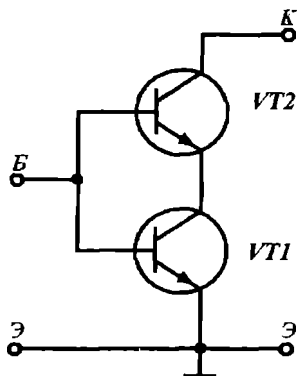
Эмиттер занжирида резистор бўлмаган ҳолда (пунктир чизиқлар), эмиттер Эмиттер занжирига резистор уланганда эмиттер токининг коллектор-база кучланишига боғлиқлиги амалда тўлиқ йўқолади. Транзистордаги $U_{КБ}$ кучланиш хатто коллекторда сочиладиган қув-ватнинг рухсат этилган қийматларидан 2÷3 марта катта бўлганда ҳам барқарор ишлайди.



4.26-расм. База потенциалининг икки хил қийматида эмиттер токининг $U_{КБ}$ кучланишга боғлиқлиги ($R_{Э} = 150 \text{ Ом}$, VT-KT315).

Базалари умумлаштирилган таркибий транзистор.

Таркибий транзистор схемаси 4.27-расмда, унинг УБ уланиш схемадаги кириш кучланиши $U_{БЭ}$ нинг турли қийматларидаги чиқиш характеристикалар оиласи эса 4.28-расмда кўрсатилган. Ишга туширувчи транзистор VT1 кремнийли, чиқиш транзистори VT2 германийли.

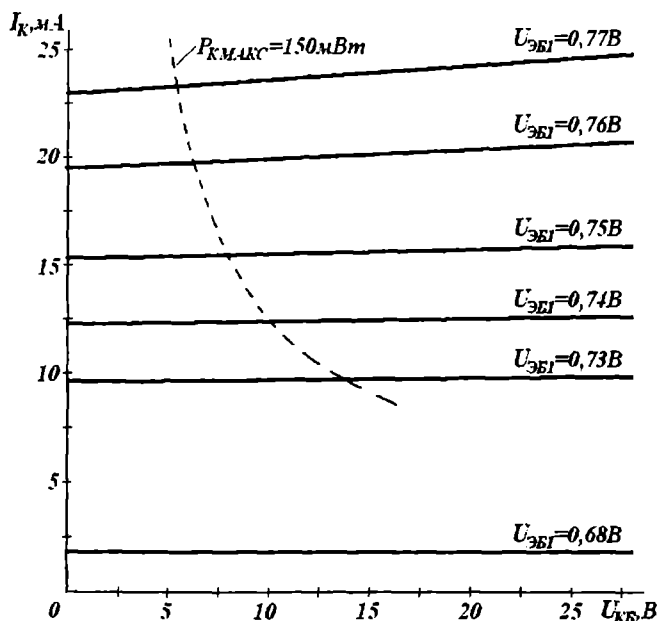


4.27-расм. Таркибий биполяр транзистор схемаси.

VT2 транзистор коллекторининг потенциали ҳамма вақт базаси потенциалидан VT1 транзистор ЭЎдаги тўғри кучланиш микдорича кичик бўлади.

Натижада, VT2 транзистор U_K ва $U_{КИР}$ кучланишларнинг ихтиёрий қийматларида, тўйиниш режимининг бошланғич соҳасида инжекция-вольтаик режимда бўлади. VT2 транзистор чиқиш транзистори VT1 эмиттерини таъминловчи идеал барқарор ток генератори вазифасини ўтайди.

Коллектор токи I_K кучланиш $U_{БК}$ га жуда суст боғланган. Бу боғлиқлик фақат Эрли эффекти билан аниқланади. Транзисторлар жуфтлиги коллекторда сочилаётган қувват рухсат этилган қувватнинг паспорт қийматларидан 2,7 марта катта бўлганда ҳам коллектор-база кучланиши 16 В ни ва коллектор токи 25 мА гача бўлганда ҳам барқарор ҳолатда ишлайди. Транзисторлар жуфтлигидаги ҳар бир алоҳида олинган транзистор эса, коллектор-база кучланиши 5 В дан, ток эса 8 мА дан ортганда нобарқарор режимга ўтади.



4.28-расм. Кириш кучланиши $U_{ЭБ}$ нинг турли қийматларида коллектор токининг U_{KB} га боғлиқлиги.

Назорат саволлари

1. Биполяр транзистор (БТ) нима?
2. БТнинг ишлаш принципини тушунтиринг.
3. БТ эмиттери, базаси ва коллекторининг вазифалари нималардан иборат?
4. *n-p-n* ва *p-n-p* турли БТлар ишлаш принцидида фарқ борми?
5. БТнинг қандай уланishi схемаларини биласиз?
6. БТ асосий иш режимларини айтинг.
7. БТнинг турли уланishi схемаларида статик ВАХларида актив ва тўйиниш режимларини аниқланг.
8. Транзисторнинг ток узатиш коэффициентини нимани аниқлатади? УБ ва УЭ уланган схемаларда ток узатиш коэффициентлари қийматларини солиштиринг.
9. Транзисторни тўрт қутблик сифатида тасаввур этиб, унинг кичик сигнал параметрлари қандай аниқланишини ва уларнинг бирликларини тушунтиринг.
10. Эрли эффекти нимадан иборат?
11. Миллер эффекти нимадан иборат?
12. УЭ ва УБ уланганда транзистор чиқиш характеристикалари тиклигини солиштиринг.
13. УЭ ва УБ уланган схемаларда коллектордаги кучланиш ортганда, кириш характеристикалари қандай силжийди?
14. БТнинг барқарор ишлаш соҳасини кенгайтириш усуллари.

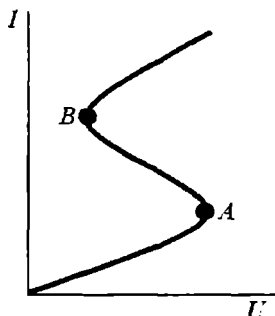
V БОБ

КЎП ҚАТЛАМЛИ ЯРИМЎТКАЗГИЧ АСБОБЛАР

5.1. Умумий маълумотлар

ВАХида манфий дифференциал қаршилиқ мавжуд бўлган, уч ва ундан ортиқ $p-n$ ўтишларга эга кўп қатламли яримўтказгич асбоб *тиристор* деб аталади.

Тиристорнинг S-симон ВАХида ток ортиши билан кучланиш камая-диган АВ соҳа мавжуд (5.1-расм).



5.1-расм. Тиристорнинг S – симон ВАХи.

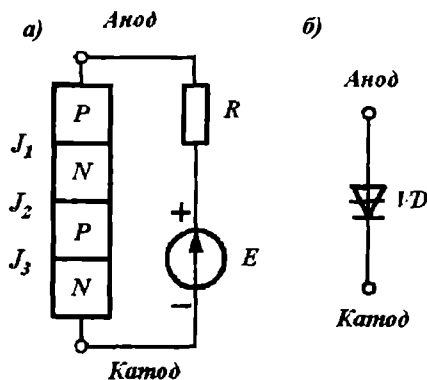
Тиристор ишлаганда иккита мувозанат ҳолатда бўлиши мумкин. Берк ҳолатда тиристор катта қаршилиқка эга ва ундан кичик ток оқади. Очиқ ҳолатда тиристор қаршилиғи кичик ва ундан катта ток оқади. Шундан яримўтказгич асбобнинг номи (тира – эшик) қўйилган. Тиристорлар радиолокацияда, радиоалоқа қурилмаларида, автоматикада манфий ўтказувчанликка эга яримўтказгич асбоб сифатида ҳамда ток бошқарувчи калитлар, энергия ўзгартгичларнинг бўсағавий элементлари сифатида ёки бошланғич ҳолатда энергия истеъмол қилмайдиган асбоб – триггерлар сифатида кенг ишлатилади.

Тиристорлар чиқишлари сонига қараб диодли (*динистор*), триодли (*тринистор*) ва *тетродли тиристорларга* бўлинади ва тўрт қатламли $p-n-p-n$ тузилмадан мос равишда чиқарилган икки,

уч ва тўрт чиқишга эга бўлади. Тузилма чеккасидаги p – қатлам **анод** (А), n – қатлам эса **катод** (К) деб номланади. Анод ва катод орасидаги n – ва p – соҳалар **база** деб аталади, уларга ўрнатилган электродлар эса **бошқарувчи электродлар** деб аталади. Дюдли ва триодли тиристорлар токни фақат бир томонлама ўтказишади. Бу ўз навбатида, тиристорларнинг ўзгарувчан токни бошқариш имкониятини чеклайди. Ўзгарувчан ток занжирларида икки томонлама калит сифатида **симистор** (симметрик тиристор) ишлатилади. Симистор **триак** деб ҳам аталади. Симистор $p-n-p-n-p$ тузилмага ва бир ёки икки бошқарувчи электродга эга.

5.2. Динистор тузилмаси ва ишлаш принципи

Учта $p-n$ ўтишга эга диодга ўхшаш икки электродли асбоб **динистор** деб аталади. Унинг тузилмаси 5.2,а-расмда, шартли белгиланиши эса 5.2,б-расмда келтирилган. Динисторнинг учта $p-n$ ўтиши J_1 , J_2 ва J_3 деб белгиланган.



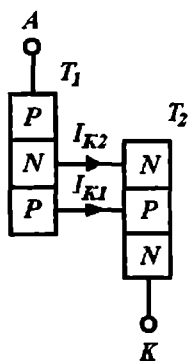
5.2-расм. Динистор тузилмаси (а) ва унинг схемаларда шартли график белгиланиши (б).

Динистор схемаларда ўзаро уланган иккита триодли тузилма билан алмаштирилган ҳолда кўрсатилиши мумкин. Динисторни ташкил этувчи транзисторларга ажратилиши ва ўзаро уланган транзисторлар билан алмаштирилиши 5.3-расмда кўрсатилган. Бу уланишда Т1 транзисторнинг коллектор токи Т2 транзисторнинг база

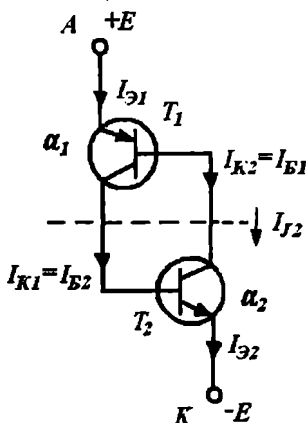
токини, T2 транзисторнинг коллектор токи эса T1 транзисторнинг база токини ташкил этади. Транзисторларнинг бундай уланиши ҳисобига асбоб ичида мусбат TA ҳосил бўлади.

Агар анодга катодга нисбатан мусбат кучланиш берилган бўлса, J_1 ва J_3 p-n ўтишлар тўғри силжитилган бўлади, J_2 ўтиш эса тескари силжитилади, шу сабабдан манба E нинг барча кучланиши J_2 ўтишга тушади. T1 ва T2 транзисторларнинг эмиттер тоқларини узатиш коэффициентлари мос равишда α_1 ва α_2 бўлсин.

а)



б)



5.3-расм. Динисторни иккита тузилмага ажратилиши (а) ва алмаштириш схемаси (б).

5.3,б-расмга мувофиқ тиристор орқали оқаётган ток иккала транзистор коллектор тоқлари ва сизилиш тоқи I_{K0} йиғиндисига тенг бўлади:

$$I = \alpha_1 I_{E1} + \alpha_2 I_{E2} + I_{K0} \quad (5.1)$$

Ташқи занжирдаги ток $I_{E1} = I_{E2} = I$, шунинг учун I ни (5.1) га қўйиб: $I(1 - \alpha_1 - \alpha_2) = I_{K0}$ деб ёзиш мумкин. Бундан ташқи ток I қиймати

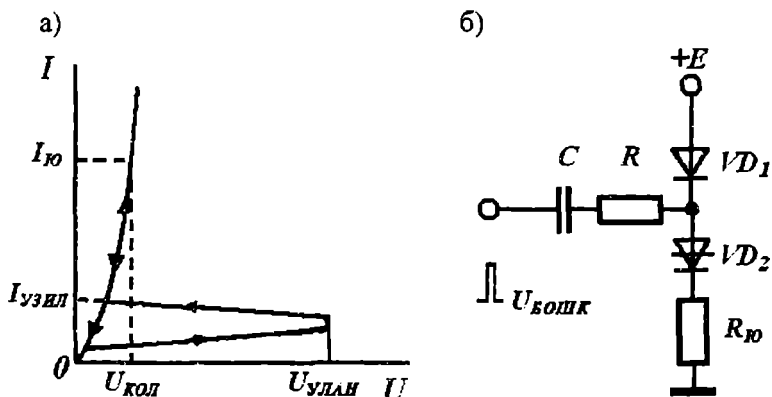
$$I = \frac{I_{K0}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \quad (5.2)$$

эканини топамиз.

$(\alpha_1 + \alpha_2) < 1$ шарт бажарилганда динистор орқали оқадиган ток I_{K0} ни ташкил этади. $(\alpha_1 + \alpha_2) > 1$ бўлганда динистор очилади ва ток ўтказга бошлайди. Динисторнинг уланиш шарти шундан иборат.

Динисторда α_1 ёки α_2 ток узатиш коэффициентларни оширишнинг ягона усули унинг анодида кучланишни оширишдан иборат. Кучланиш ортиши билан $U = U_{УЛАН}$ дан транзисторларнинг бири тўйиниш режимига ўтади. Ушбу транзисторнинг коллектор токи, иккинчи транзисторнинг база занжирида оқиб уни очади, ўз навбатида, биринчи транзисторнинг база токини оширади. Натижада, транзисторларнинг коллектор токлари улар тўйиниш режимига ўтмагунча кўчкили ортади.

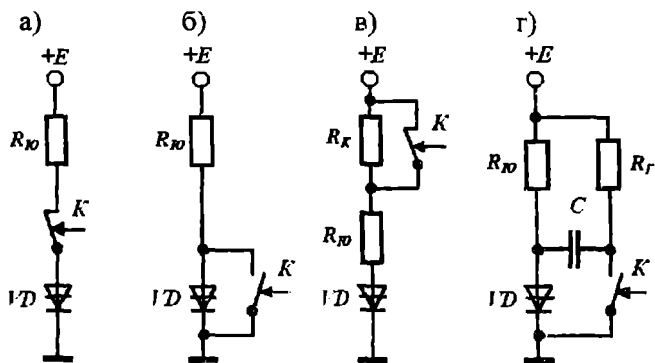
Транзисторлар улангандан сўнг динистор очилади ва ток I фақат ташқи занжир қаршилиги билан чегараланади. Очiq асбобдаги кучланиш пасайиши 1В дан кичик бўлиб, тахминан оддий диоддаги кучланиш тушишига тенг. Динисторнинг ВАХи 5.4,а-расмда, импульс уланиш схемаси эса 5.4,б-расмда кўрсатилган.



5.4-расм. Динистор ВАХи (а) ва унинг импульс уланиш схемаси (б).

5.4-расмда: $U_{УЛАН}$ – динисторнинг уланиш кучланиши, $U_{КОЛ}$ – очiq динистордаги қолдиқ кучланишнинг пасайиши, $I_{Ю}$ – юклама токи, $I_{УЗИЛ}$ – динисторни ўчириш токи, $VD1$ – яримўтказгич диод, $VD2$ – динистор, $R_{Ю}$ – юклама қаршилиги, R – чегараловчи қаршилик, C – ажратувчи конденсатор, $U_{БОШҚ}$ – бошқарувчи импульс.

Динисторни ундан оқайтган токни $I_{УЗИЛ}$ қийматгача камайтириб ёки динистор анодидаги кучланиш қутбини ўзгартириб ўчириши мумкин. Динисторни ўчиришнинг турли усуллари 5.5-расмда келтирилган.



5.5-расм. Занжирни узиш (а), динисторни шунтлаш (б), анод токини камайтириш (в), тескари кучланиш бериш (г) билан динисторни ўчириш усуллари.

5.5-расмда: $R_{ю}$ – юклама қаршилиги, $R_{д}$ – кўшимча қаршилик, C – ажратувчи конденсатор, K – калит.

Биринчи схемада (а) динистор занжиридаги ток калити K ёрдамида узилади. Иккинчи схемада (б) динистордаги кучланиш пасайиши нолгача камаяди. Учинчи схемада (в) динистордаги ток кўшимча қаршилик $R_{к}$ кўшиш билан $I_{узил}$ гача камайтирилади. Тўртинчи схемада (г) калит K туташтирилганда ажратувчи конденсатор C ёрдамида динистор анодига тескари қутбли кучланиш берилади.

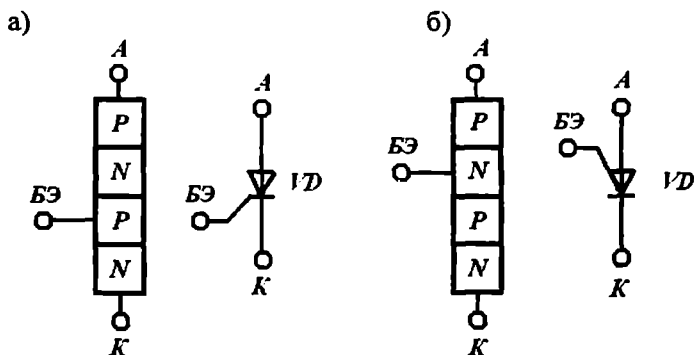
5.3. Тиристор тузилиши ва ишлаш принципи

Тиристор динисторга ўхшаш тузилмага эга бўлиб, база соҳаларидан бири бошқарувчи бўлади. Агар базалардан бирига бошқарувчи ток берилса, мос транзисторнинг узатиш коэффиценти ортади ва тиристор уланади.

Бошқарувчи электрод (БЭ) жойлашган соҳасига мос равишда тиристорлар катод ва анод билан бошқарувчиларга ажратилади. БЭ ларнинг жойлашиши ва тиристорларнинг шартли белгиланиши 5.6-расмда келтирилган.

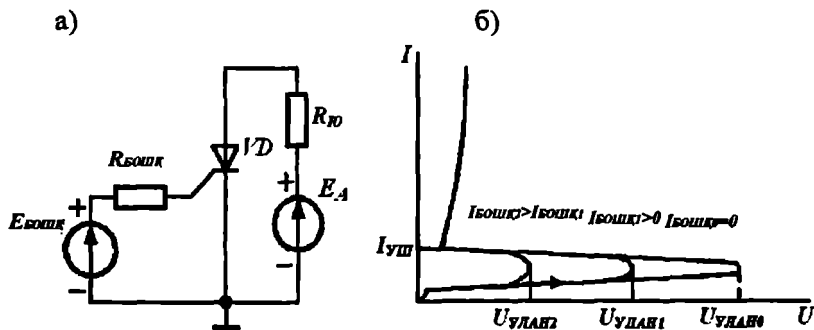
БЭ га сигнал берилганда ёпилувчи тиристорлар ҳам мавжуд. Бундай тиристорларнинг БЭ токи тиристор узилаётганда асосий

коммутацияланаётган токка қиймат жиҳатдан яқинлашгани учун чегараланган ҳолларда қўлланилади.



5.6-расм. Катод (а) ва анод (б) орқали бошқарилувчи тиристор тузилмаси ва шартли белгиланиши.

Тиристорнинг уланиш схемаси ва ВАХси 5.7-расмда келтирилган. Тиристорнинг динистордан фарқи шунда-ки, уланиш кучланиши БЭ занжиридаги токни ўзгартириб ростланади. Шундай қилиб, тиристор уланиш кучланиши бошқариладиган динисторга эквивалент.



5.7-расм. Тиристорнинг уланиш схемаси (а) ва ВАХи (б).

Тиристор улангандан сўнг БЭ бошқариш хусусиятини йўқотади, натижада, унинг ёрдамида тиристорни ўчириб бўлмайди. Тиристорнинг ўчириш схемалари динисторникидек.

Динистор ва тиристорларнинг асосий статик параметрлари куйидагилардан иборат:

- рухсат этилган тескари кучланиш $U_{ТЕС}$;
- берилган тўғри токда очик ҳолатдаги асбобдаги кучланиш пасайиши $U_{Тўғ}$;
- рухсат этилган тўғри ток $I_{Ю}$.

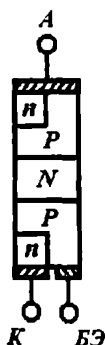
Динистор ва тиристорлар асосан, ўзгармас ва ўзгарувчан тоқларни қайта уловчи схемаларда электрон калит сифатида қўлланилади.

5.4. Симистор тузилиши ва ишлаш принципи

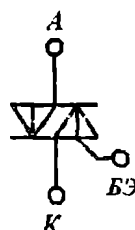
Симистор – симметрик тиристор бўлиб, ўзгарувчан токни коммутациялашга хизмат қилади. У реверсив тўғрилагичлар ёки ўзгарувчан ток созлагичлари яратиш учун ишлатилиши мумкин. Симметрик тиристор тузилмаси 5.8,а-расмда, унинг шартли белгиланиши эса 5.8,б-расмда келтирилган. Симистор тузилмаси турли ўтказувчанликка эга бешта яримўтказгич қатламдан ташкил топган бўлиб тиристорникига нисбатан мураккаброқ тузилишга эга. Симистор ВАХи 5.9-расмда келтирилган.

Симистор ВАХидан унинг БЭига бошқарувчи мусбат импульс берилганда асбоб ихтиёрий йўналишда уланиши кўриниб турибди.

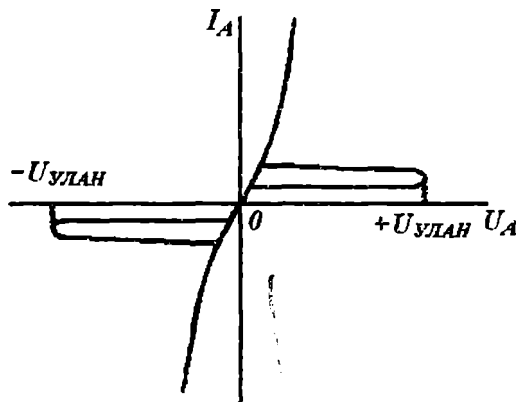
а)



б)



5.8-расм. Симметрик тиристор тузилмаси (а) ва унинг шартли график белгиланиши (б).



5.9-расм. Симистор ВАХи.

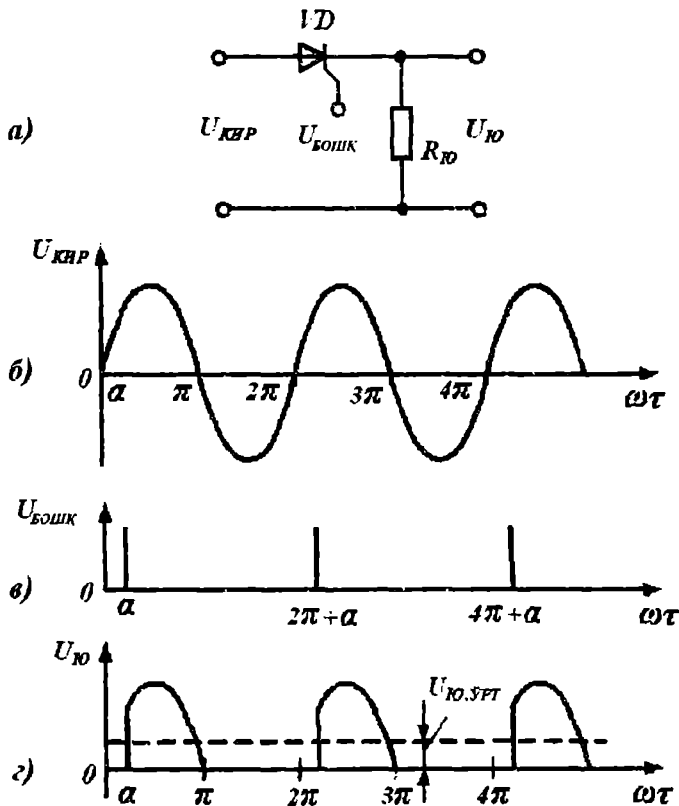
Бошқарувчи импульсга қўйиладиган талаблар, симисторнинг асосий характеристикалари ва уни белгиланиш тизими тиристорникидек. Симисторни умумий БЭли қарама-қарши параллел уланган иккита тиристор билан алмаштириш мумкин.

5.5. Бошқарилувчи тўғрилагичлар

Тиристорларда уланиш моментини бошқариш имконияти бўлгани сабабли улар бошқарилувчи тўғрилагичлар схемаларида ишлатиладилар.

Битта тиристорли бошқарувчи тўғрилагичнинг энг содда схемаси 5.10,а-расмда келтирилган.

Тиристор уланиши учун иккита шарт бажарилиши зарур: тиристор анодидаги кучланиш мусбат бўлиши зарур (лекин $U_{Тўғ.УЛАН}$ кучланишидан катта бўлмаслиги керак) ва БЭга очувчи токка мос мусбат кучланиш берилган бўлиши шарт. Биринчи шарт электр тармоқнинг мусбат ярим даврида тармоқ кучланиши $U_{КНР}$ (5.10,б-расм) учун бажарилади, иккинчи шарт бажарилиши учун тиристорнинг БЭига очувчи импульс $U_{Оч}$ (5.10,в-расм) берилади. Тиристор очилгандан сўнг БЭ ўзининг бошқариш хусусиятини йўқотади, шунинг учун аноддаги оний кучланиш нолга тенг бўлганда унинг ўчиши содир бўлади.



5.10-расм. Созланувчи тўғрилагич схемаси (а) ва унинг киришидаги (б), тиристорнинг бошқарувчи электродидаги (в) ҳамда чиқишдаги (г) кучланишлар диаграммаси.

Резистив юклама $R_{ю}$ даги филтрланмаган кучланиш импульслари шакли $U_{ю}$ 5.10,г-расмда келтирилган. Тиристорнинг уланиш моментини тармоқ кучланишининг мусбат ярим даври давомида, яъни $0 < \alpha < \pi$ ораллиғида созлаш мумкинлиги кўриниб турибди. Бу ерда, $\alpha - U_{квр} = 0$ моментга нисбатан бошқарувчи импульснинг силжиш бурчаги, у *уланиш бурчаги* деб аталади. Шундай қилиб, тиристорнинг уланган ҳолати давомийлиги:

$$t_{бошк} = \frac{T}{2} \left(1 - \frac{\alpha}{\pi}\right)$$

ифода билан аниқланади, бу ерда, T – кириш кучланиши $U_{КИР}$ нинг тебраниш даври.

Юкламадаги ўртача кучланиш:

$$U_{Ю.ЎРТ} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_{КИР} d(\omega t) = \frac{U_m}{2\pi} (1 + \cos \alpha)$$

га тенг бўлади.

Бунда, агар тиристор $\alpha=0$ да уланса, юкламадаги ўртача тўғриланган кучланиш $U_{Ю.ЎРТ}$ максимал қийматга эга бўлади, агар $\alpha=\pi$ бўлса, $U_{Ю.ЎРТ}$ кучланиш нолга тенг бўлади. Тиристорни бундай бошқариш фазаимпульс усули деб аталади.

Назорат саволлари

1. Тиристорнинг ишлаш принципини иккита $n-p-n$ ва $p-n-p$ (ёки аксинча) транзисторлар уланиш моделида тушунтиринг.
2. n – соҳага тушган электронлар қандай қилиб ковакларнинг қарши инжекциясини ҳосил қилишини тушунтиринг.
3. Туннель диод ВАҲи билан тиристор ВАҲи орасидаги фарқ нимада?
4. Тиристорнинг асосий параметрлари номини ва уларнинг қийматларини келтиринг.
5. Динистор асосидаги ток калитининг ишлаш принципини тушунтиринг.
6. Тиристор асосидаги ток калитининг ишлаш принципини тушунтиринг.

VI БОБ МАЙДОНИЙ ТРАНЗИСТОРЛАР

6.1. Умумий маълумотлар

Электрод токлари асосий заряд ташувчиларнинг кристалл ҳажмидаги электр майдон таъсирида дрейф ҳаракатланишига асосланган уч электродли, кучланиш билан бошқариладиган ярим-ўтказгич асбоб *майдоний транзистор* (МТ) дейилади. МТларда ток ҳосил бўлишида фақат бир турли асосий заряд ташувчилар (электронлар ёки коваклар) қатнашгани сабабли улар баъзан *униполяр транзисторлар* деб аталади. МТларда, БТлардаги каби тезкорликка таъсир этувчи инжекция ва экстракция натижасида ноасосий заряд ташувчиларнинг тўпланиш жараёнлари мавжуд эмас.

МТларда ток бўйлама электр майдон таъсирида эркин заряд ташувчиларнинг дрейф ҳаракати туфайли ҳосил бўлади. Ток ҳосил қилувчи ўтказгич қатлам *канал* деб аталади ва у n – каналли ва p – каналли бўлиши мумкин. Канал чеккаларига электродлар ўрнатилган бўлиб, уларнинг бири исток, иккинчиси эса сток деб аталади. Электродлардан қай бири исток, қайсиниси сток деб олиншининг аҳамияти йўқ. Заряд ташувчилар қайси электроддан каналга оқса, ўша электрод *исток* деб, заряд ташувчиларни каналдан ўзига қабул қилувчи электрод эса *сток* деб белгиланади. Учинчи электрод – *затвор* ёрдамида каналдаги ток қиймати кўндаланг электр майдон билан бошқарилади.

Тузилмаси ва канал соҳаси ўтказувчанлигини бошқариш усулига кўра МТларнинг бир-биридан фарқланувчи учта тури бор.

1. *Затвори изоляцияланган МТларда* металл затвор ва канал орасида юпқа диэлектрик қатлам мавжуд. Бундай МТ металл – диэлектрик – яримўтказгич (МДЯ) тузилмага эгаллиги сабабли *МДЯ-транзистор* деб ҳам аталади. Унинг *каналли қурилган* ва *каналли индукцияланган* турлари мавжуд бўлиб: биринчи турдаги транзисторларда канал соҳаси технологик усул билан ҳосил қилинади, иккинчисида эса, канал соҳаси затворга маълум кутбли ва қийматли кучланиш берилганда ҳосил бўлади (индукцияланади).

Кўндаланг электр майдон юпқа диэлектрик орқали ўтиб, каналдаги заряд ташувчилар концентрациясини бошқаради.

2. *Шоттки барьерли МТ*ларда металл билан яримўтказгичнинг бевосита контакти затвор сифатида ишлатилади. Ишчи режимда тўғриловчи контактга тескари силжитувчи кучланиш берилади. У контакт остидаги яримўтказгичнинг камбағаллашган соҳаси қалинлигини ўзгартириб, ток ўтказувчи канал кенглиги, каналдаги заряд ташувчилар сони ва ундан оқадиган ток қийматини бошқаради.

3. *p-n ўтиш билан бошқарилувчи МТ*ларда затвор сифатида канал ўтказувчанлигига нисбатан тескари ўтказувчанликка эга яримўтказгичдан фойдаланилади. Натижада, улар орасида *p-n* ўтиш ҳосил бўлиб, ишчи режимда ушбу *p-n* ўтиш тескари силжитилади. Бунда затвордаги кучланиш бошқарувчи *p-n* ўтишнинг камбағаллашган соҳаси кенглигини ва шу билан ток ўтказувчи канал соҳасининг кўндаланг кесимини, ундаги зарядлар сонини ўзгартиради ва натижада, каналдаги ток қиймати ўзгаради. *p-n* ўтиш камбағаллашган соҳаси кенглигининг ўзгариши, Шоттки барьер баландлиги ва иккала транзисторларнинг асосий хусусиятлари бир хил бўлгани сабабли, бундан буён затвор сифатида фақат *p-n* ўтишдан фойдаланадиган МТларни ўрганамиз.

Электр схемаларда МТнинг затвори кириш электроди бўлиб хизмат қилади ва каналдан тескари уланган *p-n* ўтиш ёки диэлектрик билан изоляцияланади. Шунинг учун МТлар БТлардан фарқли равишда ўзгармас токда катта кириш қаршилигига ($10^8 \div 10^{10}$ Ом) эга.

МДЯ – транзисторлар интеграл микросхемаларнинг, айниқса, ЎКИСларнинг асосий элементини ташкил этади. Улар микропроцессорлар, микроконтроллерлар, ахборот сизими катта хотира қурилмалари, электрон соатлар, тиббиёт электроникаси қурилмалари ва бошқаларда қўлланилади. Катта қувватли МДЯ – транзистор қайта уловчи схемаларда кенг қўлланилади. Бошқарувчи электроди металл – яримўтказгич ўтишдан ташкил топган арсенид галлий асосида тайёрланган транзисторлар ўта тез ишловчи рақамли ИМСларни ва ЎЮЧли қурилмаларни яратиш учун ишлатилади. Кремний асосидаги *p-n* ўтиш билан бошқарилувчи МТлар паст частотали дискрет электрон асбоб сифатида қўлланилади.

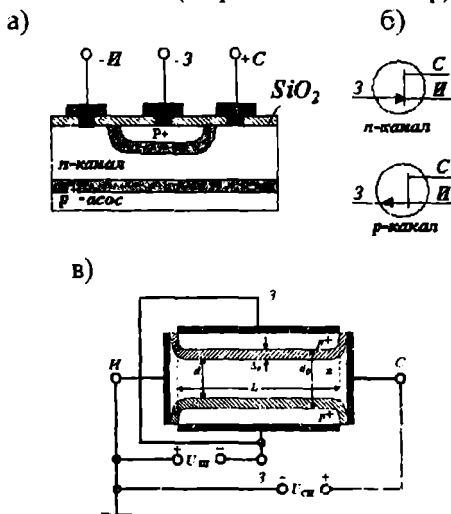
6.2. $p-n$ ўтиш билан бошқарилувчи майдоний транзисторлар

Тузилиши ва ишлаш принципи. $p-n$ ўтиш билан бошқарилувчи n – канали МТ тузилмасининг кўндаланг кесими ва унинг шартли белгиланиши 6.1-расмда келтирилган.

Иккита симметрик затворли МТнинг ишлаш принципини кўриб чиқамиз (6.1,в-расм).

Исток – сток орасидаги бошқарилувчи соҳа ингичка n – турли ўтказувчи канални ташкил этади. Канал ён томонлари затвор ҳосил қилувчи иккита p – яримўтказгич соҳалар билан чегараланган. Транзисторда затвор узунлигига тенг бўлган масофа – канал узунлиги L , иккита $p-n$ ўтишнинг физик чегаралари орасидаги масофа билан аниқланувчи каналнинг технологик қалинлиги d_0 ва унга перпендикуляр йўналишдаги канал кенглиги деб аталувчи параметрлар билан ифодаланади.

Ток ўтказувчи канал кенглиги носимметрик $p-n$ ўтишларнинг ($N_A \gg N_D$) камбағаллашган соҳалари орасидаги масофага тенг: $d = d_0 - 2\Delta_0$, бу ерда, Δ_0 -тесқари силжитилган $p-n$ ўтиш камбағаллашган соҳаси кенглиги (штрихланган соҳалар).



6.1-расм. n – канали $p-n$ ўтиш билан бошқарилувчи МТ тузилмасининг кўндаланг кесими (а), транзисторларни шартли белгиланиши (б) ва иккита симметрик затворли МТ тузилмаси (в).

$$\text{Бу ҳолда} \quad \Delta_0 = \sqrt{\frac{2\epsilon\epsilon_0}{qN_d}(U_k - U_{зи})} \quad (6.1)$$

Исток томонда ток ўтказувчи канал қалинлиги (6.1)ни эътиборга олган ҳолда

$$d = d_0 - 2\sqrt{\frac{2\epsilon\epsilon_0}{qN_d}(U_k - U_{зи})} \quad (6.2)$$

га тенг бўлади.

МТнинг ишлаш принципи $U_{зи}$ ва $U_{СИ}$ қийматлари ўзгарганда $p-n$ ўтиш камбағаллашган соҳалари кенглигининг ўзгаришига асосланади. Бу эса ўз навбатида, канал соҳаси кенглигининг, унинг ўтказувчанлигининг ва сток токининг ўзгаришига олиб келади.

Транзисторга ташқи кучланишлар берилмаганда ($U_{зи}=0$, $U_{СИ}=0$) канал узунлигининг бошидан охиригача канал кўндаланг кесими бирдек бўлади (6.2,а-расм). Затворларга $|U_{зи}| > 0$ кучланиш берилганда $p-n$ ўтишлар тескари силжийди, натижада $p-n$ ўтишларнинг камбағаллашган соҳалари канал томонга кенгаяди, каналнинг кўндаланг кесими каналнинг узунлиги бўйлаб бир хил тораяди. Затворлардаги кучланишлар $U_{зи}$ *беркитиш кучланишига* ($U_{зи.БЕРК}$) тенг бўлганда камбағаллашган соҳалар чегаралари устма-уст тушади, канал кенглиги нолга тенг бўлади (6.2,б-расм).

Бунда технологик параметр d_0 бевосита ўлчанувчи электр параметр $d=0$ бўлгандаги беркитиш кучланиши $U_{зи.БЕРК}$ ни (6.2) ифодадан аниқлаш мумкин

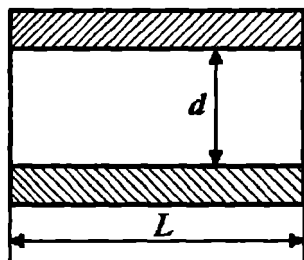
$$d_0 = 2\sqrt{\frac{2\epsilon\epsilon_0}{qN_d}(U_k - U_{зи.БЕРК})} \quad (6.3)$$

Ишчи режимда $U_{СИ} > 0$, шунинг учун канал орқали электронларнинг истокдан стокка йўналган дрейф ҳаракати бошланади, яъни канал орқали сток токи I_C оқади. $U_{СИ}$ кучланиш манбаининг уланиши $p-n$ ўтиш кенглигига ҳам таъсир этади. Транзистор умумий исток схемада уланганлиги учун сток потенциални $U_{СИ}$ га тенг деб қабул қиламиз. Энди каналнинг ихтиёрий кесимида $p-n$ ўтишдаги кучланишлар йиғиндиси $U_{зи}(x) = U_{зи} + U_{СИ}(x)$ га тенг, яъни истокдан стокка ортиб боради. Натижада, $p-n$ ўтиш кенглиги ортади, канал кенглиги эса стокка яқинлашган сари понасимон кўринишда камайиб боради.

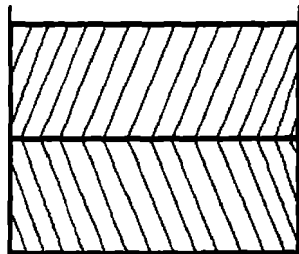
Шундай қилиб, каналдан оқётган токни $U_{зи}$ ва $U_{СИ}$ кучланишларни ўзгартириб бошқариш мумкин. Бунда $U_{зи}$ канал кўндаланг кесимини, $U_{СИ}$ эса канал узунлиги бўйлаб кўндаланг кесим ва

токни ўзгартиради. Исток томонда канал кенглиги берилган $U_{3И}$ қиймати билан, сток томонда эса $U_{3И} + U_{СИ}$ кучланишлар йиғиндиси билан аниқланади. $U_{СИ}$ қиймати ортиши билан каналнинг «понасимонлиги» кўпайиб, канал қаршилиги ортади.

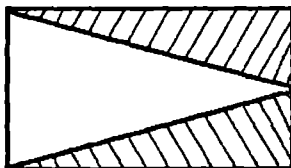
а)



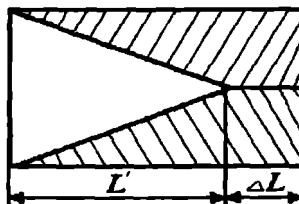
б)



в)



г)



6.2-расм. $U_{3И}$ ва $U_{СИ}$ кучланишларнинг турли қийматларида затворлар орасидаги канал қўндаланг кесимининг ўзгариши.

$U_{3И}$ нинг берилган қийматида $U_{СИ}$

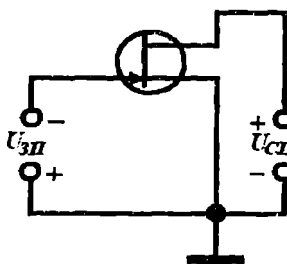
$$U_{3И} + U_{СИ.ТҶЙ} = U_{3И.БЕРК}, \quad (6.4)$$

шартни қаноатлантирувчи $U_{СИ.ТҶЙ}$ қийматга ортганда, каналнинг сток томондаги кўндаланг кесими нолга тенг бўлади (6.2, в-расм). $U_{СИ.ТҶЙ}$ кучланиш *тўйиниш кучланиши* деб аталади. $U_{3И} = 0$ бўлган хусусий ҳолда $U_{СИ.ТҶЙ} = U_{3И.БЕРК}$.

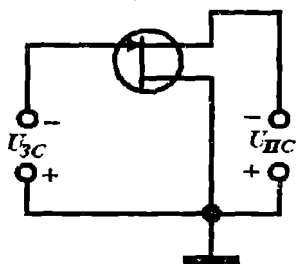
Шундай қилиб, $U_{СИ} = U_{СИ.ТҶЙ}$ бўлганда канал қаршилиги энг катта қийматга эришади. Канал беркилиши билан сток токи тўхтамайди, балки ортиши тўхтайдди. $U_{СИ} > U_{СИ.ТҶЙ}$ бўлганда каналнинг беркилиш нуктаси стокдан истокка қараб силжийди (6.2, г-расм) ва канал узунлиги ΔL қийматга камаяди. Бу канал узунлиги *модуляцияси ҳодисаси* дейилади. Канал беркилиш соҳаси ΔL да ўтиш майдони ва $\Delta U = U_{СИ} - U_{СИ.ТҶЙ}$ кучланиш мавжуд. Ушбу майдонларнинг ҳар бири беркилиш соҳасига ўтувчи электронлар учун тезлатувчи майдонни ташкил этади ва электронларни стокка ўтказади, натижада, сток токи ҳосил бўлади.

МТларнинг уланиш схемалари 6.3-расмда кўрсатилган: *умумий исток (УИ)*, *умумий сток (УС)* ва *умумий затвор (УЗ)* уланиш. Асосий уланиш схемаси бўлиб УИ уланиш хизмат қилади.

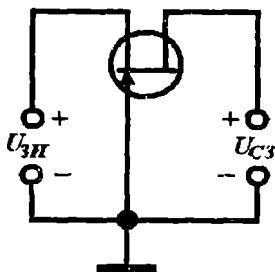
а)



б)



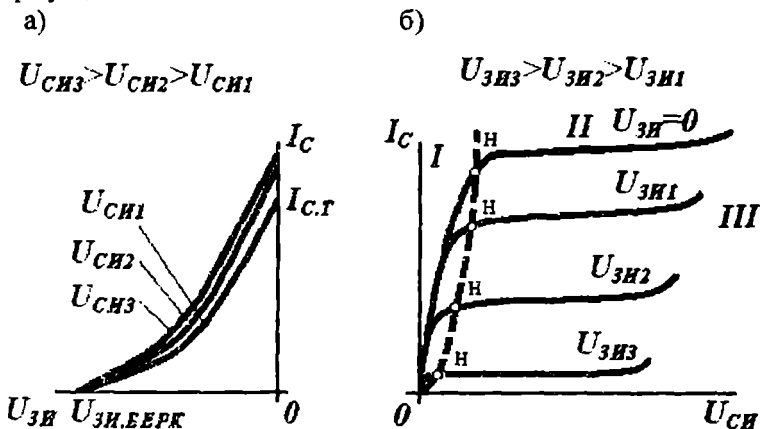
в)



6.3-расм. МТларнинг уланиш схемалари: УИ (а), УС (б) ва УЗ (в).

МТ статик характеристикалари.

Статик сток характеристикалар оиласи деб затвор – исток кучланиши $U_{ЗИ}$ нинг ўзгармас қийматларида сток токи I_C нинг сток – исток кучланиш $U_{СИ}$ га боғлиқликлари $I_C = f(U_{СИ})$ га айтилади. Сток – исток кучланишининг $U_{СИ} = 0 \div U_{СИ.тўй}$ оралиғида ортиши канал токи қийматига қарши таъсир этувчи иккита эффектни ҳосил қилади. Бир томондан $U_{СИ}$ ортиши билан электронларнинг каналдаги дрейф тезлиги ортади, ток кучи қиймати эса дрейф тезликка чизикли боғлиқ, демак, ток қиймати ортиши керак. Иккинчи томондан эса, $U_{СИ}$ нинг ортиши каналнинг «понасимонлигини» орттиради, яъни канал қаршилиги ортади. Натижада, $U_{СИ}$ ортиши билан бу икки омилнинг биргаликдаги таъсирида сток токи чизикли ўзгаришга нисбатан сустрок ортади. Сток – исток кучланиши $U_{СИ} = U_{СИ.тўй}$ қийматга етганда сток токининг ортиши тўхтайтиди (6.4,б-расмда Н нукталар). Бу сток характеристикаларнинг горизонтал соҳаларига мос келади ва *тўйиниш соҳаси* деб юритилади. Затвор – исток кучланиш $U_{ЗИ}$ қанчалик катта қийматга эга бўлса, $U_{СИ}$ кучланишининг шунчалик кичик қийматларида тўйиниш содир бўлади.



6.4-расм. а – каналли МТнинг сток – затвор (а) ва сток (б) ВАХлари оиласи.

Сток характеристикаларда мустақил соҳаларни фарқлаш керак. Характеристиканинг штрихланган чизикдан чапроқ қисмида (*текис ўзгарувчан канал режими*, I соҳа) транзистор ўзини оддий резистордек тутади, бунда резистор қаршилиги затвор – исток

кучланиш $U_{ЗИ}$ га боғлиқ. МТнинг ушбу хусусиятидан, масалан, бошқарилувчи потенциометр ҳосил қилиш учун ишлатилади.

Характеристиканинг штрих чизикдан ўнгротда жойлашган соҳасида (*фазовий заряд режими* ёки *тўйиниш режими* юзага келади, II соҳа) транзисторнинг асосий функцияси – канал токини бошқариш амалга оширилади.

Тўйиниш режимида $U_{СИ}$ кучланиш ортиши билан канал узунлиги бироз камаяди (канал узунлигининг модуляцияси ҳодисаси). Бунинг натижасида канал қаршилиги камайиб, сток токи ортади.

Сток – исток кучланиши $U_{СИ}$ нинг катта қийматларида (III соҳа) сток яқинида затвор – канал ўтишнинг кўчкли тешилиши содир бўлади. Ўтишдаги тескари кучланиш $U_{СИ} - U_{ЗИ}$ га тенг бўлгани сабабли, $U_{ЗИ}$ кучланиш камайганда тешилиш кучланиши $U_{СИ.ТЕШ}$ ҳам камаяди.

МТнинг статик сток – затвор характеристикалар оиласи ёки *ўтиш характеристикаси* деб сток – исток кучланиши $U_{СИ}$ нинг ўзгармас қийматларида сток токи I_C нинг затвор – исток кучланиш $U_{ЗИ}$ га боғлиқликлари $I_C = f(U_{ЗИ})$ га айтилади. Сток – затвор характеристикаларни сток характеристикалардан фойдаланган ҳолда ҳосил қилиш мумкин. Бунинг учун $U_{СИ}$ кучланишнинг бирор қийматида затвор – исток кучланиши $U_{ЗИ}$ нинг турли қийматлари учун сток токи I_C нинг қийматларини сток характеристикалардан аниқлаш етарли бўлади. Агар $U_{СИ} > U_{ЗИ.БЕРК}$ бўлса, $I_C = f(U_{ЗИ})$ боғлиқлик $U_{СИ}$ нинг барча қийматлари учун амалда бир хил бўлади, чунки бунда тўйиниш режими ўринли. Статик сток – затвор характеристикалар оиласи 6.4,а-расмда келтирилган. Ҳар қандай МТнинг тўйиниш режимидаги сток – затвор характеристикаси қуйидаги боғланиш орқали аппроксимацияланади:

$$I_C = I_{C.макс} \left(1 - \frac{U_{ЗИ}}{U_{ЗИ.БЕРК}}\right)^2. \quad (6.5)$$

Ушбу боғланиш параметрлари қуйидагича топилади: Бошланғич ток $I_{C.макс}$ затвор – исток кучланиш $U_{ЗИ} = 0$ бўлганда ўлчанади, $U_{ЗИ.БЕРК}$ ни топиш учун $I_C = (1/4)I_{C.макс}$ да $U_{ЗИ}$ кучланиш ўлчанади. (6.4) ифодадан $U_{ЗИ.БЕРК} = 2U_{ЗИ}^*$ экани маълум бўлади.

6.3. МДЯ – тузилма ва майдон эффекти

МДЯ – транзисторларда металл затвор яримўтказгичдан юпқа диэлектрик қатлам билан изоляцияланган бўлади. Бундай тузилма

Ўзига хос конденсаторни ташкил этади. Конденсаторнинг битта қопламаси яримўтказгичдан иборат. Конденсатор қопламаларига перпендикуляр йўналган ташки электр майдон таъсирида яримўтказгичнинг сиртки қатламида эркин заряд ташувчилар концентрацияси ўзгаради. Бу ҳодиса *майдон эффекти* деб аталади. Майдон йўналиши ва унинг кучланганлигига боғлиқ ҳолда яримўтказгичнинг сиртки қатлами асосий заряд ташувчилар билан *бойиши ёки камбағаллашиши* ҳамда ўтказувчанлик тури ўзгариши (инверсияланиши) мумкин.

Акцептор киришмалар концентрацияси $N_A=10^{15}$ см⁻³ бўлган бир жинсли p – яримўтказгич мисолида майдон эффектини кўриб чиқамиз. Кремнийда мувозанат ҳолатдаги концентрация (асосий заряд ташувчилар) $p_F=10^{15}$ см⁻³, электронлар эса (ноасосий заряд ташувчилар) $n_F=10^5$ см⁻³ ни ташкил этади. Ташки кучланиш таъсирида ҳосил бўлган электр майдон металл сиртида мусбат заряд индукциялайди, яримўтказгичда эса қиймат жиҳатдан худди шундай манфий заряд ҳосил қилади. Эркин заряд ташувчилар концентрацияси $10^{22}+10^{23}$ см⁻³ бўлган металлдан фаркли равишда яримўтказгичда заряд кристаллнинг юзасидан ичига маълум масофага тарқалади. Яримўтказгичдаги манфий заряд сиртга тортилган электронлар ва коваклари кристалл ичига кириб кетган акцептор ионлари билан боғлиқ. Лекин бу ерда электронлар концентрацияси жуда кичик бўлади. Шунинг учун сирт яқинида камбағаллашган металл 1 ҳосил бўлади. Камбағаллашган қатламда коваклар концентрацияси мувозанат ҳолдаги P_{P0} дан кичик, қатлам кенглиги эса $L_{КАМ}$ ни ташкил этади (6.5-а расм).

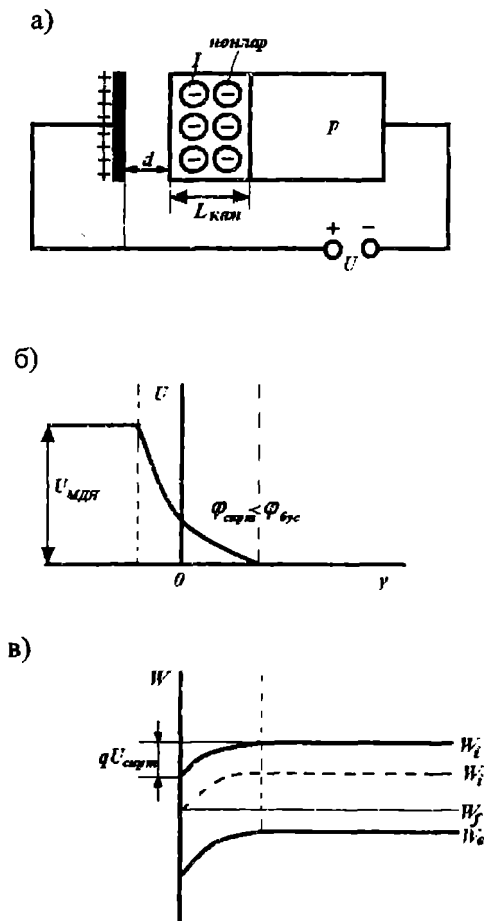
Агар яримўтказгич ҳажмида потенциал нолга тенг деб қабул қилинса, сиртида зарядлар бўлганлиги сабабли унинг потенциали нолдан фарқ қилади. Сирт билан ҳажм орасидаги потенциаллар фарқи *сирт потенциали* деб аталади ва $\varphi_{СИРТ}$ деб белгиланади. МДЯ – тузилмада потенциал тақсимланиши 6.5-б расмда кўрсатилган. Сирт потенциали

$$\varphi_{СИРТ} = \frac{\varepsilon_0 E^2}{2\varepsilon_{я} q N_A} \quad (6.6)$$

ва камбағаллашган қатлам қалинлиги

$$L_{КАМ} = \sqrt{\frac{2\varepsilon_0 \varepsilon_{я} \varphi_{СИРТ}}{q N_A}} \quad (6.7)$$

нафақат яримўтказгич материал хусусиятига, балки қўйилган кучланиш U қиймати га ҳам боғлиқ. Унинг қиймати $\varphi_{\text{СИРТ}}$ сирт потенциални белгилайди ($\epsilon_{\text{я}}$ - яримўтказгичнинг диэлектрик сингдирувчанлиги).



6.5-расм. МДЯ – тузилмаларда $\varphi_{\text{СИРТ}} < \varphi_{\text{БҮС}}$ ҳолатда (инверс қатлам ҳосил бўлмаганда) майдон эффекти (а), потенциал тақсимланиши (б) ва зоналар энергетик диаграммаси (в).

Яримўтказгич сиртига яқин қатламда электр потенциал тақсимланишига мос келувчи энергетик потенциалнинг тақсимланиши 6.5,в-расмда келтирилган. МДЯ – тузилма орқали ток оқмагани сабабли Ферми сатҳи ўзгармайди. Бундан ташқари, энергетик потенциаллар *манфий* зарядланган заррачалар – электронлар энергиясини ҳамда *мусбат* зарядланган заррачалар – потенциаллар энергиясини ифодаланишини назарда тутмоқ керак. Шунинг учун яримўтказгич сирти яқинида потенциалнинг ортиши энергетик зоналарнинг оғишига мос келади. Яримўтказгичдаги электронлар концентрацияси ўтказувчанлик зонаси W_C тубидан Ферми сатҳи W_F гача бўлган масофа билан, коваклар концентрацияси эса Ферми сатҳидан валент зона W_B шипигача бўлган масофа билан аниқланади. Камбағаллашган соҳада $W_F - W_B$ айирма яримўтказгич сиртига яқинлашган сари ортиши, $W_C - W_F$ айирма эса, камайиши расмдан кўриниб турибди.

Шу сабабли яримўтказгич сиртида коваклар концентрацияси камайиб, электронлар концентрацияси ортади. Коваклар ва электронлар концентрацияси мос равишда куйидаги ифодалар билан аниқланади:

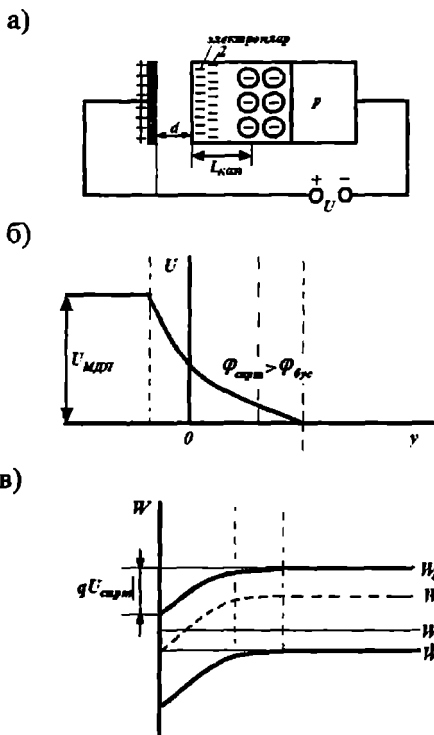
$$P_{СИРТ} = P_{P0} \exp\left(-\frac{\Phi_{СИРТ}}{\Phi_T}\right), \quad (6.8)$$

$$n_{СИРТ} = n_{P0} \exp\left(-\frac{\Phi_{СИРТ}}{\Phi_T}\right). \quad (6.9)$$

Тақикланган зона ўрта сатҳи W_i ни Ферми сатҳи кесувчи текисликда электронлар концентрацияси коваклар концентрациясига тенг бўлади.

Кичкина ташқи кучланиш U берилганда Ферми сатҳи W_i сатҳдан пастда бўлади. Шунинг учун камбағаллашган соҳада электронлар концентрацияси коваклар концентрациясидан кичик бўлади (6.6,а-расмда улар кўрсатилмаган). Кучланиш қиймати ортиши билан коваклар қочаверади, камбағаллашган қатлам эса кенгайверади. Шу билан биргаликда яримўтказгич сиртига кўпроқ электронлар тортилади. Яримўтказгич сиртида электронлар концентрацияси уларнинг сирт томонга дрейфланиши ва яримўтказгич сиртида ҳамда камбағаллашган соҳа ҳажмида иссиқликдан генерацияланиш тезлигининг ортиши ҳисобига кўпаяди.

Одатда электронларнинг иссиқликдан генерацияланиш токи жуда кичик, шунинг учун истоксиз МДЯ – тузилмада инверс қатлам шаклланиши жуда секин (1 мкс дан 10 с гача) содир бўлади.



6.6-расм. МДЯ – тузилмаларда $\varphi_{\text{СИРТ}} > \varphi_{\text{Б/С}}$ ҳолатда (инверс қатлам ҳосил бўлганда) майдон эффекти (а), потенциал тақсимланиши (б) ва зоналар энергетик диаграммаси (в).

Ортиб борувчи электронлар заряди қолган ковақлар зарядидан ортганда сиртки қатламда *ўтказувчанлик тури ўзгаради (инверсияланади)*.

Сирт потенциали $\varphi_{\text{СИРТ}}$ бўсағавий қийматдан катта бўлганда ўтказувчанлик тури инверсияси содир бўлади

$$\varphi_{\text{сирт}} = 2\varphi_T \ln \frac{N_A}{n_i}. \quad (6.10)$$

Электронлар (ноасосий заряд ташувчилар) ҳосил қилган қатлам 2 (6.6,а-рasm) *инверс қатлам* деб аталади. $\varphi > \varphi_{\text{сирт}}$ бўлганда ушбу қатлам МДЯ транзисторларда истокдан стокка ток ўтказувчи канал бўлиб қолади.

Таҳлил кўрсатишига қараганда, инверс қатламда электронлар концентрацияси ва майдон кучланганлиги сиртдан ичкарига кирган сари кескин камаяди. Майдон кучланганлиги, у билан бирга электронлар концентрацияси e марга камаювчи масофа

$$L_D = \sqrt{\frac{\epsilon_0 \epsilon_A \varphi_T}{q N_A}} \quad (6.11)$$

Дебай узунлиги деб аталади. $N_A = 10^{15} \text{ см}^{-3}$ деб олсак, $L_D \approx 0,12 \text{ мкм}$ эканлигини топамиз.

Ташқи кучланишнинг яна ҳам ўсиши сирт потенциалнинг ўсишига олиб келади. Бунда сирт потенциали Ферми сатҳи валент зона шипини кесгунча ортади. Шундан кейин чегаравий қатлам ярим металл ҳолатга ўтади ва сирт потенциали $\varphi_{\text{сирт}}$ максимал қийматини сақлайди

$$\varphi_{\text{сирт}} = 2(W_F - W_i).$$

Ташқи кучланиш ишораси ўзгарганда *бойиш режими* ҳосил бўлади, чунки коваклар сиртга тортилади ва уларнинг концентрацияси акцепторлар концентрациясидан юқори бўлади. *Бойитилган қатлам* қалинлиги (6.11) формула ёрдамида топилади.

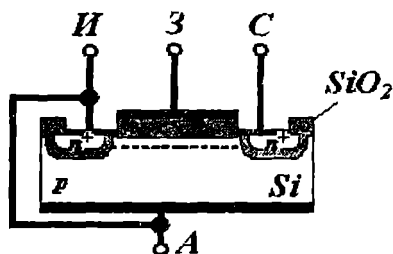
6.4. Канали индукцияланган МДЯ – транзистор

Тузилиши ва ишлаш принципи. n – канали индукцияланган МДЯ – транзистор тузилмаси 6.7,а-рasmда, шартли белгиланиши эса 6.7,б-рasmда кўрсатилган.

p – турли кремнийдан иборат асос султ легирланган бўлиб, акцепторлар концентрацияси тахминан 10^{15} см^{-3} ни ташкил этади. Асос сиртида диффузия ёки ион легирлаш усуллари билан қалинлиги 1 мкм га яқин n^+ – ўтказувчанликка эга бўлган чўнтаксимон исток ва сток соҳалар ҳосил қилинган. Исток ва сток орасидаги узунлиги $L=0,1 \div 10 \text{ мкм}$ ни ташкил этувчи соҳа канал узунлигини ташкил этади. Яримўтказгич сиртида қалинлиги 0,05–0,1 мкмни ташкил этувчи диэлектрик (SiO_2) қатлам ҳосил қилинган.

Диэлектрик сиртига затвор деб аталувчи металл электрод ўрнатилган. Исток ва сток соҳалари билан асос орасида иккита n^+ - p ўтишлар ҳосил бўлади. МДЯ тузилмага исток ва стокни қўшиш инверс қатлам (n - канал) ҳосил қилиш жараёнига кескин таъсир этади. Ўтишларнинг камбағаллашган соҳалари расмда штрихлаб кўрсатилган.

а)



б)



6.7-расм. n - канали индукцияланган МДЯ – транзистор тузилмаси (а) ва n – ҳамда p – МДЯ транзисторларнинг график шартли белгиланиши (б).

Затвор метали билан яримўтказгич орасидаги *солиштирма сизим* C_0 қанчалик катти бўлса, затвордаги $U_{зи}$ кучланиш яримўтказгичнинг сирти яқинида шунчалик кўп солиштирма заряд индукциялайди. Натижада, затвор билан каналнинг солиштирма сифими канал ўтказувчанлигининг модуляцияланиш даражасини белгилайди, яъни затворнинг бошқариш хусусиятини аниқлайди. Шунинг учун канал билан затвор ҳосил қилган солиштирма сизим МДЯ – транзисторнинг муҳим параметрларидан бирини ташкил этади. У қуйидаги ифода билан аниқланади:

$$C_0 = \frac{\epsilon_0 \epsilon_d}{d}, \quad (6.12)$$

бу ерда, d – диэлектрик қалинлиги (6.6,а-расм), ϵ_d – диэлектрик сингдирувчанлик.

Солиштирма сизимни ошириш учун диэлектрик қалинлиги камайтирилади. Бунда диэлектрикнинг тешилиши содир бўлиши мумкин.

Инверс қатлам (канал) ҳосил қилувчи $U_{зи}$ кучланиш бўсағавий U_0 кучланиш деб аталади.

Бошқарувчи кучланиш бўсағавий кучланишдан кичик ($U_{3И} < U_0$), сток билан исток орасида кучланиш эса $U_{СИ} \neq 0$ бўлсин. Бунда канал мавжуд эмас, сток n^+ - p ўтиш эса, тескари силжитилган бўлади. Шунинг учун сток занжирида ток жуда кичик, тахминан тескари силжитилган p - n ўтишнинг тескари токига тенг бўлади ва МДЯ – транзистор берк режимда ишлайди.

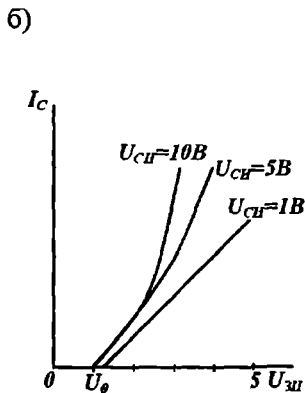
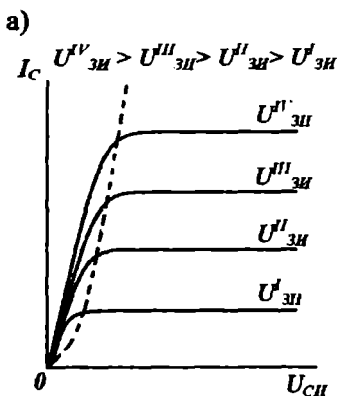
Затвордаги кучланиш $U_{3И}=0$ дан $U_{3И} \geq U_0$ гача ўзгарганда, яримўтказгич сиртига яқин қатлам n -- турли ўтказувчанликка эга бўлади. $U_{3И}=U_0$ бўлганда инверс қатламда электронлар концентрацияси (6.10) га мувофиқ $N_A=10^{15}$ см⁻³ бўлганда $n=10^{15}$ см⁻³ ни ташкил этади. Исток ва сток соҳалар юқори легирилган яримўтказгич бўлиб, уларда электронлар концентрацияси $n_n \approx 10^{18}$ см⁻³ ни ташкил этади. Аммо бу ҳолда исток билан канал орасида электр ўтишнинг баландлиги $\phi_r \ln \frac{n_n}{n}=0,17$ эВ бўлган потенциал барьер мавжуд. Шундай бўлишига қарамасдан, электронлар уни осон енгиб ўтади. Шунинг учун исток мавжуд бўлганда транзистордаги инверс қатлам истокдан каналга ўтувчи электронлар билан ҳосил қилинади. Инверс қатлам энди истокдан стокка инжекцияланган электронларнинг учиб ўтиш вақтида $\tau_{вч}$ ҳосил бўлади. Электронларнинг каналдаги дрейф тезлиги $\mathcal{G}_{др} = \mu_n E$, бу ерда, $E = U_{СИ} / L$ – каналдаги майдон кучланганлигининг бўйлама ташкил этувчиси. Натижада,

$$\tau_{вч} = \frac{L}{\mathcal{G}_{др}} = \frac{L^2}{\mu_n U_{СИ}} \quad (6.13)$$

Статик сток характеристикалар оиласи. Транзисторда n – канал мавжуд, яъни затвордаги кучланиш бўсағавий кучланишдан катта ($U_{3И} > U_0$) деб ҳисоблаймиз.

n – канали индукцияланган МДЯ – транзисторнинг сток характеристикалар оиласи, яъни $U_{3И} = \text{const}$ бўлгандаги $I_C = f(U_{СИ})$ боғлиқлик графиги 6.8-расмда келтирилган.

$U_{СИ}$ кучланишнинг канал тузилишига таъсирини кўриб чиқамиз. Агар $U_{СИ} = 0$ бўлса, ҳосил бўлган канал кенглиги канал узунлиги бўйича бир хил. $U_{СИ} > 0$ бўлганда затвор ва яримўтказгич сирти орасидаги потенциаллар фарқи ва ҳаракатчан заряд ташувчиларнинг солиштирма заряди сток йўналишида камаяди. Мос равишда сток яқинида камбағаллашган қатлам калинлиги исток яқинидагига нисбатан катта бўлиб, канал кенглиги истокдан стокка камаяди.



6.8-расм. *n* – канали индукцияланган МДЯ – транзисторнинг сток (а) ва сток – затвор (б) характеристикалар оиласи.

Шундай қилиб, $U_{СИ}$ кучланишнинг ортиши электронлар тезлигининг ортишига олиб келади, ток кучи дрейф тезликка пропорционал. Иккинчи томондан, $U_{СИ}$ нинг ортиши каналнинг понасимонлигини ва у билан боғлиқ канал қаршилигини орттиради. Ушбу омилларнинг биргаликдаги таъсири чизикли қонуниятга нисбатан кучсизроқ. Сток – исток кучланиш $U_{СИ.тўй} = U_{ЗИ} - U_0$ қийматга етганда инверс қатламнинг солиштирма заряди каналнинг сток томонида нолга тенг бўлади. Каналнинг сток томони ўзгармасдан, тўйиниш режими ҳосил бўлади.

Тўйиниш режимида сток токи амалда стоқдаги кучланишга боғлиқ бўлмай қолади. Расмда штрих чизик билан характеристиканинг абсциссалари $U_{СИ} = U_{СИ.тўй}$ мос нуқталари бирлаштирилган.

Сток - затвор характеристикалар оиласи. Транзисторнинг сток характеристикаларидан ташқари, унинг сток - затвор (узатиш) $U_{СИ} = \text{const}$ бўлгандаги $I_C = f(U_{ЗИ})$ характеристикалари кенг ишлатилади (6.8,б-расм).

Сток – исток кучланиши $U_{СИ} > U_{СИ.тўй}$ (тўйиниш режими) бўлганда узатиш характеристикалари $(U_{ЗИ} - U_0)^2$ қийматга пропорционал. 6.8,б-расмдаги пастки характеристика ($U_{СИ} < U_{СИ.тўй}$) кичик кучланишга, яъни сток характеристикаларнинг тик соҳаларига (канали текис ўзгариш режимига) мос келади. Ушбу характеристика бир жинсли каналга мос келгани учун чизикли.

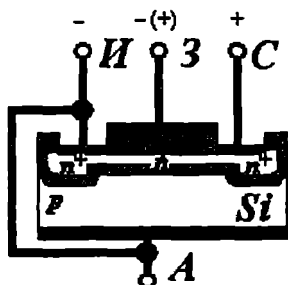
6.5. Канали қурилган МДЯ – транзисторлар

Тузилиши ва ишлаш принципи. n – канали қурилган МДЯ – транзистор тузилмаси 6.9,а-расмда ва шартли график тасвирланиши 6.9,б-расмда келтирилган.

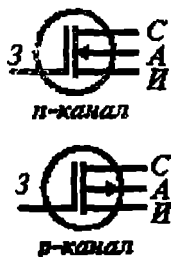
Бундай транзисторларда исток ва сток орасида жойлашган ток ўтказувчи канал транзисторни тайёрлаш жараёнида ҳосил қилинади. Шунинг учун бундай транзистор канали «қурилган» МТ деб аталади. Канал ион легирлаш усули билан яримўтказгич сиртига яқин соҳаларда юпқа қатлам ҳосил қилиш билан амалга оширилади. Канали қурилган МДЯ – транзисторлар истокка нисбатан затворга икки хил ишорали кучланишлар берилганда ҳам ишлай олади.

Агар $U_{ЗИ} = 0$ бўлганда транзисторга $U_{СИ}$ кучланиш берилса, канал орқали электронлар токи оқади. Бу ток стокнинг бошланғич токи $I_{С.БОШЛ}$ деб аталади. Затворга истокка нисбатан манфий кучланиш берилганда каналда ток йўналишига қўндаланг электр майдон ҳосил бўлади. Бу майдон таъсирида электронлар каналдан суриб чиқарилади. Каналда электронлар сони камаяди (канал камбағаллашади), унинг қаршилиги ортади ва сток токи қиймати камаяди. Затвордаги манфий кучланиш қиймати ортган сари, ток қиймати камаёверади. Транзисторнинг бу режими *камбағаллашган режим* деб аталади. Затворга берилган манфий кучланишнинг маълум қийматида сток токи нолгача камаяди (берк режим), ушбу кучланиш *беркитиш кучланиши* $U_{ЗИ.БЕРК}$ деб аталади.

а)



б)



6.9-расм. n – канали қурилган МДЯ – транзистор тузилмаси (а) бундай транзисторларнинг шартли график белгиланиши (б).

Агар затворга мусбат кучланиш берилса, ушбу кучланиш ҳосил қилган майдон таъсирида исток, сток ҳамда кристалл асосдан электронлар каналга кела бошлайди, канал ўтказувчанлиги ва сток токи қиймати ортади. Ушбу режим канали *бойитилган режим* деб аталади.

Кўриб чиқилган жараёнлар 6.10,а-расмда кўрсатилган статик сток-затвор характеристика $U_{СИ} = \text{const}$ бўлгандаги $I_C = f(U_{ЗИ})$ да акс эттирилган.

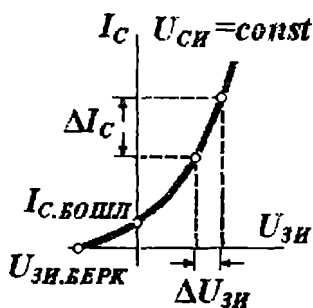
Демак, $U_{ЗИ} > 0$ бўлганда транзистор канали бойитилган режимда, $U_{ЗИ} < 0$ бўлганда эса, камбағаллашган режимда ишлайди.

Канал бойитилган режимда (6.10,б-расм) транзисторнинг сток характеристикалари бошланғич $U_{ЗИ} = 0$ бўлгандаги характеристикадан юқорироқдан, канали камбағаллашган режимда эса, бошланғич характеристикадан пастроқдан ўтади.

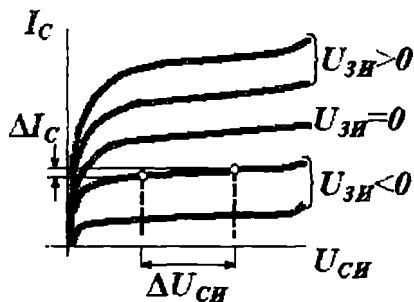
n – канали қурилган МДЯ – транзисторнинг сток-затвор характеристикаси шакли бўйича n – канали индукцияланган транзисторнинг шундай характеристикаси билан бир хил бўлади, лекин $U_{ЗИ}$ кучланишнинг манфий қийматларига $U_{БУС}$ дан $U_{ЗИ.БЕРК}$ гача сурилган бўлади. Канали қурилган МДЯ – транзисторнинг сток-затвор ва сток характеристикалари канали индукцияланган МДЯ – транзисторлар характеристикалари каби тушунтирилади.

Сток-затвор ва сток характеристикалар ўзаро боғлиқ бўлиб, график усулда бири иккинчисидан ҳосил қилиниши мумкин.

а)



б)



6.10-расм. n – канали қурилган МДЯ – транзисторнинг сток-затвор (а) ва сток (б) характеристикалари.

6.6. Майдоний транзисторларнинг математик моделлари

p - n ўтиш билан бошқарладиган МТларнинг асосий тенгламаси даражаси $3/2$ бўлган ташкил этувчиларга эга. Шунинг учун амалда барча МТлар учун ВАХларининг аппроксимациясидан фойдаланилади.

Канали индукцияланган МДЯ – транзистор учун сток токи канал текис ўзгарувчи режимда куйидаги ифодадан топилиши мумкин.

$$I_c = B[(U_{зи} - U_0)U_{си} - \frac{1}{2}U_{си}^2]. \quad (6.14)$$

Бу ерда, B - МДЯ – транзисторнинг солиштирма тиклиги

$$B = \frac{ZC_0\mu}{L}. \quad (6.15)$$

Шундай қилиб, канал узунлиги L қанчалик кичик, заряд ташувчилар ҳаракатчанлиги μ , затвор остидаги диэлектрик сифими C_0 ва канал кенглиги Z катта бўлса, сток токи шунчалик катта бўлади.

Сток токи затвор кучланишининг маълум $U_{зи} = \text{const}$ қийматида (6.14)га мувофиқ $U_{си.тўй} = (U_{зи} - U_0)$ шартни қаноатлантирувчи қийматда ўзининг максимал $I_{с.тўй}$ қийматига эришади. Бундай тўйиниш режимида сток токи

$$I_{с.тўй} = \frac{B}{2}(U_{зи} - U_0)^2. \quad (6.16)$$

$U_{си} > U_{си.тўй}$ бўлганда канал узунлиги камаяди (канал узунлигини модуляциялаш эффекти), тиклик B (6.15)га мувофиқ ортади. Бу ҳолда,

$$I_{с.тўй} = \frac{B}{2}(U_{зи} - U_0)^2 [1 + g(U_{си} + U_{си.тўй})]. \quad (6.17)$$

Тажриба натижаларига асосан транзисторлар учун $g=10^{-2} \div 0,5 \cdot 10^{-3}$ га тенг, яъни сток токи $U_{си}$ кучланиш ортиши билан бироз ортади.

Узун каналли транзисторлар учун ўринли бўлган (6.15), (6.16) ва (6.17) ифодалар $U_{зи}$, $U_{си}$, U_0 кучланишларнинг ихтиёрий муносабатларида сток токи қийматини аниқлаш ва транзисторнинг статик характеристикаларини топиш имконияти беради.

Узун канал деб узунлиги $L > 3$ мкм бўлган каналга айтилади. Катта каналли МДЯ – транзисторлардаги жараёнларни ҳисоблаш жуда мураккаб. Ҳисоблашлар ва тажрибанинг асосий натижалари куйидагилардан иборат. $U_{си}$ кучланиш қиймати ортганда ток ортиши секинлашади, тўйиниш кучланиши $U_{си.тўй}$ камаяди,

бўсағавий кучланиш сток – исток кучланиши $U_{СИ}$ га боғлиқ бўлиб қолади.

(6.14), (6.16) ва (6.17) ифодалар p -н ўтиш билан бошқариладиган МТлар учун ҳам, агар $(U_{ЗИ} - U_0)$ ўрнига $(U_{ЗИ.БЕРК} - U_{ЗИ})$ қўйилса, канали қурилган МДЯ – транзисторлар учун ҳам ўринли. Бунда параметр B канали индукцияланган МДЯ - транзистор солиштирма тиклигига ўхшаш бўлиб, унинг геометрик ўлчамлари билан аниқланади

$$B = \frac{4\epsilon_0 \epsilon \mu Z}{3d_0 L} \quad (6.18)$$

6.7. Майдоний транзистор параметрлари

МТлар кучайтиргич сифатида кичик сигнал режимида ишлаганда чиқиш характеристикаларининг тўйиниш соҳаси ишлатилади. Бу соҳада сигналлар минимал ночизикли бузилишлар билан кучайтирилади.

Характеристика тиклиги

$$U_{СИ} = \text{const} \text{ бўлгандаги } S = \frac{\partial I_C}{\partial U_{ЗИ}}; \quad (6.19)$$

ички (дифференциал) қаршилик

$$U_{ЗИ} = \text{const} \text{ бўлгандаги } R_i = \frac{\partial U_{СИ}}{\partial I_C}; \quad (6.20)$$

кучланиш бўйича кучайтириш коэффициенти

$$I_C = \text{const} \text{ бўлгандаги } \mu = \frac{\partial U_{СИ}}{\partial U_{ЗИ}}. \quad (6.21)$$

Кичик сигнал параметрлари ўзаро $\mu = SR$, ифода билан боғланган.

Сток-затвор характеристика тиклиги $U_{СИ}$ кучланишнинг ўзгармас қийматларида топилади. Тўйиниш соҳасида тиклик (6.16) ифодадан аниқланади.

$$S = B(U_{ЗИ} - U_0), \quad (6.22)$$

$(U_{ЗИ} - U_0) = 1\text{В}$ бўлганда $S=B$, шунинг учун B параметр солиштирма тиклик деб аталади.

(6.22) ва (6.16) ифодалардан $S=f(I_C)$ боғланишни

$$S = \sqrt{2BI_C} \quad (6.23)$$

қўринишда топамиз.

Ички қаршилиқнинг энг кичик қийматлари чиқиш характеристикаларнинг тик соҳаларига мос келади. Тўйиниш режимида қаршилиқ (6.16) ни эътиборга олган ҳолда,

$$R_1 = \frac{L}{I_C} \sqrt{\frac{2qN_A U_{CH}}{\epsilon_0 \epsilon_n}} \quad (6.24)$$

ифодадан топилади.

6.8. Сток токнинг температурага боғлиқлиги

МДЯ – транзисторнинг сток токи I_C ўзгармас бўсағавий кучланиш U_0 қийматида (6.14) ифодага мувофиқ солиштирма тиклик B га, у эса (6.15) ифодага мувофиқ каналдаги заряд ташувчилар ҳаракатчанлиги μ га пропорционал. Заряд ташувчилар ҳаракатчанлиги температура ортиши билан камаяди ва ўз навбатида сток токнинг камайишига олиб келади. Иккинчи томондан, температура ортиши билан бўсағавий кучланиш U_0 камаяди. Шундай қилиб, иккала омил сток токнига қарама-қарши таъсир кўрсатади ва бир-бирини компенсациялаши мумкин. Натижада, МДЯ – транзисторнинг сток-затвор характеристикасида сток токи температурага боғлиқ бўлмаган ишчи нуқта мавжуд бўлиши керак. Бундай нуқта *термобарқарор нуқта* дейилади. Термобарқарор нуқтанинг мавжудлиги канали p -и ўтиш билан бошқарилувчи МТлар учун ҳам тегишлидир.

МТ одатда, катта сток тоқларда ишлагани муносабати билан транзистор кучайтиргич каскадида ишлаганда бундай ишчи нуқтани ҳамма вақт ҳам топиб бўлмайди.

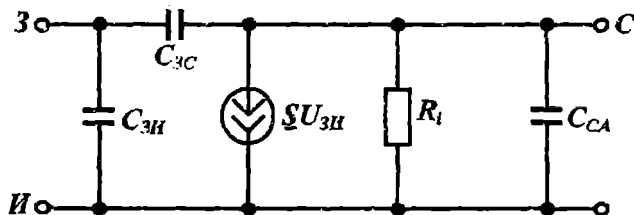
Умуман, МТларнинг температура коэффициенти БТларнинг температура коэффициентиغا нисбатан анча яхши ва одатда температура бир градусга ўзгарганда 0,2% дан ошмайди. Температура ортиши билан сток токи камаяди. Бунинг сабаби тушунарли. БТларда ноасосий заряд ташувчилар концентрацияси температура ортиши билан экспоненциал қонуният бўйича ортувчи ток билан аниқланади. МТларда температура таъсирида асосий заряд ташувчиларнинг концентрацияси деярли ўзгармайдиган ҳаракати токни белгилайди.

МДЯ – транзисторларда температура ортиши билан сток токи камаяди. Бу заряд ташувчилар ҳаракатчанлиги камайганда ярим-ўтказгич қаршилиқининг ортиши билан тушунтирилади. Температуранинг ортиши заряд ташувчилар концентрациясининг ортишига, у эса, сток токнинг ортишига олиб келади. Сток токнинг абсолют қиймати буларнинг биргаликдаги таъсири билан аниқланади. Катта

сток тоқлар режиміда температураның ортышы сток тоқынның камайышыга олиб келады.

6.9. Майдоный транзисторларның частота хусусиятлары

МДЯ – транзисторларның частота хусусиятлары. УИ схемада уланган МДЯ – транзисторның содалаштирилган кичик сигнал физик эквивалент схемасы 6.11-расмда келтирилган. Унда МТның асоси исток билан уланган бұлиб, юқори частотада ишловчи схемаларни ҳисоблашда кенг қўлланилади.



6.11-расм. Умумий исток схемада уланган МДЯ – транзисторның кичик сигнал эквивалент схемасы.

Эквивалент схемдаги ток манбаи $SU_{3И}$ транзисторның кучайтириш хусусиятини, R_1 резистор эса исток – сток занжирининг (6.19) ва (6.24) ифодалар билан аниқланувчи дифференциал қаршилигини эътиборга олади. Транзисторның частота хусусиятлари асосан, сиғимлари билан аниқланади.

Эквивалент схемадаги конденсаторлар МДЯ – тузилманинг куйидаги сиғимларини ифодалайди: $C_{3И}$ – исток қатламига нисбатан затвор металл электродининг сиғими; C_{3C} – сток қатламига нисбатан металл затвор сиғими; C_{CA} – сток ўтиш барьер сиғими, яъни сток-асос сиғими. Схемага $C_{ИA}$ сиғим киритилмаган, чунки исток билан асос уланган, унинг қаршилиги нолга тенг деб $C_{ИA} = 0$ ҳисобланади.

Учта кондесатордан фақат $C_{3И}$ ва C_{3C} бевосита МДЯ – тузилма билан боғланган. Ушбу кондесаторларның қайта зарядланиши канал орқали истокдан стока оқаетган электронлар окими ёрдамида амалга ошади. Канал токи кўрсатилган кучланишларга боғлиқлиги сабабли тўйиниш режиміда $C_{3C} = 0$.

Электронларнинг истокдан стокка учиб ўтиш вақти маълум қийматга эга бўлгани сабабли, транзистор тиклиги комплекс катталикдир.

$$|S| = \frac{S}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_s}\right)^2}}, \quad (6.25)$$

бу ерда, f_s - тикликнинг рухсат этилган частотаси, бу частотада $|S|$ статик S тикликка нисбатан $\sqrt{2}$ марта камаяди. f_s частота заряд ташувчиларнинг учиб ўтиш вақти $\tau_{yч}$ билан қуйидагича боғланган:

$$f_s = \frac{1}{2\pi\tau_{yч}}. \quad (6.26)$$

Электронларнинг истокдан стокка учиб ўтиш вақти (6.13) ифода билан аниқланади. $f < f_s$ частоталарда тикликни ўзгармас $\underline{S} = S$ деб ҳисоблаш мумкин.

Агар $L=10$ мкм, $\mu_n = 1500$ см²/В·с, $U_{CM} = 4$ В бўлса, $\tau_{yч} = 0,5$ нс ни ташкил этади. Бунда $f_s \approx 300$ МГц. Замонавий МДЯ -- транзисторларда канал узунлиги 4 мкм дан кичик. Бунда $\tau_{yч} < 0,01$ нс ва $f_s > 15$ ГГц. Натихада, тикликнинг инерциялилигини эътиборга олмас ҳам бўлади.

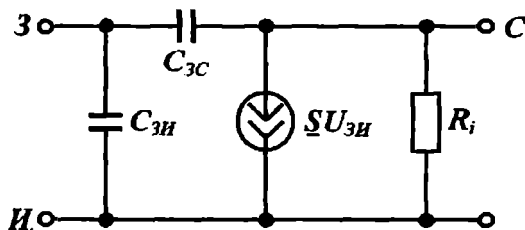
Кучайтиргичларда рухсат этилган частота f_s дан ташқари чегаравий частота $f_{ЧЕГ}$ деб аталувчи частота киритилган. МТ асосидаги кучайтиргичнинг чегаравий частотаси кучланиш бўйича кучайтириш коэффициенти модули бирга тенг частота сифатида аниқланади.

$$f_{ЧЕГ} = \frac{S}{2\pi C_{ЧИК}}, \quad (6.27)$$

бу ерда, $C_{ЧИК} = C_{СА} + C_{Ю}$.

МТлар асосидаги кучайтиргичлар чиқишига сизими $C_{ЗИ}$ га яқин $C_{Ю}$ конденсаторни улаш $f_{ЧЕГ}$ частотани бир неча марта камайтиришини алоҳида таъкидлаш керак. $C_{Ю}$ сизимнинг чегаравий частотага катта таъсир кўрсатишининг сабаби, МТларда БТларга нисбатан тиклик қийматининг кичиклигидадир.

p-n ўтиш билан бошқариладиган мезодий транзисторнинг частота хусусиятлари. n - канали $p-n$ ўтиш билан бошқариладиган МТнинг соддалаштирилган кичик сигнал эквивалент схемаси 6.12-расмда келтирилган.



6.12-расм. n – канали p - n ўтиш билан бошқариладиган МТнинг соддалаштирилган кичик сигнал эквивалент схемаси.

Ушбу схема элементлари МДЯ – транзисторникидек: R_i – тўйиниш режимида каналнинг дифференциал қаршилиги; $|S|U_{зи}$ – транзисторнинг кучайтириш хоссаларини акс эттирувчи ток манбаи; $C_{зи}$ ва $C_{зс}$ - p – n ўтиш ён томонларининг барьер сизимлари.

Ток ўзгаришларининг инерциялилиги МДЯ – транзисторларники каби учиб ўтиш вақти $\tau_{yч}$ билан ифодаланади. Ушбу параметр ҳам канал қаршилигини затвор-канал қаршилигига кўпайтирилганига тенг ва қуйидаги ифода билан аниқланади:

$$\tau_{yч} = \frac{2L^2}{\mu U_{зи}}. \quad (6.28)$$

Шундай қилиб, МТ ва МДЯ – транзисторларнинг частота хусусиятлари принципда бир хил бўлиши мумкин. Аммо амалда МТлар канали узунлиги $L_{ни}$ замонавий МДЯ – транзисторларникидек кичик қилиб бўлмайди. Шу сабабли МТларнинг тезкорлиги анчагина паст.

МТларнинг муҳим афзаллиги характеристикаларининг вақт давомида бақарорлигидан ва ички шовқинлари сатҳининг пастлигидан иборат.

6.10. ЎЮЧ майдоний транзисторлар

Ҳозирги кунда металл – яримўтказгич (МЯ) турли юқори частотали майдоний транзистор ёки арсенид галлий асосидаги Шоттки барьерли МТларнинг ЎЮЧ диапазонда қўлланилиши БТларга нисбатан ортиб бормоқда.

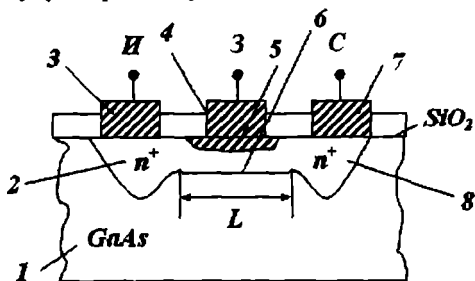
МЯ – транзисторнинг ишлаш принципи p - n ўтиш билан бошқариладиган МТнинг ишлаш принципига ўхшайди. Шоттки барьери яримўтказгичнинг кимёвий тоза сиртига ўта тоза металл пуркаш

билан ҳосил қилинади. Барьер баландлиги n - GaAs - Ag тузилмада 0,88эВ, n -GaAs-Al тузилмада 0,80эВ, n -GaAs-Pt тузилмада 0,84эВ ни ташкил этади.

МЯ – транзисторлар тузилмаси. ЎЮЧ диапазон учун яратилган барча МЯ – транзисторлар легирланмаган галлий арсенид асосида яратилади (6.13-расм).

Тақиқланган зонаси катта бўлгани учун асоснинг солиштирма қаршилиги юқори ($10^7 \div 10^8$ Ом·см) бўлиб, амалда диэлектрикдир.

Асос сирти яқинида ион легирлаш усули билан n^+ - турли исток 2 ва сток 8 соҳалари ҳамда юпқа ($0,1 \div 0,2$ мкм) канал қатлами 6 ҳосил қилинади. Сиртда затворнинг металл электроди 4 (масалан, Ti/W, ёки Au композиция) ҳосил қилинади. Металл электрод қатлам 6 билан тўғриловчи контакт (Шоттки барьери) ҳосил қилади. L узунликдаги ўтказувчи канал асос 1 ва затвор – канал контактнинг камбағаллашган қатлами 5 орасида ҳосил қилинади. 3 ва 7 металл электродлар (масалан, AuGe/Au композиция) исток 2 ва сток 8 соҳаларга омик контакт беради. Исток ва сток соҳалари орасидаги масофа $2 \div 3$ мкмни, затвор 4 узунлиги $0,5 \div 2$ мкмни ташкил этади. Исток ва сток омик контактлар асбобнинг ишончилиги ва характеристикаларига катта таъсир кўрсатгани сабабли амалда сток тешилиш кучланишини оширишга ва контактлар қаршилигини камайтиришга йўналтирилган, исток ва сток ҳосил қилишда бошқа усуллар ҳам қўлланилади.

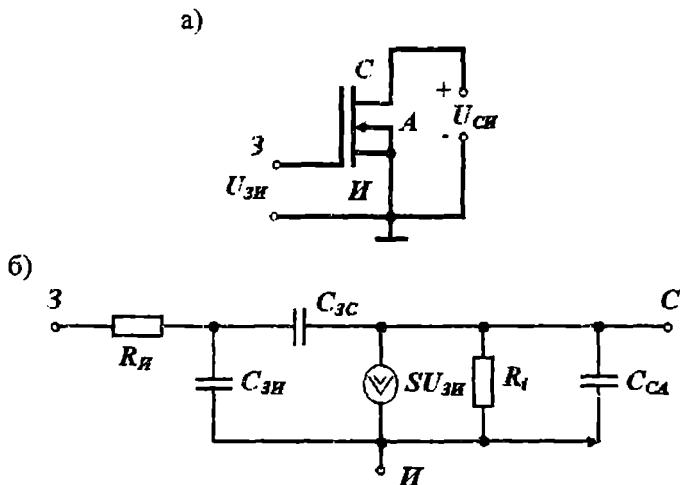


6.13-расм. Металл – яримўтказгич турли МТ тузилмаси кўриниши.

Кичик сигнал режими учун эквивалент схема. GaAs асосидаги МТлар юқори частотали схемаларда кам шовқинли кучайтиргичлар, генераторлар ва тезкор мантиқ элементлар сифатида ишлатилади.

Кучайтиргичларда қўлланиладиган транзисторларнинг частота хусусиятлари асосан уларнинг физик тузилмасига хос сиғимлар билан аниқланади. Транзисторнинг умумий исток уланиш схемаси ва соддалаштирилган кичик сигнал эквивалент схемаси 6.14-расмда асос исток билан уланган ҳолда келтирилган.

Эквивалент схемада конденсаторлар тузилманинг қуйидаги сиғимларини ифодалайдилар: $C_{ЗИ}$ – затвор-исток сиғими; $C_{ЗС}$ – затвор-сток сиғими; $C_{СА}$ – сток-асос сиғими. R_i резистор транзистор чиқиш қаршилиги, $SU_{ЗИ}$ – ток генератори, R_H – истокнинг омик қаршилиги.



6.14-расм. МТнинг умумий исток уланиши (а) ва кичик сигнал режимидаги эквивалент схемаси (б).

МТларнинг юқори частоталардаги характеристикалари иккита асосий омилга: учиб ўтиш вақти ва RC затворнинг характерли зарядланиш вақтига боғлиқ. Учиб ўтиш вақти t_{min} деб заряд ташувчилар истокдан стоккача бўлган L масофани босиб ўтиши учун зарур минимал вақтга айтилади. Учиб ўтиш вақтининг минимал қиймати t_{min} заряд ташувчиларнинг максимал тезлиги $\mathcal{G}_{ТЎЙ}$ га мос келади, унга электр майдон кучланганлиги $E = 5-10$ кВ/см бўлганда эришилади. Кремний ва арсенид галлий учун $\mathcal{G}_{ТЎЙ} = 10^7$ см/с. Заряд

ташувчилар ҳаракатчанлигини ўзгармас ва майдон кучланганлиги катта деб ҳисоблаб,

$$\tau_{min} = L/g_{T\gamma\eta} \quad (6.29)$$

деб ёзиш мумкин.

Масалан, затвор узунлиги 1 мкмни ташкил этувчи GaAs асосидаги МТда учиб ўтиш вақти 10^{-11} с ни ташкил этади, бу RC вақт доимийсига нисбатан катта эмас.

Эквивалент схемага мос равишда (6.14,б-расм) чегаравий частота $f_{ЧЕР}$ шундай частотаки, бу частотада $C_{3И}$ сизим орқали оқайтган ток микдори $SU_{3И}$ генератор токига тенг бўлади:

$$f_{ЧЕР} = \frac{S}{2\pi C_{3И}} \left(= \frac{g_{T\gamma\eta}}{2\pi L} \right) \quad (6.30)$$

Бу ерда, $U_{СИ} = \text{const}$ бўлганда, $S = \partial I_c / \partial U_{3И}$ сток-затвор характеристика тиклиги.

Тебранишларнинг максимал частотаси

$$f_{max} = \frac{f_{ЧЕР}}{2\sqrt{r_1 + f_{ЧЕР}\tau_3}} \quad (6.31)$$

ифода билан аниқланади. Бу ерда, $r_1 = (R_{КНР} + R_{И})/R_i$ – кириш ва чиқиш қаршиликлари нисбати, $\tau_3 = 2\pi R_{И}C_{3С}$ – вақт доимийси.

Кириш қаршилиги

$$R_{КНР} = \left(\frac{\partial I_3}{\partial U_{3И}} \right)^{-1} = \frac{kT}{q(I_3 + I_V)} \quad (6.32)$$

Ушбу формулага мувофиқ затвор токи $I_3 \rightarrow 0$ ва ярим изоляцияловчи асоснинг сизилиш токи $I_{СНЗ} = 10^{-10}$ А бўлганда хона температурасида кириш қаршилиги ~ 250 МОм ни ташкил этади.

Кучланиш бўйича кучайтириш коэффициентининг модули бирга тенг бўлганда, ташқи юклама сизим $C_{Ю}$ бўлмаса, чегаравий частота

$$f_{ЧЕР} = \mu_V \frac{g_{T\gamma\eta}}{2\pi L},$$

қийматга етиши мумкин, бу ерда, $\mu_V = SR\xi$ – статик кучайтириш коэффициентини.

Агар, $\mu_V > 10$ бўлса, чагаравий частота 300 ГГцдан катта бўлади.

Частота ва қувват бўйича чекланишлар. МЯ – транзисторларнинг чегаравий частотаси унинг геометрик ўлчамлари ва материал параметрлари билан аниқланади. Кремний ва арсенид галлийда электронлар ковакларга нисбатан каттарок ҳаракат-

чанликка эга бўлгани учун, ЎЮЧ – схемаларда фақат n -каналли МТлардан фойданилади. Бундан ташқари, электронларнинг GaAs даги ҳаракатчанлиги кремний Si даги электронлар ҳаракатчанлигига нисбатан катта бўлгани сабабли, GaAs асосидаги транзисторларда, чегаравий частота кремнийли шундай электрон асбобларниқига қараганда беш марта юқори бўлади.

МТнинг энг муҳим геометрик параметри бўлиб, затвор узунлиги L ҳисобланади. Затвор узунлиги L камайтирилганда затвор сигими $C_{3И}$ ҳам камаяди, натижада, чегаравий частота $f_{ЧЕГ}$ ортади. Лекин каналдан электронлар самарали ўтиши учун унинг узунлиги чуқурлигидан катта ($L/a > 1$) бўлиши керак. Шунинг учун L қисқартирилганда, бир вақтнинг ўзида канал чуқурлиги ҳам камайтирилиши керак. Бунинг учун канал соҳаси концентрацияси орттирилади, лекин тешилишнинг олдини олиш мақсадида $N_D \sim 5 \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$ дан юқори қилинмайди. Концентрация бундай бўлганда, каналнинг минимал узунлиги 0,1 мкмга яқин бўлади, $f_{ЧЕГ} \approx 100 \text{ ГГц}$ ни ташкил этади.

Синусоидал сигнал таъсир этганда чиқишдаги максимал қувват токнинг максимал қийматларига I_{max} ва тешилиш кучланиш $U_{ТЕШ}$ га қуйидагича боғлиқ:

$$P_{max} = \frac{I_{max} U_{ТЕШ}}{8}. \quad (6.33)$$

Бу ерда, $I_{max} = qN_D \vartheta_{тул} aZ$ – тўлиқ очилган каналнинг тўйиниш токи, q - электрон заряди, Z – канал кенглиги; $U_{ТЕШ} = 5 \cdot 10^{13} / Q_C$ – тешилиш кучланиши.

Саёз каналлар учун бирлик юзадаги тўлиқ заряд $Q_C = N_D a \approx 2 \cdot 10^{12} \text{ см}^{-2}$ ни ташкил этади.

Назорат саволлари

1. МТ деб нимага айтилади ва нима учун уни униполяр транзистор деб ҳам аташади?
2. МТларнинг турларини келтиринг.
3. МТларнинг канали, затвори, истоки, стоки ва асосини қандай тушунаси?
4. p - n ўтиш билан бошқарилувчи МТ ишлаш принципини тушунтиринг.
5. Асосга нисбатан затвордаги ва истокдаги кучланишлар ўзгарганда канал геометрияси қандай ўзгаради?

6. МТ токига затвордаги ва истокдаги кучланишлар қандай таъсир кўрсатади?
7. МТларнинг уланиш схемаларини айтиб беринг.
8. МТ қандай иш режимларда ишлаши мумкин?
9. МТларнинг ВАХларини келтиринг.
10. МТлар асосий параметрларини айтинг ва улар қандай топилади?
11. Канали қурилган МДЯ – транзисторнинг ишлаш принципи нимадан иборат?
12. Канали индукцияланган МДЯ – транзисторнинг ишлаш принципи нимадан иборат?
13. МТлар статик характеристикалари хусусиятларини айтинг.
14. Канали қурилган МДЯ – транзисторлар статик ВАХлари хусусиятларини айтинг.
15. Канали индукцияланган МДЯ – транзисторлар статик ВАХлари хусусиятларини айтинг.
16. МТларнинг частота хусусиятларини айтинг.

VII БОБ ИНТЕГРАЛ МИКРОСХЕМАЛАР

7.1. Умумий маълумотлар

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 каторига 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 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: *армўтказгич, 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 жажожи металл қобикларда тайёрланади.

ГИСларнинг асосий афзалликлари: ишлаб чиқишнинг нисбатан кичик даврида аналог ва рақамли микросхемаларнинг кенг син-

фини 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 коэффициенти сон жиҳатдан $K = \lg N$ тенглик билан аниқланади, бу ерда, N – схема элементлари ва компоненталари сони (7.1-жадвал).

7.1-жадвал

Интеграция коэффициенти	К қиймати	Элементлар сони	ИМС номи
1	< 1	10 тагача	оддий
2	$1 < K \leq 2$	11÷100	ўргача (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 (ОХҚ), сиғими 256-1024 бит бўлган доимий хотира қурилмалари (ДХҚ) мисол бўла олади. КИСларга мантикий-арифметик ва бошқарувчи қурилмалар киради. ЎКИСларга 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 ки-

чик ўлчам билан ифодаланади, масалан, эмиттер кенглиги, ўтказгичлар кенглиги, улар орасидаги масофа билан характерланади.

ИМСлар ишлаб чиқариш технологиясини мукамаллаштириш жараёнида минимал технологик ўлчам Δ нинг йиллар бўйича ўзгариши 7.2-жадвалда келтирилган.

7.2-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. 7.2-жадвал ушбуни 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.

7.2. Яримўтказгич ИМСлар яратишда технологик жараён ва операциялар

Тайёрлов операциялари. Яримўтказгич ИМСлар тайёрлаш учун асосий материал бўлган кремний монокристалл қуймалари олишдан бошланади. Монокристалл қуймалар ҳосил қилишнинг бир қанча усуллари мавжуд.

Чохральский усулида таркибига донор ёки акцептор киритмалар қўшилган ўта тоза кремний эритмаси юзига кремний монокристалли туширилади. Эритма эритган монокристалл ўз ўқи атрофида аста-секин айлантририлиб кўтарилади. Монокристалл кўтарилиши билан эритма кристалланади ва кремний монокристалли ҳосил бўлади. Ҳосил бўлган кремний қуймаси n – ёки p – турли электр ўтказувчанликка эга бўлади. Қуйма узунлиги 150 см, диаметри эса 150 мм ва ундан катта бўлиши мумкин.

Зонали эритиш усулида монокристалл ифлосланттирувчи киритмалардан қўшимча 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, киритмалар суяқ фазага ўтиб кристаллнинг иккинчи учига силжиб боради ва

тўпланади. Киритмалар тўпланган соҳа тозалаш жараёнлари тугагандан сўнг кесиб ташланади.

Эпитаксия. Эпитаксия жараёни асос сиртида унинг кристалл тузилишини такрорловчи юпқа монокристалл 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 монокристалл 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 ($1000\div 1200$)⁰С температураларда кечади.

ИМСлар тайёрлашда SiO_2 қатлам бир неча муҳим функцияларни бажаради: сиртни химояловчи 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 ва зарур ўтказувчанликни таъминлаш учун керак. Легирлашнинг асосий усуллари юқори температураларда 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 бошка 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 ҳар хил тезликда эритиш ва натижада керакли 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.

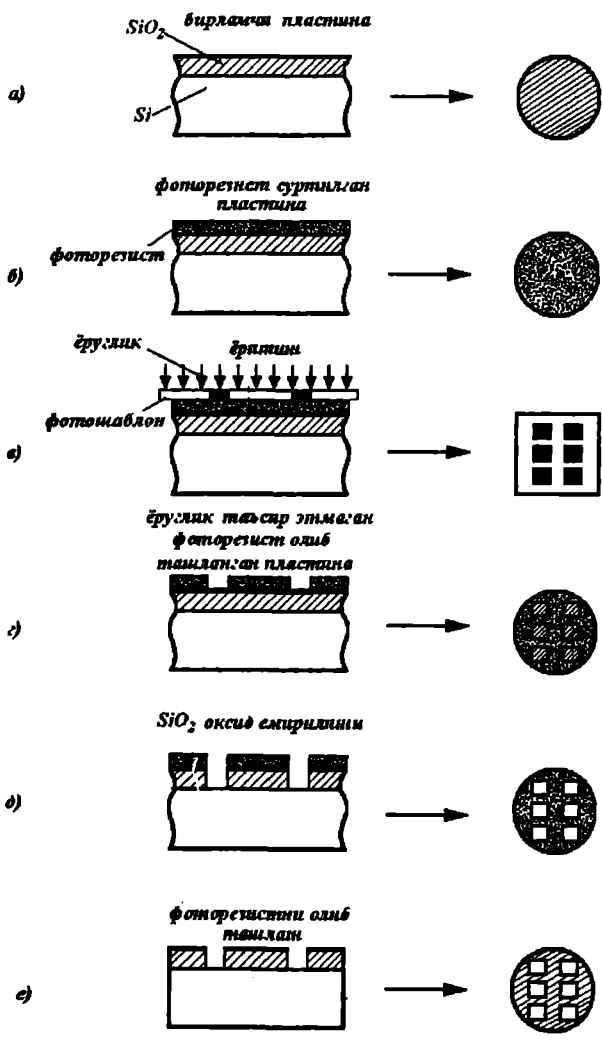
Фотолитография. Яримўтказгич пластинадаги металл ёки диэлектрик пардалар сиртида маълум шаклдаги локал соҳаларни ҳосил қилиш жараёни фотолитография деб аталади. Ушбу соҳалар кимёвий емиришдан ҳимояланган бўлиши шарт. Фотолитография жараёнида ультрабинафша нур таъсирида ўз хусусиятларини ўзгартирувчи, *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 эрмайдиган 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 фотолитография жараёнидан бир неча марта (5÷7 марта) фойдаланилади (негиз қатламлар, эмиттерлар, омик

контактлар ҳосил қилишда ва ҳ.к.). Бунда ҳар гал ўзига хос «расм»ли фотошаблонлар ишлатилади.

Олтига ЭРЭга эга ИМС ҳосил қилишда фотолитография жараёнининг кетма-кетлиги 7.1-расмда кўрсатилган.



7.1-расм. Фотолитография жараёнининг кетма-кетлиги.

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

Пардалар вакуумда термик пуркаш, 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 **металлашни** – 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 чидайдди. 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 SiO₂ қатлам ҳосил қилинади. Шундан кейин кремний билан контактлар ҳосил қилиниши керак бўлган жойларда, фотолитография усули билан, SiO₂ парда қатламида «дарча»лар очилади. Сўнг вакуумда термик пуркаш усули билан пластина сиртида қалинлиги 1 мкм атрофида бўлган алюминий қатлам ҳосил қилинади. Контакт юзачалари ва электр жихатдан бирлаштирувчи ўтказгичларнинг зарурий шакли фотолитография усули билан ҳосил қилинади. Алюминий қатламининг ишлатилмайдиган соҳалари емириш усули билан олиб ташланади, сўнгра алюминий билан кремний орасида контакт ҳосил қилиш учун пластинага термик ишлов берилади. Ҳозирги вақтда металлашда электр ўтказувчанлиги алюминийга нисбатан катта бўлган мис ҳам қўлланилмоқда.

Пластиналарни кристалларга ажратиш ва йиғиш операциялари. Барча асосий технологик операциялар бажариб бўлин-

гандан сўнг, юзларча ва ундан кўп ИСларга эга пластина алоҳида кристалларга бўлинади.

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

7.3. Биполяр транзисторлар асосидаги интеграл микросхемаларни тайёрлаш

БТли ИМСлар элементлари (транзисторлар, диодлар, резисторлар, конденсаторлар) асосини $n^+ - p - n$ тузилма ташкил этади.

ИМС тайёрлаш учун *планар, планар-эпитаксиал технологиялардан* фойдаланилади. Планар технологияда элементлар $p - \text{ёки} n -$ турли яримўтказгич асосда ҳосил қилинади. Планар-эпитаксиал технологиясида элементлар асос сиртига ўстирилган эпитаксиал қатламда ҳосил қилинади.

Технология асосни (эпитаксиал қатламни) навбатма-навбат донор ва акцептор киритмалар билан легирлашга асосланади, натижада, сирт тагида турли ўтказувчанликка эга юпқа қатламлар ва қатламлар чегарасида $p - n$ ўтишлар ҳосил бўлади. Алоҳида қатламлар резисторлар сифатида, $p - n$ ўтишлар эса диод ва транзистор тузилмалари сифатида ишлатилади. Конденсаторлар сифатида тескари силжитилган $p - n$ ўтишлар хизмат қилади.

Интеграл резисторлар. Интеграл резисторлар транзисторларнинг база ёки эмиттер соҳасини ҳосил қилиш операцияси билан бир вақтда тайёрланади. Резистор қаршилиги берк ҳолатдаги $p - n$ ўтиш чегараси билан чекланган қатламнинг ҳажмий қаршилигидан иборат бўлади.

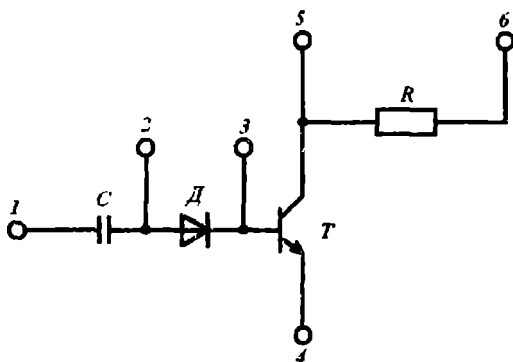
Эмиттер соҳа асосида қаршилиги $3 \div 100$ Ом бўлган кичик қаршиликли резисторлар ҳосил қилинади, чунки эмиттер қатламнинг солиштирма қаршилиги кичик бўлади.

Катта қаршиликли резисторлар нисбатан катта солиштирма қаршиликка эга база қатламда тайёрланади. Бундай резисторларнинг максимал қаршилиги $200 \div 300$ кОм бўлади.

Интеграл конденсаторлар. Интеграл конденсаторлар ҳосил қилиш учун ихтиёрий $p-n$ ўтиш: коллектор - асос, база - коллектор, эмиттер - база, яширин n^+ - қатлам - изоляцияловчи p - соҳа ишлатилиши мумкин. Тескари силжитилган $p-n$ ўтишнинг барьер сифими берилаётган кучланишга боғлиқ бўлади. Кўп ҳолларда коллектор ўтиш сифими ишлатилади.

Интеграл диодлар. Интеграл диодлар интеграл транзистор асосида ҳосил қилинади. Транзисторнинг исталган $p-n$ ўтиши диод ҳосил қилиш учун ишлатилиши мумкин. Кўп ҳолларда база - эмиттер ўтиши, коллектор база билан туташтирилган ҳолда ($U_{КБ}=0$) ёки коллектор занжири узилган ҳолда ($I_K=0$) база - эмиттер ўтиш ишлатилади. Бундай диодларнинг очик ҳолатдан берк ҳолатга ўтиш вақти энг кичик бўлади.

ИМС тайёрлашда яримўтказгич асоснинг бир томонига ишлов берилади, ҳосил қилинган элементларнинг чиқиш электродлари пластина сиртида битта текисликда жойлашади. Шунинг учун «планар технология» деб ном берилган.



7.2-расм. Ишлаб чиқиляётган ИМСнинг принципиал схемаси.

Яримўтказгич ИМСларни тайёрлашда операциялар кетма-кетлиги микросхемада элементларни электр жихатдан изоляциялаш

усуллари билан белгиланади: элементларни тескари силжусулган $p-n$ ўтишлар билан изоляциялаш; диэлектрик (SiO_2 қатлам) ёрдамида изоляциялаш. Шу муносабат билан яримўтказгич ИМСлар тайёрлашни иккита асосий жараёни:

а) элементларни $p-n$ ўтиш билан изоляцияловчи планар – эпитаксиал технология;

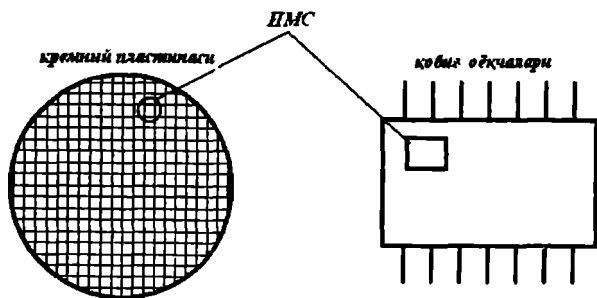
б) диэлектрик қатлам SiO_2 ёрдамида изоляцияловчи планар – эпитаксиал технология мавжуд.

Планар-эпитаксиал технология. Планар-эпитаксиал технология асосида тўртта элемент (конденсатор C , диод D , транзистор T ва резистор R) дан ташкил топган (7.2-расм) содда ИМСни тайёрлашда технологик операциялар кетма-кетлигини кўриб чиқамиз.

ИМС тайёрлаш учун p – ўтказувчанликка эга, қалинлиги $0,2 \div 0,4$ мм бўлган кремний асосдан фойдаланилади (7.3-расм).

Бундай асосда элементлари сони мингтагача ёки юзларча бўлган ўрта ва юқори интеграция даражали микросхемалар бир вақтда ҳосил қилинади (ҳар бир квадратда бир хил ИМСлар жойлашади).

Асос сиртида термик оксидлаш йўли билан қалинлиги $0,5 \div 1$ мкм бўлган SiO_2 қатлам ҳосил қилинади. Шундан сўнг биринчи фотолитография оксид қатламда «дарча»лар очиш учун ўтказилади. Дарчалар орқали $1 \div 2$ мкм қалинликка донор киритмалар (сурма ёки маргумуш) диффузия қилинади. Натижада, бўлғуси транзисторлар коллекторлари остида электр токини яхши ўтказувчи n^+ – соҳа ҳосил бўлади. Ушбу қатлам яширин n^+ – қатлам (чўнтак) деб аталади. У коллектор қаршилигини камайтиради, натижада, транзистор тезкорлиги ортади, коллектор эса икки қатламли $n^+ - n$ бўлиб қолади.

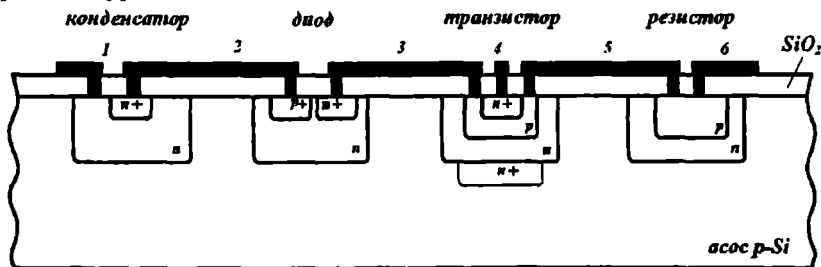


7.3-расм Асос ва унинг сиртида бир вақтда тайёрланадиган ИМСлар тизими.

Шундан кейин кремний оксиди емирилади, асос сиртига қалинлиги $8+10$ мкмни ташкил этувчи n – турли эпитаксиал қатлам ўстирилади ва эпитаксиал қатлам сиртида оксид қатлам ҳосил қилинади. Иккинчи фотолитография ёрдамида оксид қатламда ажратувчи диффузияни ўтказиш учун «дарча»лар очилади. Акцептор киритмаларни (бор) «дарча»лар орқали қатлам охиригача диффузия қилиб тўртта n – соҳа (схемадаги элементлар сонига мос) ҳосил қилинади. Бу n – соҳалар бир-биридан p - n ўтишлар ёрдамида изоляцияланган бўлади. Ушбу соҳаларнинг бири транзисторнинг коллектори бўлиб хизмат қилади. Транзисторнинг базаси, конденсатор, диод ва резистор ҳосил қилиш учун бир-биридан изоляцияланган n – соҳаларга акцептор киритмалар диффузияси амалга оширилади. Бунинг учун аввал ҳосил қилинган оксид қатламда учинчи фотолитография ёрдамида шундай ўлчамли «дарча»лар ҳосил қилинадики, бунда ҳосил қилинган элементлар параметрлари талаб этилган номиналларни қаноатлантирсин.

Кейин транзистор эмиттери, диод катода, конденсатор қопламаси, коллектор соҳанинг омик контактини ҳосил қилувчи n^+ – турли эмиттер соҳалар ҳосил қилинади. Бунинг учун янгидан ҳосил қилинган оксид қатламида тўртинчи фотолитография ёрдамида зарур кўринишдаги «дарча»лар очиб, улар орқали n^+ – турли киритма ҳосил қилувчи атомлар диффузияси амалга оширилади. ИМС тузилмаси ҳосил қилинувчи технологик жараён элементларга омик контактлар олиш ва элементларни ўзаро улаш билан якунланади. Бу SiO_2 қатламда бешинчи фотолитографияни амалга ошириш, алюминийни вакуумда пуркаш, алюминийни ишлатилмайдиган соҳалардан олиб ташлаш ва термик ишлов бериш билан амалга оширилади.

7.2-расмда келтирилган схемага мос ИМС тузилмаси 7.4-расмда кўрсатилган.



7.4-расм. ИМС тузилиши схемаси.

Диэлектрик билан изоляциялаш усули. Бу технология $p-n$ ўтиш билан изоляцияланиб тайёрланган ИМСларга нисбатан яхшироқ характеристикаларга эга микросхемалар яратиш имконини беради. Хусусан, изоляциялаш даражаси тахминан 6 тартибга ортади, тешилиш кучланиши катталашади, паразит сифимлар тахминан 2 тартибга камаяди, радиацияга чидамлилиқ ортади, ИМС тезкорлиги ошади. Ушбу технология асосида кичик қувватли ва юқори тезликда ишлайдиган рақамли ИМСлар яратиш мақсадга мувофиқ, чунки бундай технологик жараён нархи планар-эпитаксиал технологияга нисбатан юқори.

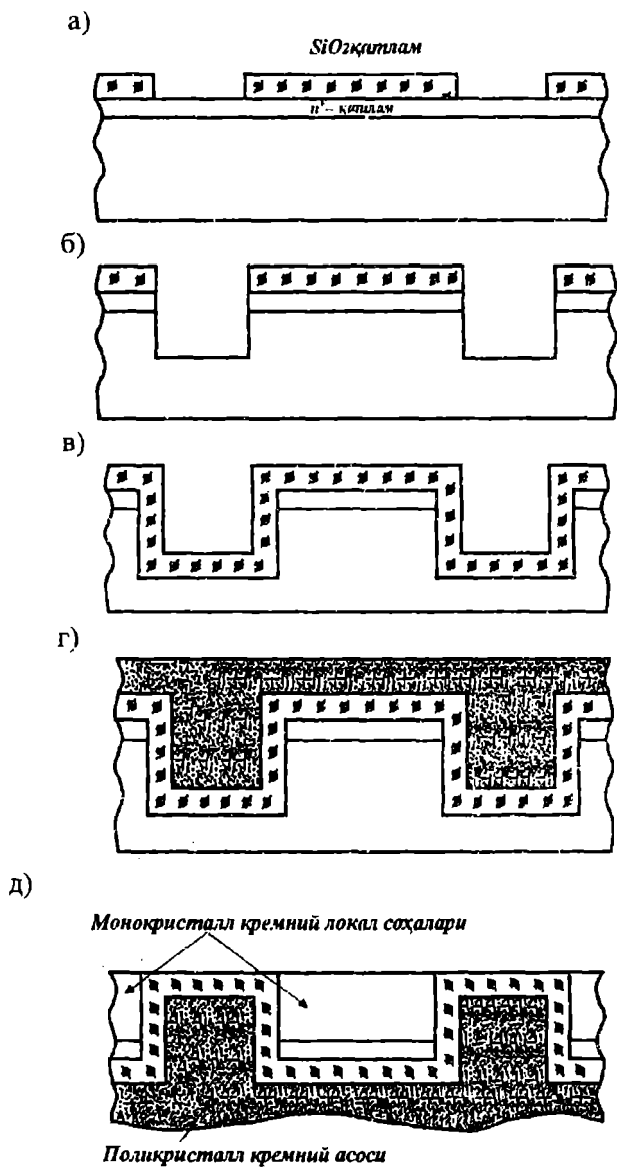
Содда ИМС яратиш кетма-кетлиги 7.5-расмда кўрсатилган.

Ўтказувчанлиги n – турли асосга сурма ёки маргумуш $1+2$ мкмга диффузия қилиш йўли билан пластинанинг бутун юзаси бўйлаб n^+ – ўтказувчанликка эга яширин қатлам ҳосил қилинади. Асосни n^+ – қатлам томондан термик оксидлаб, унинг бутун юза-сида SiO_2 оксид қатлам ҳосил қилинади. Биринчи фотолитография ёрдамида ушбу қатламда изоляцияловчи соҳалар учун «дарча»лар очилади (7.5,а-расм), оксид билан химояланган соҳалар емирилгани учун $8+15$ мкм бўлган «чуқурча»лар ҳосил қилинади (7.5,б-расм). Сўнг «чуқурча»лар юзалари оксидланади (7.5,в-расм). Бундан кейин оксидланган «чуқурча»лар томондан асос сиртига $0,2-0,25$ мм қалинликдаги поликристалл кремний ўстирилади. Поликристалл кремний кейинчалик бўлғуси ИМС асоси бўлиб хизмат қилади (7.5,г-расм).

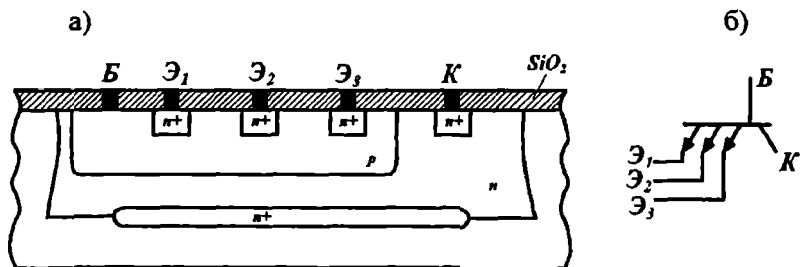
Шундан сўнг асоснинг қарши томони оксид қатламгача шлифовка қилинади ёки емирилади (7.5,д-расм). Шундай қилиб, бир-биридан SiO_2 қатлам билан изоляцияланган, n^+ – ўтказувчанликли яширин қатламга эга n – соҳалар (чўнтақчалар) ҳосил қилинади. Бу соҳаларда оксидлаш, фотолитография ва диффузия усуллари билан микросхема элементлари яратилади. База соҳаларини ҳосил қилишдан бошлаб кейинги жараёнлар планар-эпитаксиал технология жараёнларига ўхшаш давом этади.

БТ асосидаги рақамли ИМСларнинг баъзи мантиқ элементларида кўп эмиттерли ва кўп коллекторли транзисторлар қўлланилади.

Кўп эмиттерли транзистор (КЭТ)нинг шартли белгиланиши ва тузилмаси 7.6-расмда кўрсатилган.



7.5-расм. ИМС элементларини диэлектрик қатлам билан изоляциялаш.



7.6-расм. КЭТ тузилмаси (а) ва шартли белгиланиши (б).

КЭТ базалари ва коллекторлари уланган транзисторлар мажмуи бўлиб, ундаги эмиттерлар сони 5÷8 та бўлиши мумкин. Кўп коллекторли транзисторлар (ККТ) – инверс режимда ишлаётган КЭТдир. Бунда умумий эмиттер бўлиб КЭТнинг коллектори, коллекторлари бўлиб эса, эмиттерларнинг n^+ – соҳалари хизмат қилади.

7.4. МДЯ – транзисторлар асосидаги ИМСларни тайёрлаш

Дискрет МДЯ – транзисторларнинг VI бобда келтирилган тузилиш схемалари ва параметрлари интеграл технология учун ҳам қўлланилиши мумкин. Бунда МДЯ – транзисторлар асосида ИМСлар тайёрлаш технологияси БТлар асосида ИМСлар тайёрлаш технологиясига қараганда анча содда бўлиб, у иккита омил билан боғлиқ:

1) каналлари бир хил ўтказувчанликка эга интеграл МДЯ – транзисторлар учун тузилмаларни изоляциялаш операцияси талаб этилмайди. Асос ҳамма вақт исток ва стокга нисбатан тескари ўтказувчанликка эга бўлади. Шунинг учун исток – асос ва сток – асос $p-n$ ўтишларнинг бири кучланишнинг ихтиёрий кутбида сток орасида тескари уланади ва изоляцияни таъминлайди;

2) барча тайёрлаш жараёни фақат МДЯ – тузилмани ҳосил қилишга олиб келади, чунки у нафақат транзисторлар сифатида, балки резисторлар ва конденсаторлар сифатида ҳам ишлатилади.

Шундай бўлишига қарамасдан, кристаллда ёнма-ён жойлашган ва турли ўтказувчанликли каналларга эга комплементар МДЯ – транзисторларда (КМДЯ) изоляция талаб этилади. Изоляциялаш учун транзисторлардан бирини изоляцияловчи чўнтакчага жойлаштириш керак бўлади. Масалан, агар асос сифатида p – кремний

ишлатилса, p – каналли транзистор учун аввал n – турли чўнтакча тайёрланиши керак.

МДЯ – транзисторлар асосидаги ИМСлар планар технология асосида яратилади. Бу технологияда кремний сиртида оксидлаш, фотолитография ва очилган «дарча»ларга киритмалар диффузиясини амалга ошириш илгаридек бажарилади.

МДЯ – транзисторли ИМСлар яратишда затвор остидаги диэлектрик қатламни ҳосил қилиш энг мураккаб жараён бўлгани учун унга алоҳида талаблар қўйилади. Характеристика тиклигини ошириш учун (6.18)га мувофиқ затвор ости диэлектрикнинг қалинлиги камайтирилиши керак. Охириги 40 йил ичида диэлектрик материал сифатида асосан кремний икки оксиди (SiO_2) қўлланилиб келди, затвор эса кремнийдан тайёрланди. Микросхемаларнинг ҳар бир янги авлодига ўтиш билан изоляцияловчи қатлам қалинлиги кичрайиб борди. Лекин SiO_2 қатлам юпқаланиши билан сизилиш тоқлари ошади, ортиқча иссиқлик ажралишлар пайдо бўлади ва транзистор ҳолатини бошқариш оғирлашади.

Бугунги кунда Intel корпорацияси томонидан ишлаб чиқарилаётган транзисторларда затвор ости диэлектригининг қалинлиги (SiO_2) 1,2 нм ни ёки беш атом қатламни ташкил этмоқда. 2007 йилдан буён 45 нмли ишлаб чиқариш технологиясига ўтилди. Бу технологияда кичик сизилиш тоқли транзисторлар затворларини ҳосил қилишда диэлектрик сифатида юқори диэлектрик сингдирувчанликка эга бўлган гафний тузлари асосидаги *high-k* материал ишлатилмоқда. Натижада, қалинроқ диэлектрик ишлатиш ва сизилиш тоқини ўн мартадан кўпроқ камайтириш имкони туғилди. Лекин янги материал кремнийли затвор билан «чиқишмади». Шунда затвор сифатида материалларнинг янги турини ишлатиш таклиф этилди, натижада, улар асосидаги транзисторлар уланиши ва узилиши учун 30% кам энергия сарфланишига эришилди. Янги технология бир хил юзада жойлашадиган транзисторлар сонини икки марта ошириш имконини берди.

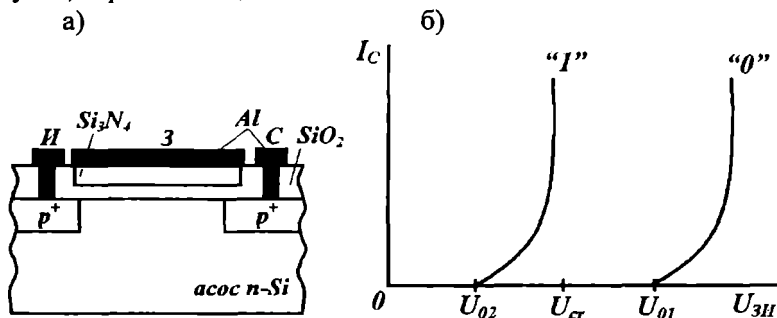
МДЯ – транзисторлар ичида металл-нитрид кремний-диэлектрик – яримўтказгич (МНДЯ) транзисторлар (7.7,а-расм) алоҳида ўрин тутаяди. Бундай транзисторлар хотира элементи ролини бажаради ва қайта дастурланувчи хотира қурilmалар асосини ташкил этади.

Ушбу транзистор диэлектриги икки қатламдан: қалинлиги 2÷5 нмни ташкил этувчи SiO_2 ва кремний оксиди устига пуркалган

0,05÷0,1 мкм қалинликдаги Si_3N_4 кремний нитридидан ташкил топади.

Мантикий 1 ни ҳосил қилиш учун затворга қисқа (100 мкс) мусбат импульс берилади, бунда электронлар асосдан юпқа SiO_2 орқали туннель ўтиб икки қатлам чегарасида тўпланadi, чунки қалин Si_3N_4 қатлам электронларни ўтказмайди. Тўпланган заряд мантикий 1 ни ёзишда берилган импульс ўчирилгандан сўнг ҳам сақланиб қолади. Бўсағавий кучланиш U_{01} қиймати U_{02} гача қийматли импульс берилгандан сўнг камаяди (7.7б-расм).

Ахборотни ўқиш учун транзистор затворига U_{cr} кучланиш берилади. Унинг абсолют қиймати U_{01} ва U_{02} орасида бўлиш керак. Агар мантикий 1 ёзилган бўлса, транзистор очик, агар мантикий 0 бўлса, берклигича қолади.



7.7-расм. МНДЯ – транзистор тузилмаси (а) ва сток-затвор ВАХи (б).

Назорат саволлари

1. Интеграл микросхема (ИМС) нима ?
2. ИМСларнинг асосий хусусиятлари нимада ?
3. ИМС элементи ва компоненти деб нимага айтилади ?
4. Пардали, гибрид ва яримўтказгич ИМСлар фарқини тушунтиринг.
5. Нима сабабдан транзистор тузилмаси ИМС турли элементларини тайёрлаш асоси бўлиб хизмат қилади ?
6. ИМС элементлари қандай қилиб бир-биридан изоляцияланади ?
7. Планар ва планар-эпитаксиал усуллари билан тайёрланган транзисторлар нимаси билан бир-биридан фарқланади ?

8. Рақамли ва аналог ИМСлар мураккаблик даражаси қандай аниқланади ?
9. Аналог ва рақамли ИМСларда қандай сигналлар ўзгартирилади ?
10. ИМСлар синфланишини айтиб беринг.
11. Яримўтказгич ИМСлар ишлатилганда қандай ноқулайликлар юзага келади ?
12. МДЯ ИМСларга таъриф беринг.
13. Гибрид ИМСларга таъриф беринг.
14. Микроэлектроника ривожининг учта асосий йўналишини айтиб беринг ва улар орасидаги боғланишни кўрсатинг.
15. Гуруҳлаб ИМСлар ишлаб чиқаришнинг маъноси нимада ?

VIII БОБ АНАЛОГ ЭЛЕКТРОНИКА

8.1. Электрон қурилмаларнинг таснифланиши

Фан, техника ва ишлаб чиқаришнинг ахборотларни қайта ишлаш ва ўзгартириш учун хизмат қилувчи электрон қурилмаларни ишлаб чиқиш ҳамда татбиқ этиш билан шуғулланувчи соҳаси *электроника* деб аталади.

Электрон қурилмаларни таснифлашда ахборотларни тўплаш, узатиш ва қабул қилиш усули энг муҳим белгилардан ҳисобланади. Электрон қурилмалар (ЭҚ) *аналог* ва *дискрет (рақамли)* қурилмаларга ажратилади.

Аналог электроника узлуксиз ўзгарувчи электр сигналларни узатиш, қайта ишлаш, қабул қилиш учун хизмат этувчи ЭҚларни ишлаб чиқиш ва ўрганиш билан шуғулланади. Бу, аналог ЭҚ (АЭҚ)ларда сигнал қиймати минималдан максималгача ўзгарганда, уни қайд қилиш ва узатиш узлуксиз амалга оширилишини англатади.

АЭҚларнинг асосий афзаллиги нисбатан тезкор ишлашидан ва соддалигидан иборат. Камчиликлари сифатида температура ва бошқа омиллар таъсирида параметрлари нобарқарорлигини ва ҳалакитбардошлигининг кичиклигини; ахборотни узоқ вақт сақлаш қийинлигини айтиб ўтиш керак.

Аналог қурилмалар асосини содда кучайтиргич каскадлар ташкил этади. Улар асосида мураккаброқ кучайтиргичлар, ток ва кучланиш стабилизаторлари, частота ўзгартгичлар, синусоидал тебранишлар генераторлари ва бошқа қатор схемалар яратилади.

Рақамли электроника қиймати бўйича квантланган электр сигналларни узатиш, қайта ишлаш ва қабул қилишга мўлжалланган дискрет ЭҚ (ДЭҚ)ларни ишлаб чиқиш билан шуғулланади. *Квантлаш* деб, узлуксиз сигнални унинг алоҳида нуқталардаги қийматлари билан алмаштириш жараёнига айтилади. Натижада, ДЭҚлар сигналларнинг бир-биридан кескин фарқланувчи иккита сатҳ билан иш кўради.

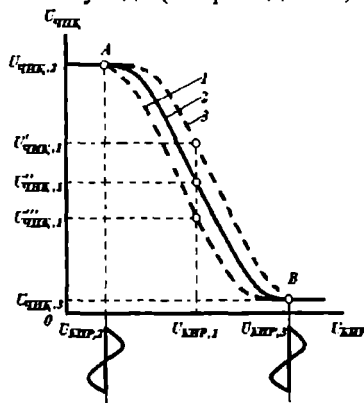
ДЭҚларнинг афзалликлари: қурилмада сочилувчи қувват кичиклиги, элементлар параметрлари нобарқарорликка нисбатан суств боғланганлиги, ҳалақитбардошлигининг юқорилиги, ахборот сақлаш, узатиш ва қайта ишлаш каналларида бир турдаги элементлар қўлланиши, ўз навбатида, юқори ишончлилик, кичик ўлчамлилик ва арзонлиликни таъминлайди.

Рақамли қурилмалар асосини иккита турғун (очиқ ва берк) ҳолатда ишлаши мумкин бўлган транзисторли электрон калитлар ташкил этади. Содда калитлар асосида мураккаброк схемалар: мантикий, бистабил, триггерли ва бошқалар яратилади.

Рақамли ва аналог қурилмалар хусусиятларини, чиқиш катталигининг кириш катталигига боғлиқлигини ифодаловчи, *узатиш характеристика*лардан ўрганиш қулай. Аниқлик учун бундай катталик кучланишдан иборат деб қабул қилинган.

Аналог ва рақамли схемалар инверслайдиган ёки инверсламайдиган бўлиши мумкин. *Инверслайдиган* схемаларда кириш кучланишининг кичик қийматларига катта чиқиш кучланишлари тўғри келади, *инверсламайдиган*ларда эса, кичик кириш кучланишларига кичик чиқиш кучланишлар тўғри келади.

Инверслайдиган схемаларнинг анъанавий узатиш характеристикаси 8.1-расмда кўрсатилган. Электрон схема элементлари параметрларининг тарқоқлиги, температурага боғлиқлиги ёки эскириши ҳисобига узатиш характеристика деформацияланади ва у уч хил кўринишдан бирига эга бўлади (8.1-расмдаги 1,2,3-эгри чизиклар).



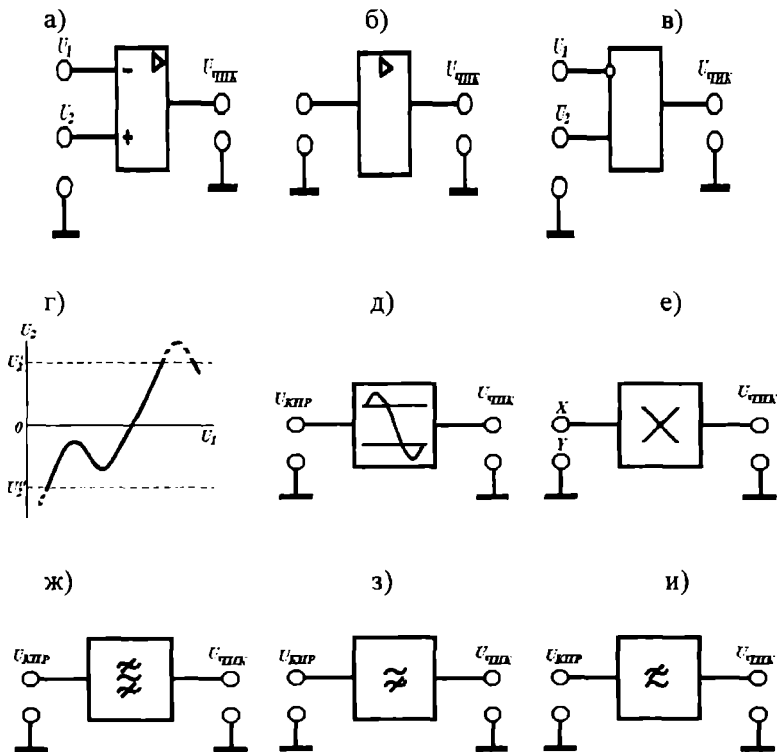
8.1-расм. Инверслайдиган схеманинг узатиш характеристикаси.

Кучайтиргич каскадларда узатиш характеристикасининг А ва В нуқталари орасидаги узлуксиз квазичизикли ишчи соҳаси ишлатилади. Кириш ва чиқиш сигналлари кўрсатилган соҳа чегарасида ихтиёрий қийматларни қабул қилиши мумкин. Кириш сигналнинг маълум бир қийматида, масалан, $U_{КИР1}$ деформация ҳисобига чиқиш синали уч хил қийматга эга бўлиши мумкин: $U'_{ЧИҚ1}$, $U''_{ЧИҚ1}$ ёки $U'''_{ЧИҚ1}$. Демак, кучайтиргич каскади, яъни аналог схемалар ҳам, параметрлар тарқоқлигига, уларнинг температура таъсирида ўзгаришига ҳамда вақт ҳисобига эскириши натижасида шовқинларга ва ҳалақитларга сезгир. **Шовқинлар** деб электрон асбобларда ток ва кучланишнинг тасодифий ўзгаришлари тушунилади. Шовқинлар барча РЭАларга хос ва уларни бутунлай йўқотиб бўлмайди. Шовқинлар тебранишларнинг амплитуда ва частота флукутуацияларига сабаб бўлади (тасодифий ўзгаришлар), ахборот узатишда хатоликларга олиб келади ва электрон асбобнинг сезгирлигини белгилайди. Ташқи **ҳалақитлар** (кучланиш манбаи пульсациялари ва электромагнит майдон) ҳам шундай натижага олиб келади.

Транзисторли электрон калитларда кириш ва чиқиш сигналлари (кучланиш) фақат иккита қийматга эга бўлади: ёки $U_{КИР2}$ ва $U_{ЧИҚ2}$, ёки $U_{КИР3}$ ва $U_{ЧИҚ3}$. Узатиш характеристикасининг А ва В нуқталар орасидаги турли кўринишларида чиқиш сигналлари амалда ўзгармас қолади. Демак, калитлар ва улар асосидаги рақамли схемалар параметрлар тарқоқлигига, уларнинг температура таъсирида ўзгаришига ва эскиришига, шунингдек шовқин ва ҳалақитларга сезгир эмас. Шовқин ёки ҳалақитлар 8.1-расмда $U_{КИР2}$ ва $U_{КИР3}$ нуқталар атрофида синусоидал орттирмалар кўрсатилган.

Шунинг учун замонавий электроника – интеграл микроэлектроника бўлиб, унда рақамли интеграл электрон тизимларга ҳал қилувчи ўрин берилган.

Шундай бўлишига қарамасдан рақамли электрон тизимлар аналог тизимлар ўрнини бутунлай эгаллай олмайди, чунки табиатда кечадиган жараёнлар (бирламчи ахборот) узлуксиз конуният бўйича содир бўлади ва инсоннинг ахборот қабул қилувчи, рецептор аппарати аналог ўзгартгич каби ишлайди. Демак, сигналларни ўзгартиришнинг бошланғич ва охириги босқичлари аналог бўлмаслигининг илпожи йўқ.



8.2-расм. Аналог ўзгартгичларнинг белгиланиши: а) операцион кучайтиргич; б) бир киришли кучайтиргич; в) компаратор; г) чеклагич; д) икки томонлама чеклагич; е) кўпайтиргич; ж) полсали фильтр; з) юқори частоталар фильтри; и) паст частоталар фильтри.

Ушбу ахборотга ишлов беришни рақамли кўринишда олиб бориш маъқулроқ. Натижада, ахборотга ишлов беришда рақамли усуллардан фойдаланувчи ҳар қандай тизим аналог ва рақамли сигналларни ўзаро ўзгартувчи тизимларга эга бўлиши шарт. Улар **аналог - рақамли (АРЎ)** ва **рақамли - аналог ўзгартгичлар (РАЎ)** деб аталади. Ниҳоят, шундай масалалар борки, уларда қурилманинг тезкорлиги ва уни амалга оширишнинг соддалиги ҳал қилувчи аҳамият касб этади, сигналларни ўзгартиришда юқори аниқлик ҳам

талаб этилмайди. Бундай ҳолларда аналог қурилмаларсиз масалани ҳал этиб бўлмайди.

Сигнални ўзгартириш турлари. Аналог сигналларга ишлов берилганда улар кучайтирилиши, кўпайтирилиши, солиштирилиши, қиймати чегараланиши, частотаси филтрланиши ва бошқа ўзгартишларга учраши мумкин.

Кучайтириш, солиштириш, кўпайтириш каби сигнал ўзгартиришлар кенг кўламда ишлатиладиган, саноатда серияли ишлаб чиқарилаётган аналог интеграл микросхемалар (АИС) ёрдамида амалга оширилади.

Кучайтириш деганда сигнал (кучланиш ёки ток) амплитудаси, кучланиш манбаи энергиясини чиқиш сигнали энергиясига ўзгартирилиши ҳисобига частоталарнинг чегараланмаган оралиғида ночизиқли бузилишларсиз K_U марта кўпайтириш тушунилади. Сигналларни кучайтириш операцион кучайтиргич (ОК)лар, видеочастоталарнинг кенг полосали ва ЮЧ кучайтиргичлари ёрдамида амалга оширилади.

Чизиқли аналог ўзгартиришларни амалга оширишда ОК негиз қурилма бўлиб хизмат қилади. **Ночизиқли** аналог ўзгартиришларни амалга оширувчи асосий қурилма сифатида сигналларни аналог **кўпайтиргич** хизмат қилади. У иккита киришга эга бўлган ўзгартиргичдан иборат бўлиб, X ва Y аналог катталиклар кўпайтмаси $U_{чик}$ ни аниқлайди:

$$U_{чик} = KXY,$$

бу ерда, K – масштабловчи коэффициент бўлиб, X ва Y га боғлиқ эмас.

Сигналларни аналог кўпайтиргич универсал қурилма бўлиб, у кўпайтириш, бўлиш, даражага кўтариш, илдиз чиқариш каби амалларни бажариш учун ишлатилади. Кўпайтиргичлар асосида барча турдаги детекторлар, модулятор - демодуляторлар, актив филтрлар, бошқарувчи генераторлар ва бошқалар ҳосил қилинади.

Компаратор иккита аналог катталик U_1 ва U_2 ни маълум аниқлик Δ билан **солиштириш** функциясини бажаради. Компаратор ОК асосида яратилган ночизиқли тескари алоқа билан қамраб олинган махсус қурилмадир. У исталган шакл ва давомийликдаги сигналларни ҳосил қилиш, ўлчаш ва аналог ахборотни рақамлига ўзгартириш учун ишлатилади.

Баъзи кучайтиргичларда кириш ва чиқиш кучланишлари боғлиқлиги чизиқли бўлади. Қатор ҳолатларда ортиб борувчи ёки

камаювчи узатиш коэффициентли кучайтириш зарур бўлади. Бунда ОКларнинг тескари алоқа (ТА) занжирлари чизиқли (резистор) ва ночизиқли (диод, стабилитрон) элементлардан тузилган мураккаб бўлгичлар кўри-нишида яратилади. Бундай қурилмаларда чиқиш сигнали кириш сигналининг маълум қийматидан бошлаб ўзгармас бўлиб қолади.

Актив филтрлар ўзгартирилаётган тўлиқ спектрдан зарур частоталар диапазонини ажратиб олиш учун ишлатилади. Дискрет электроникада асосан, LC – ёки RC – контурлар кўринишидаги пассив элементлардан ташкил топган анъанавий филтрлар ишлатилади. Микроэлектроникада филтрларнинг асосий элементи бўлиб, чизиқли ТАга эга бўлган, операцион кучайтиргич хизмат қилади.

8.2. Аналог қурилмалар схемотехникаси

Электрониканинг электрон асбоблар ВАХлари хусусиятларини эътиборга олган ҳолда, ахборотга ишлов бериш усулларини ишлаб чиқувчи бўлими *схемотехника* деб аталади.

Микросхемотехника деб, электрониканинг ИМСларда ва улар асосидаги РЭАларда ишлатиладиган электр ва тузилма схемаларини ишлаб чиқиш, тадқиқ этишлар билан шуғулланидиган бўлимига айтилади.

Замонавий ИМСлар мураккаб электрон қурилмадир, шунинг учун уларни схемотехник ифодалашнинг икки усули мавжуд:

– **Электр схема** кўринишида ифодаланиш бўлиб, у ўзаро уланган алоҳида компоненталар (транзисторлар, диодлар, резисторлар ва бошқалар) дан ташкил топади.

– **Тизим схема** кўринишида ифодаланиш бўлиб, у АИСларда аналог каскадларни уланишидан ёки РИСларда алоҳида мантик элементлар ва триггерларнинг уланишидан иборат. Ушбу каскадлар ва элементлар аналог (кучайтириш, филтрлаш ва бошқа) ёки элементар мантикий (ҲАМ-ЭМАС, ЁКИ-ЭМАС ва бошқа) операцияларни бажаради. Бу операциялар ёрдамида ҳар қандай аналог, аналог-рақамли ва рақамли функцияларни амалга ошириш мумкин.

Дискрет схемотехникага электр схемалар учун схемотехник ечимлар соддалиги ва қиммат актив элементларни минимал ишла-тиш, ажратувчи конденсатор, трансформатор ва бошқалардан кенг фойдаланиш хосдир.

*Интеграл схемотехника*да барча элементлар ягона кристаллда шакллантирилгани сабабли, уларнинг қиймати элементлар нархи билан эмас, балки кристалл нархи билан белгиланади. Шунинг учун кристаллда иложи борича кўпроқ элементларни жойлаштириш мақсадга мувофиқ. Кристаллдаги актив элементлар – транзисторлар, диодлар минимал юзага, пасив элементлар эса, максимал юзага эга. Шунинг учун ИСларда резисторлар сони минимал бўлишига интилинади, катта юзани эгалловчи конденсаторлар қўлланилмай, уларни ўрнига каскадларни мувофиқлаштирувчи каскадлардан фойдаланилади.

ИСларнинг бошқа хусусияти мураккаб элементларнинг бири-бирига жуда яқин (< 10 мкм) жойлашганлиги сабабли, уларнинг параметрлари ҳам бир-биридан деярли фарқ қилмайди (эгизаклик принципи). Элементлар эскирганда, кучланиш манбаи ва температура ўзгарганда уларнинг параметрлари ҳам бир хилда ўзгариб, параметрлар корреляцияси сақланади. ИСларнинг ушбу хусусияти, дискрет транзисторли тузилмаларда амалга ошириб бўлмайдиган, юқори аниқликдаги дифференциал каскадлар, барқарор ток ва кучланиш генераторларини яратиш имконини берди.

АИС маҳсулотлари турлари кўп бўлишига қарамасдан, уларнинг ҳаммасида, схемотехник умумлаштириш ва лойиҳалашни енгиллаштириш мақсадида, чегараланган сонли негиз элементлар: содда кучайтиргич каскади, дифференциал кучайтиргич, барқарор ток генератори, ўзгармас кучланиш сатҳини силжитувчи қурилма, чиқиш каскади ва бошқалардан фойдаланилади. Улар асосида интеграл микросхемотехниканинг ОКлари ва аналог кўпайтиргичлари яратилган бўлиб, исталган аналог функционал масала амалда ҳал қилиниши мумкин.

8.3. Аналог кучайтиргич қурилмаларнинг асосий хусусиятлари

Умумий маълумотлар. Сигнал манбаи қуввати етарли бўлмаганда *юклама* $R_{\text{ю}}$ деб аталувчи бажарувчи қурилма нормал ишлаши учун кучайтиргич қурилмалардан фойдаланиш зарурати туғилади. Акустик тизимлар, электрон-нур трубкалар, кейинги кучайтиргич каскаднинг кириши ва бошқалар юклама бўлиб хизмат қилиши мумкин.

Кириш сигнали манбаи ёки датчик турли ноэлектр катталикларни электр сигналга бирламчи ўзгартиради. Микрофон, детек-

тор, фотоқабулқилгич, аввалги кучайтиргич қурилма чиқиши ва бошқалар кириш сигналлари манбаи бўлиб хизмат қилади. Юкламада ҳосил қилиниши зарур қувват ёрдамчи кучланиш манбаидан (тўғрилагич, аккумулятор, батарея) олинади. Энергияни кучланиш манбаидан юклагага узатишда кучайтиргич қурилма ёки кучайтиргич «воситачилик» қилади.

Идеал кучайтиргичнинг энг умумий хусусияти кириш қуввати $P_{КИР}$ ни $P_{ЧИҚ}$ га қуйидагича кўринишда ўзгартиришдан иборат:

$$P_{ЧИҚ} = K \cdot P_{КИР} .$$

Яъни чиқиш кучланиши қиймати кучайтиргич ишлаётган шариоитга, хусусан, юклама қаршилиги ва кириш сигнали манбаининг ички қаршилигига боғлиқ бўлмаслиги керак.

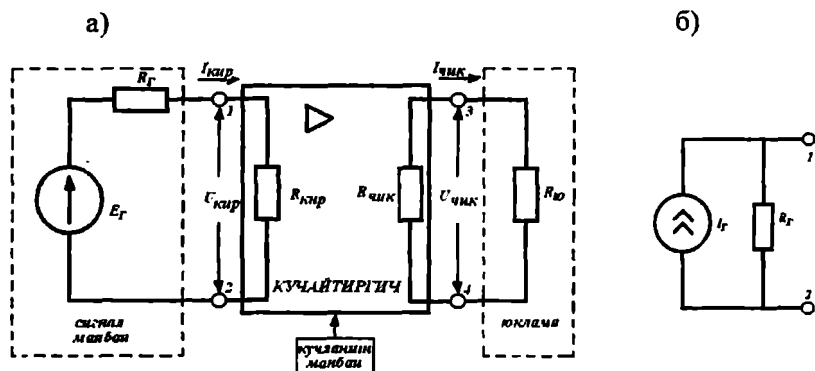
Бу шарт идеал кучайтиргичлардагина бажарилади. Уларнинг чиқишида чексиз қувват ажралади ва киришда мутлақо энергия сарфланмайди. Реал кучайтиргич хусусиятлари эса идеал кучайтиргич хусусиятларига биров яқинлашади.

Кучайтиргич деб, манба энергиясини кириш сигнали қонуниятига мос равишда чиқиш сигнали энергиясига ўзгартирувчи қурилмага айтилади.

Кучайтиришни таъминлаш учун идеал кучайтиргич ўз таркибида кириш сигнали таъсирида қаршилигини чизикли ўзгартувчи элементга эга бўлиши зарур. Лекин ҳозирги кунгача қаршилигини чизикли ўзгартувчи кучайтиргич элементлар мавжуд эмас. Шунинг учун кучайтиришни амалга ошириши мумкин бўлган бошқарилувчи элемент сифатида БТ ва МТлар ишлатилади. Ночизикли ВАХга эга бўлган ҳолда, транзистор амалда бошқариладиган қаршилиқни ифодалайди. Қаршилиқ қиймати транзисторнинг уланиш усули, бошқарувчи сигнал қиймати ва ишорасига боғлиқ бўлади. Транзисторларнинг асосий камчиликлари бўлиб ВАХининг ночизиклиги ва температурага боғлиқлиги ҳисобланади.

Кучайтиргичнинг тузилиш схемаси 8.3-расмда кўрсатилган бўлиб, у кириш $R_{КИР}$ ва чиқиш $R_{ЧИҚ}$ қаршиликлари ҳамда кучланиш манбаидан ташкил топган. Кучайтириш каскади, кўп каскадли кучайтиргич ёки ОК кучайтиргич бўлиб хизмат қилиши мумкин. Кучайтиргичнинг 1 ва 2 кириш электродларига кучайтирилиши зарур бўлган сигнал манбаи (датчик) уланади. Датчик ЭЮК генераторли $E_{Г}$ эквивалент икки қутбlilik (8.3,а-расм) ёки ички қаршилиги $R_{Г}$ бўлган ток генератори $I_{Г}$ (8.3,б-расм) сифатида кўрсатилади.

Агар $R_{КНР} \gg R_{Г}$ бўлса, кучайтиргични **бошқариш кучланиш билан** амалга оширилади. Бу ҳолда кириш токи эътиборга олмаса бўладиган даражада кам ва кучайтиргич киришида $U_{КНР}$ сигнал $E_{Г}$ га яқин бўлади. $R_{КНР} \ll R_{Г}$ бўлганда эса, $E_{Г}/R_{Г}$ га яқин кириш токи $I_{КНР}$ билан ифодаланади, бу вақтда кириш кучланишини эътиборга олмаса ҳам бўлади. Бу ҳолда кучайтиргични **бошқариш ток билан**, $R_{КНР} \approx R_{Г}$ бўлганда эса, **бошқариш қувват билан** амалга оширилади.



8.3-расм. Кучайтиргичнинг тузилиш схемаси.

Юклама 3 ва 4 электродларга уланади. Агар $R_{Ю} \gg R_{ЧИК}$ бўлса, кучайтиргич юкламада кучланиш манбаи ЭЮК $E_{Г}$ га қадар $U_{ЧИК}$ кучланиш ҳосил қилади, бунда чиқиш токи эътиборга олмайдиган даражада кам бўлади. Бундай режим **потенциал чиқиш** деб аталади. $R_{Ю} \ll R_{ЧИК}$ бажарилганда эса, чиқишда кучайтиргич қисқа туташувга яқин режимда ишлайди ва чиқиш токи $E_{Г}/R_{ЧИК}$ га қадар, чиқиш кучланиши эса эътиборга олмаса бўладиган даражада кичик бўлади. Бу режим **токли чиқиш** деб аталади.

Кучайтиргичларнинг таснифланиши. Кучайтиргичлар турли белгиларига кўра таснифланади: кучайтириш коэффициентлари, кириш ва чиқиш қаршиликлари, ўтказиш полосаси (ишчи частоталар диапазони), кучайтирилган сигнал бузилиш даражаси ва бошқалар.

Ҳар қандай кучайтиргич пиравордида қувват кучайтиргич бўлишига қарамасдан, кучайтириладиган катталиклари турига қараб, уларни кучланиш, ток ва қувват кучайтиргичларга ажратилади.

Кучайтириладиган катталиклари турига мувофиқ кучайтириш коэффициентлари:

$$\text{кучланиш бўйича} \quad K_U = \frac{U_{\text{ЧИК}}}{U_{\text{КИР}}};$$

$$\text{ток бўйича} \quad K_I = \frac{I_{\text{ЧИК}}}{I_{\text{КИР}}};$$

$$\text{қувват бўйича} \quad K_P = \frac{P_{\text{ЧИК}}}{P_{\text{КИР}}} = K_U K_I.$$

Ҳар бир кучайтиргич ўзининг *кириш* ва *чиқиш дифференциал қаршилиги*

$$R_{\text{КИР}} = \frac{U_{\text{КИР}}}{I_{\text{КИР}}}, \quad R_{\text{ЧИК}} = \frac{U_{\text{ЧИК}}}{I_{\text{ЧИК}}}.$$

билан ифодаланади.

Кириш қаршилиги сигнал манбаига нисбатан юклама вазифасини бажаради. Шунинг учун $R_{\text{КИР}}$ қанчалик катта бўлса, сигнал манбаи шунчалик кам юклатилган бўлади ва унинг кучланиши кучайтиргич киришига яхшироқ узатилади.

Чиқиш қаршилиги кучайтиргичнинг юклатилишга қодирлигини ифодалайди: у қанчалик кичик бўлса, ташқи юклама шунчалик катта ток олиши ва унинг қаршилиги шунчалик кичик бўлиши мумкин.

Юқоридаги ифодаларда кириш ва чиқиш тоқлар, кучланишлар ўзларининг ўзгарувчан ташкил этувчилари билан кўрсатилган, сигналлар синусоида кўринишида бўлган ҳолда, уларнинг таъсир этувчи қийматлари $U = \frac{U_m}{\sqrt{2}}$, $I = \frac{I_m}{\sqrt{2}}$ га тенг бўлади, бу ерда, U_m ва I_m — уларнинг амплитудалари.

Агар каскад кучланиш билан бошқарилса ва потенциал чиқишга эга бўлса, кучайтиргич *кучланиш кучайтиргич* деб аталади ва у кучланиш бўйича кучайтириш коэффициентини K_U билан ифодаланади.

Агар каскад ток билан бошқарилса ва тоқли чиқишга эга бўлса, кучайтиргич *ток кучайтиргич* деб аталади ва у ток кучайтириш коэффициентини K_I билан ифодаланади.

Агар $R_{\text{КИР}} = R_{\Gamma}$, $R_{\text{ЧИК}} = R_{\text{Ю}}$ бўлса, кучайтиргич *қувват кучайтиргич* деб аталади ва у қувват бўйича кучайтириш коэффициентини K_P билан ифодаланади. Бу ҳолда кириш сигнали манбаи

$$P_{\text{кнр}} = \frac{E_{\Gamma}^2}{2(R_{\Gamma} + R_{\text{кнр}})} = \frac{E_{\Gamma}^2}{4R_{\Gamma}}$$

га тенг максимал қувват узатади, кучайтиргич эса, юкламада бўлиши мумкин максимал қувватни ҳосил қилади

$$P_{\text{чик}} = \frac{E_{\text{М}}^2}{4R_{\text{чик}}}$$

Бундан максимал қувват кучайтириш коэффициентини

$$K_{\text{р макс}} = \frac{E_{\text{М}}^2}{E_{\Gamma}^2} \cdot \frac{R_{\Gamma}}{R_{\text{чик}}}$$

Амалда ушбу катталикларнинг логарифмлари билан ишлаш кулай.

Децибелларда ифодаланган кучайтириш коэффициентини $K_{\text{р}}$ учун қуйидаги ёзув ўринли:

$$K_{\text{р}}(\text{дБ}) = 10 \lg K_{\text{р}}$$

Электр қувват ток ёки кучланиш квадратига пропорционал бўлгани сабабли кучланиш ва ток кучайтириш коэффициентлари учун мос равишда қуйидагиларни ёзиш мумкин:

$$K_{\text{U}}(\text{дБ}) = 20 \lg K_{\text{U}} \quad \text{ва} \quad K_{\text{I}}(\text{дБ}) = 20 \lg K_{\text{I}}$$

Агар алоҳида каскаднинг кучайтириш коэффициентини дБларда ифодаланган бўлса, кўп каскадли кучайтиргичнинг умумий кучайтириш коэффициентини алоҳида каскадлар кучайтириш коэффициентлари йиғиндисига тенг бўлади. K_{U} нинг децибелларда ва нисбий бирликлардаги қиёсий қийматлари 8.1-жадвалда келтирилган.

8.1-жадвал

K_{U} , дБ	0	1	2	3	10	20	40	60	80
K_{U}	1	1,12	1,26	1,41	3,16	10	100	10^3	10^4

Кучайтирилаётган частоталар диапазонида кўра кучайтиргичлар ўзгармас ва ўзгарувчан ток кучайтиргичларига бўлинади. Улар кучайтиргичнинг ўтказиш полосасига кўра $\Delta f = f_{\text{ю}} - f_{\text{п}}$ фарқланади. Хар бир кучайтиргич учун паст $f_{\text{п}}$ ва юқори $f_{\text{ю}}$ чегаравий

частоталар киритилади. Бу частоталарда кучайтириш коэффициенти – 3 дБга пасаяди.

Ўзгармас ток кучайтиргич кириш сигнаolini нолинчи частотадан юкори чегаравий частотагача бўлган диапазонда кучайтиради ($0 \leq f \leq f_{\text{ю}}$).

Ўзгарувчан ток кучайтиргичлар куйидаги гурухларга ажратилади:

- *паст частота кучайтиргичлар (ПЧК)* – кучайтириладиган частоталар диапазони бирларча герцдан юзларча килогерцгача;

- *юкори частота кучайтиргичлар (ЮЧК)* – кучайтириладиган частоталар диапазони юзларча килогерцдан мегагерцгача;

- *кенг полосали кучайтиргичлар* – кучайтириш диапазони ўнларча герцдан юзларча мегагерцгача;

- *танловчи (резонанс) кучайтиргичлар* жуда тор частоталар диапазонида кучайтиради.

Битта каскаднинг кучайтириш коэффициенти одатда 30 дБдан ошмайди. Кучайтиришни катталаштириш учун кўп каскадли кучайтиргичдан фойдаланилади. У кетма-кет уланган бир неча каскаддан ташкил топган бўлади.

Каскадларни рақамлаш киришдан бошланади. Биринчи каскад *кириш каскади* бўлиб, у кучайтиргични кириш сигнали манбан билан мувофиқлаштиради. Кириш сигнаolini минимал сўндириш учун у катта кириш қаршиликка эга бўлмоғи лозим. *Оралиқ каскад* кириш каскадига юклама бўлиб, кириш каскадини чиқиш каскади билан мувофиқлаштириш учун хизмат қилади. *Чиқиш каскади* аксарият ҳолларда қувват кучайтиргични ташкил этади.

Уланиш занжирларига мувофиқ кўп каскадли кучайтиргичлар куйидаги турларга ажратилади:

- *гальваник (бевосита) уланишли кучайтиргичлар* – ҳам ўзгарувчан, ҳам ўзгармас сигналларни каскадлараро узатиш имконини беради;

- *РС – уланишли кучайтиргичлар* – илгариги каскад чиқишини кейинги каскад кириши билан резистор-сигимли занжир орқали боғлаш;

- *индуктив (трансформаторли) уланишли кучайтиргичлар* – каскадлар орасига трансформатор улаш.

Интеграл кўринишда яратилган кучайтиргич курилмаларда фақат гальваник уланишдан фойдаланилади.

Кучайтиргичда сигналлар бузилиши. Кучайтиргичда сигнал кучайтирилиши билан шакли ўзгармаслиги керак. Чикши сигнали шаклининг кириш сигнали шаклидан фарқланиши *сигнал бузилиши* деб аталади. Бузилишлар икки хил бўлади: чизикли ва ночизикли.

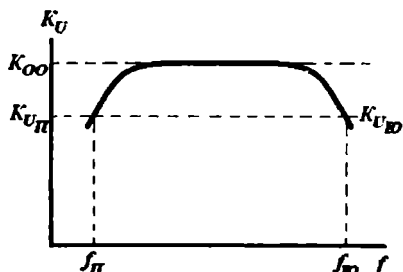
Чизикли бузилишлар транзистор ва кучайтиргич курилма бошқа элементлари параметрларининг частотага боғлиқлиги сабабли юзага келади. Электр сигналлар турли частотага эга бўлиши мумкинлиги сабабли, кучайтириш коэффициентлари частота ўзгариши билан қандай ўзгаришини билиш муҳим. Кучайтиргичнинг *амплитуда-частота характеристикаси (АЧХ)* деб, K_U нинг кучланиш бўйича кучайтириладиган сигнал частотасига боғлиқлигига аталади. АЧХ ёрдамида (8.4-расм), кучайтиргич ишлайдиган частоталар диапазонининг паст ва юқори частоталарида частота бузилиш коэффициентлари M_{Π} ва $M_{\text{Ю}}$ ни аниқлаш мумкин:

$$K_U(f_{\Pi}) = K_{U0} / M_{\Pi} ; K_U(f_{\text{Ю}}) = K_{U0} / M_{\text{Ю}} ,$$

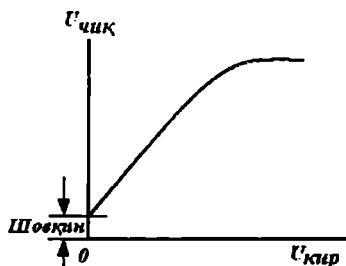
бу ерда, K_{U0} – номинал кучайтириш коэффициенти, яъни K_U ўзгармас бўлган частоталар оралиғидаги кучайтириш коэффициенти.

Кучайтиргичга қўйиладиган талабларга мос равишда M_{Π} ва $M_{\text{Ю}}$ қийматлари 1,4 дан 3÷5 гача олинади. Агар M_{Π} ва $M_{\text{Ю}}$ қийматлари берилмаган бўлса, $M_{\Pi}=M_{\text{Ю}}=\sqrt{2}=1,4$ (агар кучайтириш коэффициенти децибелларда ифодаланса, кучайтириш 3 дБга пасайишини англатади) бўлади.

Ночизикли бузилишлар кучайтиргичларда ишлатилган транзисторлар ВАХларининг ночизиклилиги ҳисобига юзага келади. Шунинг учун кучайтиргич киришига синусоидал сигнал берилганда, чикши сигнали янги гармоникаларга эга бўлиб, тоза синусоидани такрорламайди.



8.4-расм. Кучайтиргич АЧХси.



8.5-расм. Кучайтиргич амплитуда характеристикаси.

Ночизикли бузилишлар гармоник бузилишлар коэффиценти билан баҳоланади. Кучайтиргич чиқишидаги юқори гармоникалар ($U_2, U_3 \dots$) амплитудаларининг ўрта квадрат қийматларини асосий тебранишлар амплитудасига (U_1) нисбатининг фоизларда ифодаланган қиймати гармоник бузилишлар коэффиценти деб аталади ва қуйидагича топилади:

$$K_r = 100 \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^{\infty} U_i^2}}{U_1} \quad (8.1)$$

Ночизикли бузилишларни баҳолаш учун кучайтиргичнинг амплитуда характеристикасидан – чиқишдаги кучланиш (ток) биринчи гармоникаси амплитудасининг кириш кучланиши (ток) амплитудасига боғлиқлигидан фойдаланиш мумкин (8.5-расм). $U_{КИР}$ нинг катта бўлмаган қийматларида амплитуда характеристика амалда чизикли бўлади. Унинг оғиш бурчаги кучайтириш коэффиценти билан аниқланади. $U_{КИР}$ қиймати ортиб борган сари тўғри пропорционаллик бузилади, яъни кучайтириш коэффиценти кучайтириладиган сигнал қийматига боғлиқ бўла бошлайди.

Кучайтиргич *нолнинг дрейфи* деб аталувчи параметр билан ҳам ифодаланади. Нолнинг дрейфи юз берганда кучайтиргич чиқишидаги кучланиш ёки ток ўз-ўзидан силжийди. Нолнинг силжиши чиқиш сигналининг ўзгариши каби бўлганидан, уни сигналдан ажратиб бўлмайди. Натижада, дрейф қиймати ўзгармас ток кучайтиргичлар сезгирлигини чеклайди.

8.4. Кучайтиргич каскадларнинг кучайтириш синфлари

Кучайтириладиган сигнал синусоида ёки импульс кўринишида бўлиши мумкин. Импульс деб кучланиш ёки токнинг бирор ўрнатилган U_0 ёки I_0 қийматидан қисқа вақтли четлашишларига айтилади. Чиқиш сигнали шакли кириш сигнали шакли билан бир хил (сигнал бузилмаган) ёки фарқланувчи (сигнал бузилган) бўлиши мумкин. Сигнал бузилишлари унинг амплитудасига ҳамда кучайтиргич сокинлик нуқтаси (режими)нинг танланишига боғлиқ.

Кучайтиргичнинг сокинлик режими деб кириш кучланиши $U_{КИР}$ ва кучланиш манбаи қиймати E_M ўгармас бўлган ҳолатга айтилади. Кўриниб турибдики, сокинлик режимида транзистор токлари қийматлари ҳам ўзгармас бўлади.

Кириш сигналнинг берилган шаклида сокинлик режими қандай танланишига боғлиқ ҳолда сигнал бузилишлари қийматидан ташқари кучайтиргичнинг фойдали иш коэффициенти (ФИК) ҳам ўзгаради. Гап шундаки, кириш сигнали бор ёки йўқлигидан қатъи назар транзисторларда кучланиш манбаи энергияси сарф бўлади ва шунга мос қувват сочилади. Чиқиш сигнали қувватини кучланиш манбаидан олинаётган қувватга нисбати ФИК ни аниқлайди:

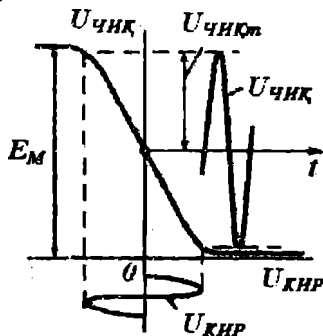
$$\eta = \frac{\frac{1}{2} U_{\text{ЧИК}m} I_{\text{ЧИК}m}}{E_M I_{\text{УРТ}}}, \quad (8.2)$$

бу ерда, $I_{\text{ЧИК}m}$, $U_{\text{ЧИК}m}$ — чиқиш катталиклар амплитудаси, E_M — кучланиш манбаи кучланиши, $I_{\text{УРТ}}$ — ўртача ток.

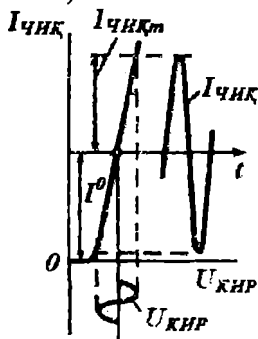
Кучайтиргич каскадлар ночизикли бузилишлари ФИК уларнинг статик узатиш характеристикалари асосида баҳоланиши мумкин. Ишчи нуқтанинг жойлашган ўрнига боғлиқ ҳолда *кучайтириш синфлари А, В, АВ ва бошқа* синфларга ажратилади. Ушбу синфлар ФИКларининг максимал қийматлари ва ночизикли бузилишлар қийматлари билан бир-биридан фарқ қилади.

А синф кучайтиргичлар. А синф кучайтиргичларда сокинлик режимида ишчи нуқта узатиш характеристиканинг квазичизикли соҳаси ўртасида жойлашади (8.6а ва б-расмлар). Ушбу режимда кириш сигналнинг тўлиқ даври давомида транзистор чиқиш занжиридан ток оқади. Ночизик бузилишлар минимал ($K_r \leq 1\%$), чунки кириш сигналнинг иккала ярим даври узатиш характеристикасининг квазичизикли соҳасида ётади. Агар (8.2) формулага $U_{\text{ЧИК}m} = 1/2 E_M$; $I_{\text{ЧИК}m} = I_{\text{УРТ}}$ қўйилса, ФИК қиймати $\eta = 1/4$, яъни 25% ни ташкил этади.

а)



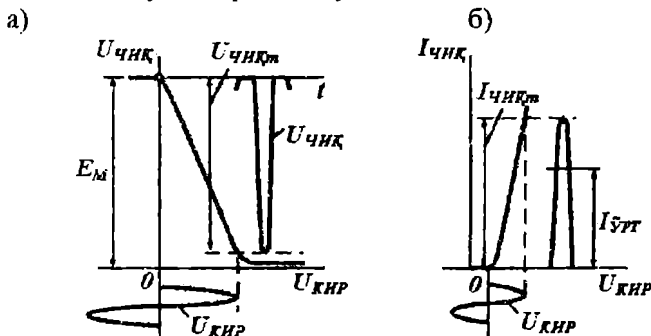
б)



8.6-расм. А синф кучайтиргичларнинг узатиш (а) ва ўтиш (б) хосиятлари.

А режим кучайтиргичларда η қйимати кичик бўлгани сабабли, у кичик қувватли кириш каскадларда ишлатилади. Бундай кучайтиргичлар учун η ҳал қилувчи аҳамиятга эга эмас, уларда K_T муҳим ҳисобланади.

В синф кучайтиргичлар. Ушбу режимда ишчи нукта транзисторнинг берк ҳолатига мос келувчи квазичизиқли соҳа чегарасида жойлашади. Бунда транзистор берк режимда бўлади (8.7,а ва б-расмлар). Транзистор чиқиш занжиридан ток фақат кириш сигнали ўзгаришининг ярим даврида оқади. Шунинг учун чиқиш кучланиши синусоидадан кескин фарқ қилади, яъни кўп сонли гармоник ташкил этувчиларга эга бўлади.



8.7-расм. В синф кучайтиргичларнинг узатиш (а) ва ўтиш (б) характеристикалари.

Ҳисоблашлар кўрсатишича, В синф кучайтиргичларда сигнал амплитудасига боғлиқ бўлмаган ҳолда K_T 70 % га яқин бўлади, каскаднинг ФИК ни 0,7 гача олиб чиқиш мумкин. Шунинг учун ўрта ва катта қувватли кучайтиргичларда ишлатиш учун В синф афзалроқ.

Кириш сигналининг мусбат ва манфий ярим даврларини кучайтириш учун икки тактли схемалардан фойдаланилади. Икки тактли схема ҳар бири В синфда ишловчи иккита кучайтиргичдан иборат бўлади. В синф кучайтиргичларнинг кучайтирилган сигналларида сигнал бузилишлари катта бўлгани сабабли кучайтиргичларда В синф амалда ишлатилмайди.

АВ синф кучайтиргичлар. АВ кучайтириш режимда ишчи нукта беркитиш чегарасида эмас, балки ЭЎ тўғри (затвор-исток

ўтиш тескари) силжитилган соҳада, А синфидагига қараганда анча кичик тоқларда бўлади.

ФИКи кичик бўлгани сабабли А синф микроэлектроникада кам ишлатилади. В ва АВ синфларнинг икки тактли кучайтиргичлари кенг тарқалган.

Д синф кучайтиргичлари. Улар импульсли қувват кучайтиргичларда ишлатилади. Д синф шунингдек, калит режим деб ҳам номланади. Ушбу ишчи режимда транзистор фақат очиқ ёки берк ҳолатда бўлиши мумкин. Шунинг учун бундай кучайтиргич каскаднинг ФИК бирга яқин бўлади.

Д синфда ишлаётган кучайтиргичнинг чиқиш кучланиши ҳамма вақт тўғри бурчакли импульс кўринишига эга бўлади ва кириш сигналининг кучайтирилиши ёки унинг давомийлиги ёки фазаси ўзгариши ҳисобига амалга ошади.

8.5. Кучайтиргичларда тескари алоқа

Тескари алоқа (ТА) деб, кучайтиргич чиқиш занжирдан кириш занжирга энергия узатишга айтилади. Чиқиш сигнали кучайтиргичнинг кириш занжирга тўлиқ ёки қисман узатилиши мумкин. Битта каскадни эгаллаган ТА **маҳаллий**, кўп каскадли кучайтиргични бутунлай эгаллаган ТА эса **умумий** деб аталади.

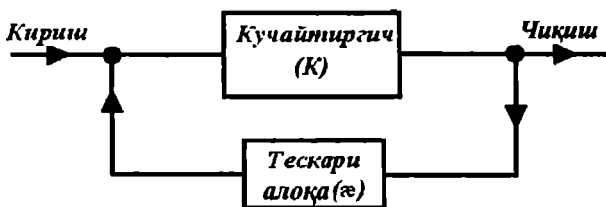
Умумий ҳолда ТА сигнали кириш сигналга қўшилиши ёки айирилиши мумкин. Шунга қараб, мос равишда, мусбат ва манфий ТАга ажратилади. Агар кучайтиргичнинг кириш сигнали ва ТА сигнали фазалари бир хил бўлса, ТА **мусбат**, агар π бурчакка фарқ қилса, яъни фазалари тескари бўлса, ТА **манфий** деб аталади.

Манфий ТАнинг киритилиши, транзистор ишлаш шароити ўзгарганда, кучайтиргичнинг кучайтириш коэффициенти ва бошқа параметрлари барқарорлигини оширади. Бундан ташқари, манфий ТА кучайтиргичнинг ўтказиш полосасини ошириш имконини беради, ночизикли бузилишлар даражасини пасайтиради.

Манфий ТА кучайтиргичларда, мусбат ТА эса электр сигналлар генераторларида ва махсус электрон қурилмаларда ишлатилади.

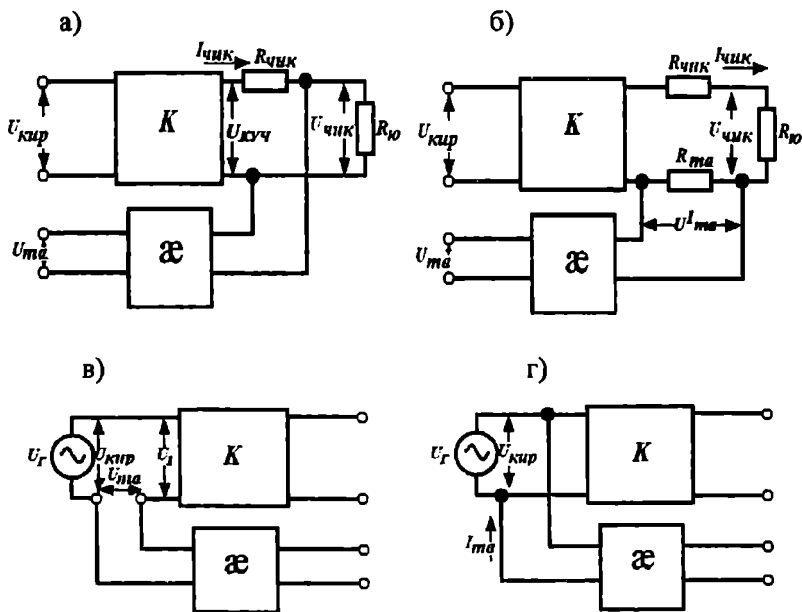
ТАли кучайтиргичнинг тузилиш схемаси 8.8-расмда келтирилган. Бу ерда, K – кучайтириш коэффициенти, ТА занжири ТА **коэффициенти** α билан ифодаланади. Чиқиш сигналинининг қандай қисми кучайтиргич киришига узатилаётганини α кўрсатади.

Кучайтиргичларда манфий ТАнинг турли кўринишларидан фойдаланилади. ТА занжири кучайтиргич *чиқишига* қандай уланганига мос равишда кучланиш бўйича ва ток бўйича ТА амалга оширилади.



8.8-рasm. ТАли кучайтиргичнинг тузилиш схемаси.

- *кучланиш бўйича* ТА амалга оширилганда ТА занжири схема чиқишига юклама билан параллель уланади (8.9а-рasm). Бунда ТА кучланиши кучайтиргич $R_{ю}$ юкламасидаги кучланишга пропорционал бўлади;



8.9-рasm. Чикшида: кучланиш бўйича (а), ток бўйича (б) ва киришда: кетма-кет (в) ва параллель (г) манфий ТА турлари.

- **ток бўйича** ТА амалга оширилганда ТА занжирининг схема чиқишига $R_{Ю}$ билан кетма-кет уланади (8.9б-расм). Бунинг учун чиқиш занжирининг махсус $R_{ТА}$ резистор уланади, бу резистордаги кучланиш пасайиши $R_{Ю}$ юкламадаги чиқиш токига пропорционал бўлади.

ТА занжирининг кучайтиргич **киришига** уланиш усулига мос равишда кетма-кет ва параллель ТАларга ажратилади:

- **кетма-кет уланган** ТА амалга ошириладиганда ТА занжирининг кучайтиргичнинг кириш томонидан сигнал манбаига кетма-кет уланади (8.9в-расм);

- **параллель уланган** ТА амалга ошириладиганда ТА занжирининг кучайтиргичнинг кириш томонидан сигнал манбаига параллел уланади (8.9г-расм).

Манфий ТА сигналларининг кириш занжирининг узатиш усулига қараб унинг турининг қуйидаги амалий маслаҳатлар ёрдамида осон аниқлаш мумкин. Агар ТА сигнали транзистор эмиттерининг (истоккига) узатилса, алоқа кетма-кет, агар базага (затворга) узатилса, алоқа параллел амалга оширилган бўлади.

Комбинацияланган (аралаш) ТА: бир вақтда ҳам ток, ҳам кучланиш бўйича ТА ҳамда бир вақтда кетма-кет ва параллель ТА бўлиши мумкин. Турли кўринишдаги манфий ТАга эга кучайтиргичларнинг тўлиқ тузилиш схемаси келтирилган тўртта расмдан иккитасининг ишлатган ҳолда ҳосил қилинади.

Манфий ТА кучайтиргич параметрларига қандай таъсир кўрсатишининг кўриб чиқамиз.

Кучайтириш коэффициентини. Кучайтиргичда кучланиш бўйича манфий ТА мавжуд бўлсин (8.9в-расм). Кейинги ифодаларда, кириш ва чиқиш тоқлари ҳамда кучланишлар ўзларининг ўзгарувчан ташкил этувчилари билан кўрсатилган.

$$U_{ТА} = \alpha U_{ЧИҚ} \quad (8.3)$$

ТА кучланиши кириш кучланишидан айирилади, шунинг учун

$$U_I = U_{КИР} - U_{ТА} = U_{КИР} - \alpha U_{ЧИҚ} \quad (8.4)$$

ёки
$$U_{КИР} = U_I + \alpha U_{ЧИҚ} \quad (8.5)$$

Агар ТА мавжуд бўлмаса, $U_{КИР} = U_I$ ва кучайтиргичнинг кучланиш бўйича кучайтириш коэффициенти

$$K_U = U_{ЧИҚ} / U_{КИР} \quad (8.6)$$

Манфий ТА мавжуд бўлганда (8.5) ни эътиборга олган ҳолда, қуйидагига тенг бўлади:

$$\tilde{K}_{УТА} = \tilde{U}_{ЧИҚ} / \tilde{U}_{КИР} = \tilde{U}_{ЧИҚ} / (\tilde{U}_I + \alpha \tilde{U}_{ЧИҚ})$$

(8.6)ни эътиборга олган ҳолда манфий ТА мавжуд бўлганда кучайтириш коэффициенти

$$K_{УТА} = K_U / (1 + \alpha K_U). \quad (8.7)$$

(8.7)дан кучланиш бўйича манфий ТАда кучайтириш коэффициенти камайиши кўриниб турибди, лекин бир вақтнинг ўзида унинг қиймати барқарорлашади. $\alpha K_U = 100$ бўлганда K_U нинг қиймати қандайдир сабабларга кўра 50 % га ошсин, лекин бунда $K_{УТА}$ бор-йўғи 0,2 % га ошади.

$1 + \alpha K_U = F$ йиғинди *манфий Танинг чуқурлиги* деб аталади. Агар манфий ТАда $\alpha K_U \gg 1$ бўлса, бундай ТА *чуқур манфий ТА* деб аталади. Чуқур МТАда кучайтириш коэффициенти куйидагича бўлади:

$$K_{УТА} \approx 1 / \alpha. \quad (8.8)$$

(8.8) дан жуда муҳим хулоса чиқади. $F > 10$ бўлганда $K_{УТА}$ *фақат ТА узатиш коэффициенти α билан аниқланади* ва ТАСиз ҳолдаги кучайтириш коэффициенти K_U га боғлиқ бўлмайди. Бу, $K_{УТА}$ га температура, параметрлар тарқоқлиги, радиацион нурланиш, эскириш каби омиллар таъсир этмаслигини англатади. Шунинг учун манфий ТА киритилганда кучайтириш коэффициенти камайса ҳам, турли кучланиш кучайтиргичларда кенг қўлланилади.

Ток кучайтиргичларда асосан, ток бўйича параллел манфий ТА қўлланилади (8.9 г-расм). Бунда ТА кучланиши $U_{ТА}$, қўшимча резистор $R_{ТА}$ орқали оқувчи, ТА токи $I_{ТА}$ ни ҳосил қилади. Кучайтиргичнинг кириш занжирида $I_{ТА}$ ва кириш сигнали токи қўшилади. $U_{ТА} = I_{ЧИК} R_{ТА}$, ток бўйича тесқари алоқа коэффициенти эса $\alpha_I = I_{ТА} / I_{ЧИК} \approx R_{ТА} / R_{\kappa}$. Ток бўйича манфий ТА чуқурлиги $F_I = 1 + \alpha K_I$ га тенг.

Ток бўйича параллел манфий ТА асосан, ток кучайтиргичларда қўлланилгани сабабли, ток бўйича кучайтириш коэффициенти $K_{ИТА}$ га унинг таъсирини кўриб чиқамиз. (8.7)га ўхшаб

$$K_{ИТА} = K_I / (1 + \alpha_I K_I) = K_I / F_I, \quad (8.9)$$

топамиз, бу ерда, K_I – манфий ТАга эга бўлган кучайтиргичнинг ток бўйича кучайтириш коэффициенти.

Кучланиш бўйича манфий ТАда $K_{УТА}$ барқарорлашса, параллел манфий ТА да $K_{ИТА}$ барқарорлашади. Бундан ташқари, темпе-

ратура, параметрлар тарқоқлиги ва бошқа ташқи омилларнинг $K_{ТА}$ га таъсири камаяди. Чуқур параллел манфий ТАда (8.9) ифода $K_{ТА} = 1 / \alpha_I = R_{Ю} / R_{ТА}$ кўринишга келади, яъни ток бўйича кучайтириш коэффициентлари фақат иккита резистор қийматлари нисбати билан аниқланади.

Манфий ТАли кучайтиргичнинг *кириш қаршилиги* $R_{КИР.ТА}$ ТА сигнаolini кириш занжирига узатиш усули билан аниқланади ва ТА сигнаlining олиниш усулига боғлиқ бўлмайди.

Кучайтиргичга кучланиш бўйича кетма-кет МТА киритилганда унинг киришига кириш сигнали билан ТА сигнали айирмасига тенг $(U_{КЮР} - U_{ТА})$ сигнал таъсир этади. Бу кириш токининг амалда камайишига (яъни кучайтиргич кириш қаршилигининг ортишига эквивалент) олиб келади. Бунда $R_{КИР.ТА}$ ни $R_{КЮР.ТА} = (U_{КЮР} + U_{ТА}) / I_{КЮР}$ кўринишида ёзиш мумкин. $U_{ТА} = \alpha K_U U_{КИР}$ бўлгани учун, ўзгартиришлардан кейин

$$R_{КИР.ТА} = (U_{КИР} / I_{КИР})(1 + \alpha K_U) = R_{КИР} F \quad (8.10)$$

ни топиш мумкин. Ушбу ифодадан кучланиш бўйича манфий ТА кучайтиргичнинг кириш қаршилигини F марта ошириши кўришиб турибди. Кучланиш бўйича чуқур манфий ТА катта ички қаршиликка эга кириш сигнали манбаларидан (датчикларидан) ишлайдиган кучайтиргичларнинг кириш каскадларида ишлатилади.

Кучайтиргичга параллел манфий ТА киритилганда унинг кириш занжирида кириш сигнали манбаи ва ТА токлари қўшилади. Натижада, кириш кучланиши манбаидан олинаётган ток ортади (кириш қаршилигининг камайишига эквивалент). Параллел манфий ТА учун қуйидагини ёзиш мумкин:

$$R_{КЮР.ТА} = R_{КИР} / F_1. \quad (8.11)$$

Шундай қилиб, кетма-кет манфий ТАга нисбатан параллел манфий ТА $R_{КИР.ТА}$ ни камайтиради, $R_{КИР.ТА}$ ток бўйича манфий ТА чуқурлигига тескари пропорционал.

Манфий ТАли кучайтиргич *чиқиш қаршилиги* ТА сигнали қайси усулда олинишигагина боғлиқ ва ушбу сигнал қандай қилиб унинг кириш занжирига киритилганига боғлиқ эмас.

Аввал кучланиш бўйича манфий ТА занжири киритилган ҳолни кўриб чиқамиз. 8.9а-расмга мувофиқ

$$R_{\text{ЧИК.ТА}} = U_{\text{ЧИК}} / I_{\text{ЧИК}} ;$$

$$U_{\text{ЧИК}} = U_{\text{ТА}} - I_{\text{ЧИК}} R_{\text{ЧИК}} ;$$

$$U_{\text{ТА}} = K_U U_{\text{КИР}} = K_U (-\varepsilon U_{\text{ЧИК}}) \text{ ёки } U_{\text{ЧИК}} = -I_{\text{ЧИК}} R_{\text{ЧИК}} / (1 + \varepsilon K_U) .$$

Манфийлик белгиси юклама токи $I_{\text{ЧИК}}$ нинг мусбат орттирмалари кучайтиргич кучланишининг тескари томонга ўзгаришига олиб келади. Бундан, минус ишорани ташлаб юборган ҳолда,

$$R_{\text{ЧИК.ТА}} = R_{\text{ЧИК}} / (1 + \varepsilon K_U) = R_{\text{ЧИК}} / F \quad (8.12)$$

ни ҳосил қиламиз. Бундан, кучланиш бўйича кетма-кет манфий ТА чиқиш қаршилигини F марта камайтиришини аниқлаш мумкин. Шундай қилиб, МТА қанчалик чуқур бўлса, $R_{\text{ЧИК.ТА}}$ шунчалик кичик бўлади. Бу чиқиш кучланишининг $R_{\text{Ю}}$ га боғлиқлигини сезиларли даражада камайтириш имконини бергани сабабли, кучланиш кучайтиргичларда муҳим рол ўйнайди.

Энди чиқиш токи бўйича МТА киритилган ҳолни кўриб чиқамиз. 8.9б-расмга мувофиқ, чиқиш токи ўзгариши билан, кучайтиргичнинг кириш кучланиши

$$U_{\text{КИР}} = - U_{\text{ТА}} = I_{\text{ЧИК}} R_{\text{ТА}} \cdot \varepsilon .$$

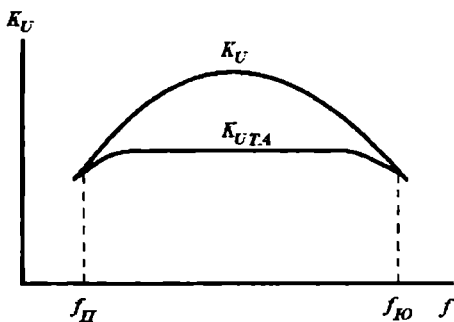
ифода билан аниқланади. Юкоридаги каби ўзгартиришларни бажариб

$$R_{\text{ЧИК.ТА}} = R_{\text{ТА}} K_U \varepsilon + R_{\text{ЧИК}} . \quad (8.13)$$

ни топамиз. Шундай қилиб, чиқиш токи бўйича манфий ТА занжири киритилиши кучайтиргич чиқиш қаршилигини *оширади*.

Манфий ТА кучайтиргич АЧХсини кенгайтириш учун кенг ишлатилади. Манфий ТАга эга бўлмаган кучайтиргичнинг АЧХси K_U ва $K_{U.ТА}$ учун 8.10-расмда кўрсатилган. $K_{U.ТА}$ ҳисоби (8.11) ёрдамида амалга оширилган. $\varepsilon = \text{const}$ бўлгани учун $K_{U.ТА}$ қиймати K_U билан аниқланади. Сигнал частотаси оғишганда, яъни $f_{\text{Ю}} < f < f_{\text{П}}$ бўлганда, K_U камаяди. K_U нинг камайиши кучайтиргич чиқиш кучланишининг камайишига олиб келади. Лекин, бунда ТА кучланиши $U_{\text{ТА}} = K_U U_{\text{ЧИК}}$ қиймати ҳам камаяди. Бу кучайтиргич кириш кучланишининг ўзгармас қийматларида чиқиш кучланишининг реал қийматларини оширади. Натижада, частотанинг бирор қийматигача $K_{U.ТА}$ қиймати секин ўзгаради ва кенг ўтказиш полосали АЧХ юзага келади. Манфий ТА ёрдамида кучайтиргичдаги *ночизикли бузилишлар* ва *ҳалақитлар* камайтиради. Гап шундаки, ҳосил бўлиш табиатидан қатъи назар, кучайтиргич чиқишидаги ҳар қандай сигнал F марта

камаяди. Натижада, транзистор ишлаши актив элемент ВАХининг кичик соҳасида амалга ошади ва гармоникалар коэффицентининг камайишига олиб келади. Физик томондан бу, манфий ТА кучайтиргич ВАХининг ночизиклиги кичик соҳаларида ишлагани таъминлашни англатади. Манфий ТАли кучайтиргич учун ночизикли бузилишлар коэффиценти $K_{Г.ТА}$ учун $K_{Г.ТА} \approx K_{Г} / F$ ёзиш мумкин.



8.10-расм. МТА сиз (K_U) ва МТАли ($K_{U.ТА}$) кучайтиргич АЧХлари.

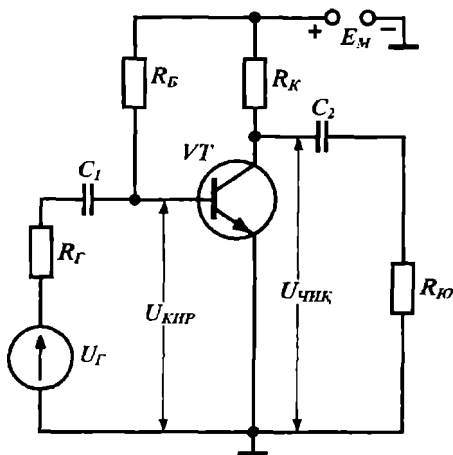
8.6. Биполяр транзисторлар асосидаги кучайтиргич каскадлар

Кучайтиргич каскадларининг ишлатиладиган схема турлари ҳар хил. Бунда транзистор УЭ, УК ёки УБ схемада уланган бўлиши мумкин. УЭ схемада уланган каскадлар кенг тарқалган. УК схемада уланган каскадлар кўп каскадли кучайтиргичларда асосан, чиқиш каскади сифатида ишлатилади. УБ уланган каскадлар ультрақисқа тўлқинли (УҚТ) ва ўта юқори частота (ЎЮЧ) тўлқин диапазонида ишловчи генератор ва кучайтиргичларда кенг қўлланилади.

УЭ схемада уланган биполяр транзистор асосидаги кучайтиргич каскадининг принципиал схемаси 8.11-расмда келтирилган. УЭ схемада уланган БТ асосидаги содда кучайтиргични таҳлиллаймиз.

Кириш сигнали манбаи $R_{Г}$ ички қаршиликка эга кучланиш генератори $U_{Г}$ сифатида кўрсатилган. Сигнал манбаи ва юклама $R_{Ю}$ кучайтиргични каскадга ажратувчи $C1$ ва $C2$ конденсаторлар орқали уланган. Конденсаторлар, кучайтиргичнинг сокинлик режимини бузмаган ҳолда, кириш ва чиқиш сигналларининг фақат ўзга-

рувчан ташкил этувчилари ўтишини таъминлайди. R_B резистор ёрдамида, кучайтиришнинг берилган синфи учун, базанинг I_{B0} сокинлик токи қиймати белгиланади.



8.11-расм. УЭ схемада уланган БТ асосидаги кучайтиргич схемаси.

Ушбу каскад учун айтиб ўтилганларнинг барчаси $p-n-p$ транзистор асосидаги каскадлар учун ҳам ўринли бўлади. Бунда кучланиш манбаининг кутбини ва тоқлар йўналишини ўзгартириш етарли бўлади.

Кучайтиргич каскаднинг кириш кучланиши $\Delta U_{КЭП}$ миқдорга ўзгарди деб фараз қилайлик. Бу база тоқининг ортишига олиб келади. Транзисторнинг эмиттер ва коллектор тоқлари ҳамда каскаднинг чиқиш кучланиши $\Delta U_{ЧИК}$ орттирма олади. Шундай қилиб, кириш кучланиши (тоқи)нинг ҳар қандай ўзгариши чиқиш кучланиши (тоқи)нинг пропорционал ўзгаришига олиб келади. Қиймат жиҳатдан ушбу ўзгаришлар каскаднинг кучайтириш коэффициентини билан аниқланади.

Кичик сигнал режимида кучайтиргич каскад кириш ва чиқиш қаршиликларини, кучайтириш коэффициентини ҳисоблаш учун эквивалент схемалардан фойдаланиш қулай. Бунда транзисторлар эквивалент моделлари орқали ифодаланади. Электр моделлар қулайлиги шундаки, транзисторлар кучайтириш хусусиятлари таҳлили, айниқса, кичик сигнал режимида, электр занжирлар наза-

рияси қонуниятлари асосида ўтказилиши мумкин. Транзисторлар учун бир қанча эквивалент моделлар ва параметрлар тизими таклиф этилган. Уларнинг ҳар бири ўзининг афзаллик ва камчиликларига эга.

Барча параметрларни хусусий (ёки бирламчи) ва иккиламчиларга ажратиш мумкин. Хусусий параметрлар транзисторнинг уланиш усулидан қатъи назар физик хусусиятларини характерлайди. Иккиламчи параметрлар транзисторнинг физик тузилмаси билан бевосита боғланмаган ва турли уланиш схемалар учун турлича бўлади.

Бирламчи асосий параметрлар бўлиб ток бўйича кучайтириш коэффициенти α , эмиттернинг $r_{\text{Э}}$, коллекторнинг $r_{\text{К}}$ ва базанинг $r_{\text{Б}}$ ўзгарувчан токка қаршиликлари, яъни уларнинг дифференциал қийматлари хизмат қилади. $r_{\text{Э}}$ қаршилик эмиттер ўтиш қаршилиги ва эмиттер соҳа қаршилигидан, $r_{\text{К}}$ қаршилик эса, коллектор ўтиш қаршилиги ва коллектор соҳа қаршилиги йиғиндисидан иборат бўлади. Эмиттер ва коллектор соҳалар қаршилиги ўтишлар қаршилигига нисбатан жуда кичик қийматга эга бўлгани сабабли улар эътиборга олинмайди.

Иккиламчи параметрларнинг (h ва u параметрлар) барча тизими транзисторни тўрт кутбли сифатида ифодалашга асосланади.

УЭ уланган кучайтиргич каскаднинг энг муҳим параметрларининг қийматлари 8.2-жадвалда келтирилган.

8.2-жадвал

K_I	K_U	K_P	$R_{\text{КИР}}$	$R_{\text{ЧИК}}$
10÷100	10÷100	$10^2 \div 10^4$	0,1÷10 кОм	1÷10 кОм

Каскаднинг кучайтириш коэффициенти ва бошқа параметрлари фақат температура ўзгаришларига эмас, балки бошқа уйғувчи таъсирларга ҳам боғлиқ. Бундайларга кучланиш манбаи, юклама қаршилигининг ўзгариши ва шунга ўхшашлар киреди. Бу ўзгаришларни кучайтиргич нолининг ўзгариши тушунчаси билан ифодалаш қабул қилинган.

Ташқи таъсирлар сокинлик токини ўзгартириб кучайтиргични берилган иш режимдан чиқаради. Бу айниқса, А синф режими учун уавфли, чунки транзистор характеристикаларни ночизиқли соҳасига чиқариши мумкин, бу эса ночизиқли бузилишлар коэффи-

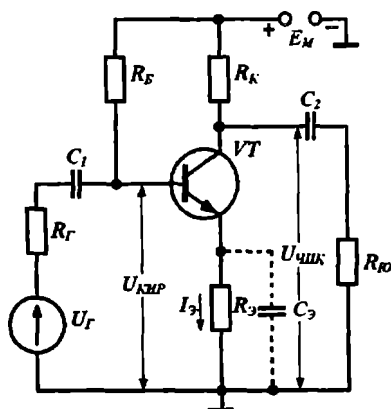
циентини ошишига олиб келади. Шу сабабли кучайтиричларни лойihalашда сокинлик режимини барқарорлаш энг мухим масалалардан бири ҳисобланади.

Каскад сокинлик режимини барқарорлашнинг учта асосий усули мавжуд. *Термокомпенсация* ва *параметрик барқарорлаш* усуллари барқарорликни бузувчи омиллардан фақат бирини компенсациялайди. Бир каскадди ёки кўп каскадди кучайтиргич параметрларини барқарорлашнинг универсал усули *тескари алоқа занжирларини киритишдан* иборат.

Кучайтиргич характеристика ва параметрларини яхшилаш учун атайлаб тескари алоқа киритилади.

Юклама токи бўйича манфий ТАга эга кучайтиргич каскад схемаси 8.12-расмда келтирилган бўлиб, у маҳаллий манфий ТАга эга. Температура ўзгарганда транзисторнинг сокинлик режимини таъминловчи манфий ТА кучайтиргичнинг эмиттер занжирига R_3 резистор киритилиши билан ташкил этилган. Эмиттер токи резистор орқали оқиб, $U_3 = I_3 R_3$ кучланиш пасайишини ҳосил қилади. Бу кучланиш кириш $U_{КМР}$ кучланишига тескари таъсир этади. Шу сабабли ЭЎга таъсир этаётган кучланиш камайиб $U_{БЭ} = U_{КМР} - I_3 R_3$ га тенг бўлиб қолади. Натижанда, ушбу каскад юклама токи бўйича кетма-кет манфий ТА билан таъминланганига ишонч ҳосил қиламиз.

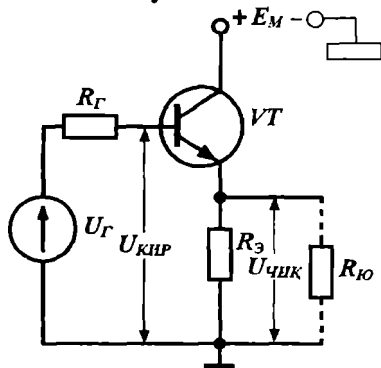
Дискрет компонентлар асосида тайёрланган кучайтиргичларда K_U нинг камайишини олдини олиш учун C_3 конденсатор киритилади. Бу конденсатор ўзгарувчан ток бўйича (яъни сигнал бўйича) R_3 ни шунтлаб манфий ТАни йўқотади.



8.12-расм. Маҳаллий манфий ТАли кучайтиргич каскад схемаси.

Умумий коллектор уланган кучайтиргич каскад (Эмиттер қайтаргич). Эмиттер қайтаргичнинг принципиал схемаси 8.13-расмда келтирилган. Эмиттер қайтаргичда чиқиш сигнали ТА сигналига тенг бўлгани учун у чуқур (100 %) кетма-кет манфий ТАли каскад ҳисобланади.

Кучайтиргич каскадда транзисторнинг коллектори ўзгарувчан ток бўйича қаршилиги жуда кичик кучланиш манбаи E_M орқали умумий шинага уланган. Бунда кириш кучланиши база билан коллекторга уланган, чиқиш кучланиши эса транзисторнинг эмиттеридан олинади. Шундай қилиб, коллектор электроди кириш ва чиқиш занжирлари учун умумий нуқта бўлиб қолади, схемани эса УК уланган схема деб ҳисоблаш мумкин.



8.13-расм. Эмиттер қайтаргичнинг принципиал схемаси.

УК уланган каскадда чиқиш кучланиши фазаси кириш кучланишники каби бўлади. Кириш кучланиши мусбат орттирма олганда, база токи ортиб эмиттер токининг ортишига олиб келади. Бу ўз навбатида $R_Э$ қаршилиқдан олингани учун унинг қиймати ҳам ортади. Кириш кучланишига манфий орттирма берилганда чиқиш кучланиши ҳам манфий орттирма олади.

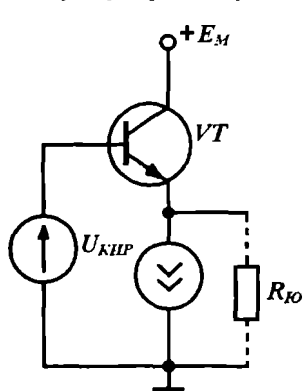
Шундай қилиб, чиқиш кучланиши кириш кучланишини ҳам амплитуда, ҳам фаза бўйича қайтаради. Шу сабабли УК уланган кучайтиргич каскад *эмиттер қайтаргич* деб аталади. Бу каскаднинг кучланиш бўйича кучайтириш коэффициенти K_U қиймат жиҳатидан бирга яқин бўлишига қарамасдан, қайтаргич кучайтиргичлар оиласига киритилади.

Эмиттер қайтаргич каскад юқори қаршиликли сигнал манбаларини кичик Омли юклама билан мослаштириш учун энг қулай

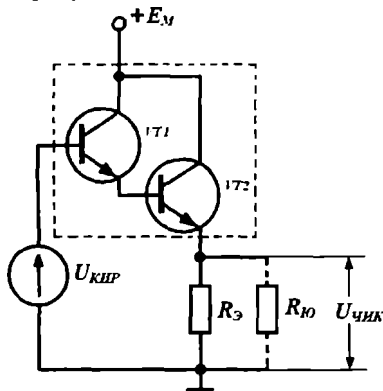
ҳисобланади ($R_{КНР}$ – юқори қийматга эга, $R_{ЧИК}$ – кичик, K_I – юқори қийматларга эга).

Кўп ҳолларда $R_{КНР}$ кириш қаршилигини катталаштириш масаласи туради. Дискрет схемотехникада бу масала R_3 резисторнинг қийматини ошириш ёки β нинг қиймати катта бўлган транзистордан фойдаланиш билан ҳал этилади. Лекин бу усулларнинг биринчиси, сокинлик режимида илгариги ток қийматини сақлаб қолиш учун, кучланиш манбаи E_M нинг кучланишини орттириш зарурлиги билан чекланган. Интеграл схемотехникада R_3 резистор ўрнига эмиттер занжирдаги I_0 барқарор ток генератори (БТГ)дан (8.14-расм) ёки Дар-лингтон схемаси асосида тузилган (8.15-расм) таркибий транзис-торлардан фойдаланилади.

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, операция кучайтиргичларнинг кириш каскадларида қўлланиладиган, махсус супербета транзисторлар мустасно.



8.14-расм. БТГли эмиттер қайтаргич схемаси.



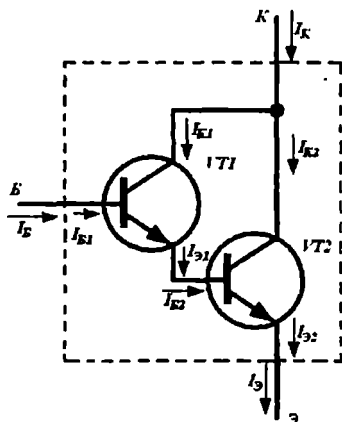
8.15-расм. Таркибий транзисторларда бажарилган эмиттер қайтаргич схемаси.

Бир неча (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 тақлиф этилган эди. Шунинг учун *Дарлингтон жуфтлиги* ёки *таркибий транзистори* деб аталади.

Иккита *n-p-n* транзистор асосидаги Дарлингтон транзистори 8.16-расмда келтирилган бўлиб, бу ерда, Б, Э, К – эквивалент транзистор электродлари.

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.

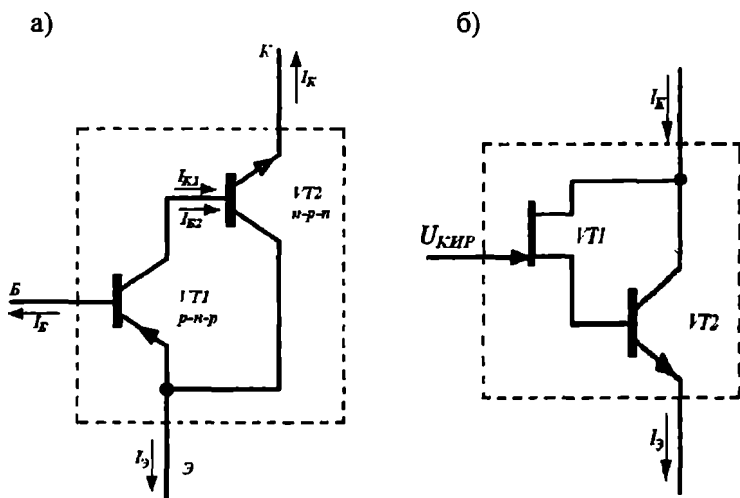


8.16-расм. Дарлингтон жуфтлиги.

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 8.17,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 коэффициенти $\beta = \beta_1 + \beta_2$ га тенг бўлади ва амалда Дарлингтон транзисторининг β сига тенг бўлади.

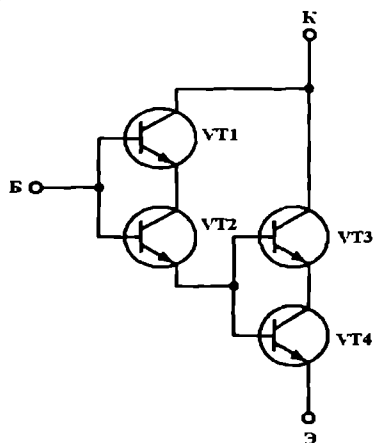
Принципда таркибий транзистор майдоний ва биполяр транзисторлар асосида ҳосил қилиниши мумкин. 8.17,б-расмда n - канали $p-n$ ўтиш билан бошқарилувчи МТ ва $n-p-n$ тузилмали БТ асосида ҳосил қилинган таркибий транзистор схемаси келтирилган. Ушбу схема майдоний ва биполяр транзисторларнинг хусусиятларини ўзида мужассамлаштирган – бу жуда катта кириш қаршиликка ва тоқ бўйича, демак, қувват бўйича ҳам жуда катта кучайтириш коэффициентига эгалигидан иборат.



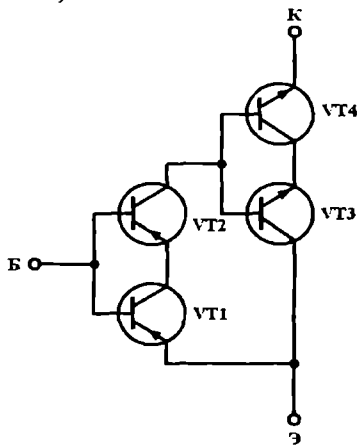
8.17-расм. Комплементар БТлар (а), БТ ва МТлар асосидаги (б) таркибий транзистор схемалари.

Инжекцион-вольтаик транзистор асосидаги таркибий транзистор схемаси 8.18,а ва б-расмларда келтирилган. Улар температура ва кучланиш манбаи қийматлари ўзгаришига нисбатан юқори барқарорликка эга.

а)



б)



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

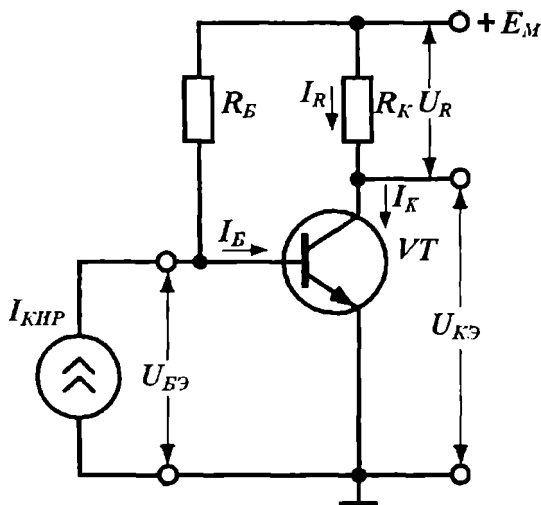
БТ асосидаги кучайтиргич каскадни катта сигнал режимида графоаналитик усулда ҳисоблаш. Катта сигнал режимида ток ва кучланишларнинг ўзгарувчан ташкил этувчилари қийматлари сигналларнинг ўзгармас ташкил этувчилари қийматларига яқин бўлади. Шунинг учун кучайтиргич хусусиятларига транзистор параметрларининг иш режимларига боғлиқлиги ва асосий характеристикаларининг ночизиқлиги таъсир эта бошлайди. Шу сабабли кучайтиргич ҳисоби, транзисторнинг кичик сигнал моделларидан фойдаланмаган ҳолда, транзисторнинг аниқ электрод характеристикалари бўйича бевосита аналитик ёки графоаналитик усулда амалга оширилади. Ушбу усуллар транзисторнинг ночизиқли хусусиятларини эътиборга олгани муносабати билан аниқлиги юқоридир. Графоаналитик усул узатиш характеристикаларни чизишга асосланади.

УЭ схемада уланган кучайтиргич каскад схемаси 8.19-расмда келтирилган бўлиб, унинг графоаналитик ҳисобини кўриб чиқамиз.

Схемада R_B резистор сокинлик режимида (ишчи нуқта) база токи қийматини, яъни кучайтиргичнинг кучайтириш синфини белгилайди. R_K резистор (бундан буён уни юклама деб атаймиз) транзисторнинг коллектор – эмиттер оралиғи ва кучланиш манбаи E_M билан кетма-кет уланган бўлиб, юкламадаги U_R ва $U_{KЭ}$ кучланишлар ўзаро қуйидаги муносабат орқали боғланган:

$$U_{KЭ} + U_R = E_M .$$

(8.14)



8.19-расм. УЭ схемада уланган кучайтиргич схемаси.

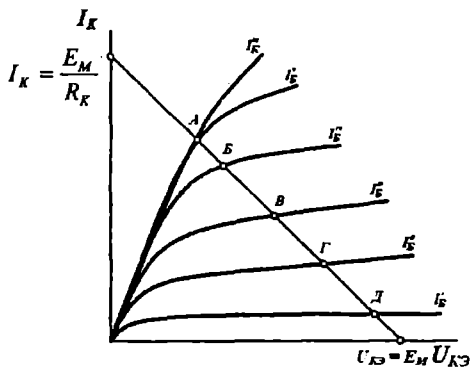
Резистор орқали оқаётган ток $I_R = I_K$ лиги кўриниб турибди, натижада, коллектор токи қуйидаги тенгламалар системасини қаноатлантириши керак:

$$\begin{cases} I_K = f_1(U_{KЭ}) & (8.15) \\ I_K = f_2(U_R) . & (8.16) \end{cases}$$

Бу ерда, $f_1(U_{KЭ})$ – берилган база токи I_B да транзистор чиқиш характеристикасини аниқловчи функция, $f_2(U_R)$ эса, юклама чизиги.

Каскаднинг кучайтириш коэффициенти ва бошқа параметрларини ҳисоблаш учун кириш токи (кучланиши)нинг берилган қийматларида коллектор токи (кучайтиргич чиқиш токи) ва коллектор кучланиши (чиқиш кучланиши $U_{KЭ}$) қийматларини топиш учун (8.15) ва (8.16)ни график усулда ечамиз.

Фойдаланилаётган транзисторнинг чиқиш характеристикалар оиласи (8.15) тенгламага мос келади (8.20-расм).



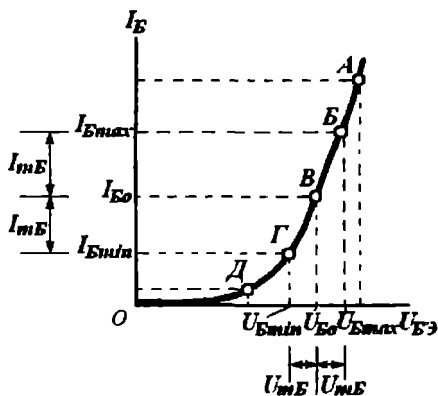
8.20-расм. БТ чиқиш ВАХи ва юклама чизиғи.

Юклама чизиғи (8.16) тенгламанинг графигини ифодалайди. Юклама чизиғи координаталар тизимининг токлар ўқида $U_{КЭ}=0$ бўлганда $I_K = E_M / R_K$ ва кучланишлар ўқида $I_K=0$ бўлганда $U_{КЭ}=E_M$ бўлгандаги нуқталарни туташтирувчи кесмаларни кесади. Юклама чизиғининг транзистор чиқиш характеристикалари билан кесишган нуқталари (8.15) ва (8.16) тенгламалар тизимининг ечимларига мос келади ва кучайтиргичнинг иккита муҳим узатиш характеристикаларини: токни тўғри узатиш $I_K = \varphi_1(I_B)$ (8.21в-расм) ва кучланиш узатиш $U_{КЭ} = \varphi_2(I_B)$ (8.21б-расм) характеристикаларини чизиш имконини беради.

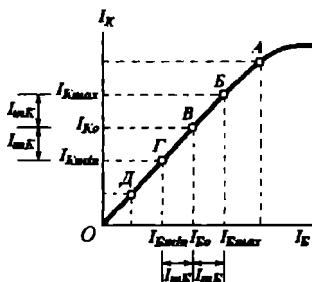
Кучайтиргичнинг статик узатиш характеристикалари унинг асосий хусусиятлари тўғрисида яққол тасаввур уйғотади ва кучайтириш коэффициенти ҳамда кириш қаршилигини ҳисоблаш имконини беради. Ушбу характеристикалардан чизикли (ОБ), ночизикли (БА) кучайтириш соҳалари ва тўйиниш режими соҳасини (8.21а-расмда А нуқтадан ўнгротда) аниқлаш имконини беради.

Кучайтиргичнинг статик кириш характеристикаси транзисторнинг, $U_{КЭ}$ кучланишини ўзгартирганда ўзига нисбатан параллел силжувчи, статик кириш характеристикаларидан фарқ қилади. Лекин $U_{КЭ}>0$ бўлганда силжиш катта бўлмайди ва амалий ҳисоблашларда кучайтиргичнинг кириш характеристикаси сифатида транзисторнинг ишчи соҳасидаги $U_{КЭ}$ нинг ўрта қийматига мос келувчи кириш характеристикасидан фойдаланилади (8.21а-расм).

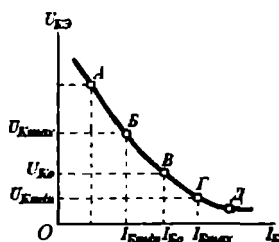
а)



б)



в)



8.21-расм. Кучайтиргичнинг статик узатиш характеристикалари: кириш характеристикаси $I_s = \varphi_1(U_{БЭ})$ (а), токни тўғри узатиш $I_K = \varphi_2(I_Б)$ (б) ва кучланишни тўғри узатиш $U_{КЭ} = \varphi_3(I_Б)$ (в).

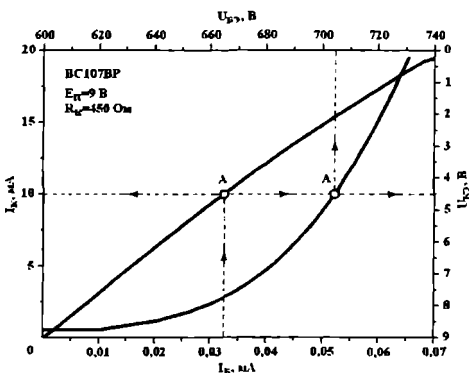
Кучайтиргичнинг статик узатиш характеристикалари (8.21-расм)ни биргаликда барча тўртта параметрлар: $I_Б$, $I_К$, $U_{БЭ}$, $U_{КЭ}$ ўзаро боғловчи ягона умумлашган график сифатида ифодалаш мумкин. BC107BP транзисторли каскаднинг параметрлари $E_M=9В$, $R_K=450$ Ом бўлгандаги умумлашган гарфиги 8.22-расмда келтирилган.

Бу ерда, А нуқта координаталари бир вақтнинг ўзида барча тўртта параметрлар: кириш ва чиқиш токлари ва кучланишларини аниқлайди.

Ток генератордан кучайтиргич киришига синусоида кўринишидаги сигнал берилаётган бўлсин

$$I_B(t) = I_{B0} + I_{Bm} \sin \omega t, \quad (8.17)$$

бу ерда, I_{B0} ва I_{Bm} – сокинлик режимида берилган база токи қиймати (ишчи нуқта) ва унинг амплитудаси. Базадаги сокинлик токи I_{B0} резистор R_B ёрдамида берилади.



8.22-расм. УЭ уланган БТнинг умумлашган динамик характеристикалари.

Ихтиёрий вақт momentiда I_B токини аниқловчи ишчи нуқта ω частота билан кириш характеристикаси бўйлаб юқорига ва пастга берилган $\pm I_{Bm}$ ўзгариш чегараларида силжийди. Бу вақтда кириш кучланиши $U_{BЭ}$ даврий ўзгаришини тахминан қуйидаги ифода орқали келтириш мумкин:

$$U_{BЭ}(t) = U_{BЭ0} + U_{Bm} \sin \omega t. \quad (8.18)$$

Ишчи нуқта $U_{BЭ0}$ ва база токининг оний ўзгаришларидаги $\pm U_{mB}$ нинг оғиш чегаралари, транзисторнинг кириш характеристикасидан топилади.

Сокинлик режимида I_{B0} нинг берилган қийматида чиқиш токи I_{K0} ва чиқиш кучланиши $U_{KЭ}$ қийматлари мос равишда, токни тўғри узатиш (8.21,а-расм) ва кучланишни тўғри узатиш (8.21,б-расм)дан ёки умумлашган динамик характеристика (8.22-расм)дан топилади. База токининг берилган ўзгаришларида (8.17) мос келувчи ишчи нуқта ω частота билан юқорига ва пастга узатиш характеристикаси бўйлаб силжийди. Бунда коллектор токи ўзгарувчан ташкил этувчиси $\pm I_{Km}$, чиқиш кучланиши ўзгарувчан ташкил этувчиси $\pm U_{Km}$ бўлади.

I_{Km} , U_{Km} ва U_{Bm} ларнинг ўртача қийматлари қуйидаги формулаларда бўйича топилади:

$$I_{Km} = \frac{I_{K \max} - I_{K \min}}{2}; \quad U_{Km} = \frac{U_{K \max} - U_{K \min}}{2}; \quad U_{Bm} = \frac{U_{B \max} - U_{B \min}}{2}.$$

Ўрта қийматлар кучайтиргичнинг қуйидаги параметрларини ҳисоблаб топиш имконини беради:

– каскаднинг кучланиш, ток ва қувват бўйича кучайтириш коэффициентлари:

$$K_U = U_{Km} / U_{Bm}; \quad K_I = I_{Km} / I_{Bm}; \quad K_P = K_U \cdot K_I;$$

– кучайтиргичнинг кириш ва чиқиш қаршиликлари:

$$R_{кир} = U_{Bm} / I_{Bm}; \quad R_{чик} \approx R_K.$$

Кучайтиргич каскадининг сокинлик режимини ўрнатиш учун силжйтиш схемалари. Кучайтиргич каскаднинг ишчи ёки сокинлик режими унинг киришига берилаётган силжиш кучланиши қиймати билан аниқланади. Кучайтиргич каскадидаги транзисторнинг актив режимини ўрнатиш учун унинг ЭЎга тўғри, КЎга эса тескари силжитувчи кучланишларни беришни схемотехник усулда битта манбадан таъминланиш керак. Бундай схемалар **силжитувчи схемалар** деб аталади. Силжитувчи ўзгармас токда ишлаганда, юқори барқарорликни, ушбу режимнинг транзистор хусусиятларига ва унинг иш шароитига кам боғлиқ бўлишини таъминлаши зарур. Кучайтиргич элемент сифатида УЭ схемада уланган БТ ишлатилган ҳолда уларни кўриб чиқамиз.

Ток билан силжйтиш усули. Дискрет схемотехникада силжитувчи ток R_B резистор ёрдамида берилади (8.23,а-расм). Сокинлик режимида базадаги силжитувчи кучланиш

$$U_{БЭ0} = E_M - I_{Б0} \cdot R_B \quad (8.19)$$

тенг бўлади. Бу ерда, ток $I_{Б0}$ ва кучланиш $U_{БЭ0}$ транзисторнинг статик кириш характеристикасида бошланғич ишчи нуқталарни белгилайди. Берилган кучланиш манбаи қийматида R_B қуйидагича аниқланади:

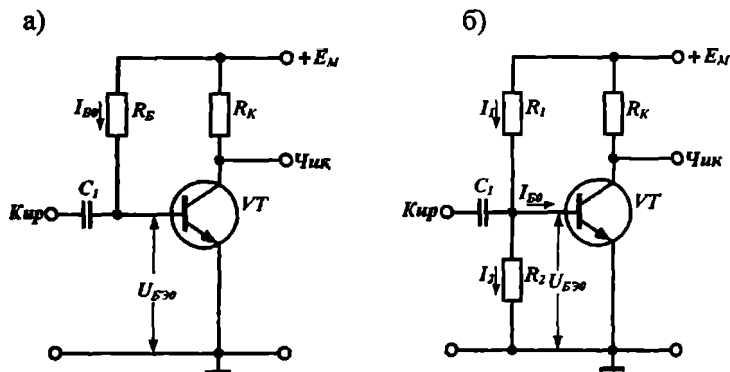
$$R_B = (E_M - U_{Б0}) / I_{Б0}. \quad (8.20)$$

Одатда, R_B нинг қиймати 10÷100 кОмни ташкил этади. Интеграл ишлаб чиқаришда ушбу усул қўлланилмайди, чунки у сокинлик режимида ишчи нуқта ҳолати аниқлиги ва юқори барқарорлигини таъминламайди.

Кучланиш билан силжйтиш усули. Силжитувчи кучланиш R_1 ва R_2 резисторли кучланиш бўлгич (8.23,б-расм) ёрдамида ҳосил

қилинади. Схемага мувофиқ $E_M = I_1 R_1 + I_2 R_2$ ва $I_2 R_2 = U_{БЭ0}$. Ушбу тенгламалардан резисторлар қийматларини аниқлаш мумкин:

$$R_1 = (E_M - U_{БЭ0}) / I_1 \quad \text{ва} \quad R_2 = U_{БЭ0} / I_2. \quad (8.21)$$



8.23-расм. Ток (а) ва кучланиш (б) билан силжитиш усули.

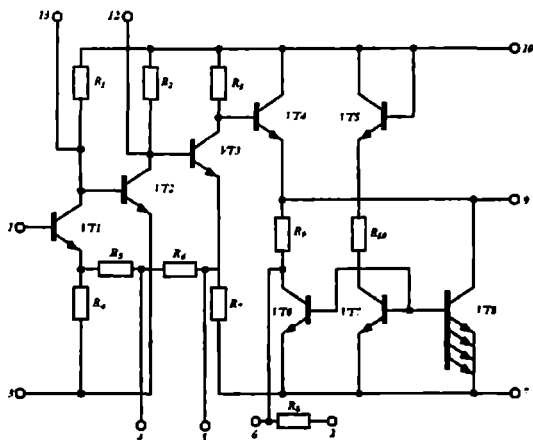
Ҳисоблашларда R_1 ва R_2 резисторлар қиймати I_1 ва I_2 тоқлар $I_{Б0}$ тоқдан 3÷5 марта катта бўладиган қилиб танланади. Бунда $I_{Б0}$ база тоқининг барқарорлигини бузувчи омиллар ҳисобига ўзгариши $U_{БЭ0}$ силжитувчи кучланишнинг сезиларли ўзгаришига олиб келмайди. Лекин силжитувчи кучланиш беришнинг бу усули иқтисод жиҳатдан самарасиздир. Бундан ташқари, R_2 резистор транзистор киришига параллел улангани сабабли каскаднинг кириш қаршилигини камайтиради ва ниҳоят, сигнал манбаининг чиқиш қаршилиги ишлаш жараёнида ўзгармас қолади деб ҳисобланади. Агар у ўзгарувчан бўлса, унинг ўзгаришларини кучайтиргич сигнал сифатида қабул қилади.

Кўп каскадли кучайтиргичлар. Одатда, манфий ТА ҳисобига кучайтиргич каскадининг кучайтириш коэффициентини $K_U \leq 10$ бўлади. Катта кучайтириш коэффициентига эришиш учун бир нечта каскад ўзаро кетма-кет уланган, кўп каскадли кучайтиргичлардан фойдаланилади. Ҳар бир каскадда ўзгармас ток бўйича оптимал иш режими сақланган бўлиши лозим.

Кўп каскадли кучайтиргич сифатида К 123 УН1 (синусоидал кучланиш кучайтиргич) ИМС дастлабки кучайтиргич каскадларини кўриб чиқамиз (8.24-расм).

Схемага иккита маҳаллий (VT1 транзистор R_4 ва VT3 транзистор R_7 резисторлар ёрдамида) ва умумий (уччала каскад $R_5 + R_6 =$

R_{TA} резисторлар ёрдамида) манфий ТА киритилиб, нолнинг дрейфи минималлаштирилади. Иккинчи каскад манфий ТАСиз ҳосил қилинган.



8.24-расм. К123 УН1 ИМС принципаал схемаси.

8.7. Майдоний транзисторлар асосидаги кучайтиргич каскадлар

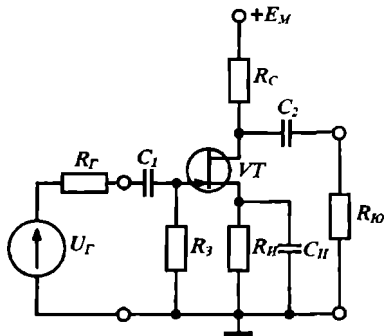
$p - n$ ўтиш билан бошқариладиган МТ ёки канали қурилган МДЯ – транзисторлар асосидаги кучайтиргичлар асосан, кириш каскадлари сифатида қўлланилади. Бу ҳол МТларнинг қуйидаги хусусиятлари билан боғлиқ:

- катта кириш қаршилигига эгаллиги юқори Омли сигнал манбаи билан мослаштиришни осонлаштиради;
- шовқин коэффициентининг кичиклиги кучсиз сигналларни кучайтиришда афзаллик беради;
- термобарқарор ишчи нуқтада барқарорлик юқори.

УИ схемада уланган кучайтиргич каскад. $n - n$ канали $p - n$ ўтиш билан бошқариладиган УИ уланган кучайтиргич каскаднинг принципаал схемаси 8.25-расмда келтирилган.

Кириш сигнали манбаи U_T ажратувчи конденсатор C_1 орқали, юклама қаршилиги R_C эса, каскаднинг чиқишига C_2 ажратувчи конденсатор ёрдамида уланган. Затворнинг умумий шина билан гальваник боғланиши $R_3 \approx 1$ МОм резистор орқали амалга оши-

рилади. Бу гальваник алоқа затвордаги манфий силжитувчи кучланишни ҳосил қилиш учун зарур.



8.25-расм. УИ схемада уланган кучайтиргич каскад.

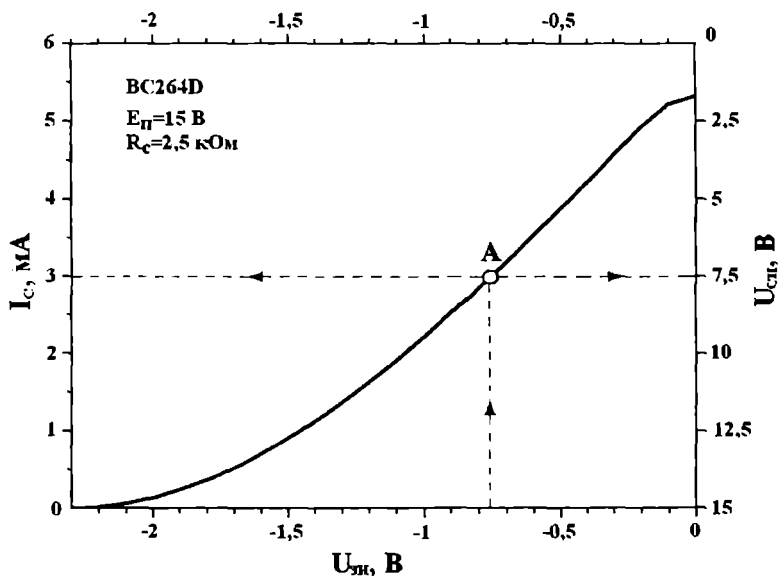
Бундай транзистор ишлаш принципи канал қаршилигини $p - n$ ўтишга тесқари силжитиш бериб ўзгартиришга асосланади. $n -$ каналли транзистор учун кучланиш манбаи $+E_M$, затворга эса $R_И$ даги манфий кучланиш пасайиши берилади. Битта кучланиш манбаи ишлатилганда затвордаги $U_{ЗИ}$ кучланишни сокинлик режимида автоматик силжитувчи $R_И C_И$ таъминлайди. $U_{ЗИ}$ кучланиш $R_И$ қаршилиқ орқали I_C сокинлик токи оқиб ўтиши ҳисобига ҳосил бўлади: $U_{ЗИ} = - I_C \cdot R_И$. Кенг динамик диапазонга эга бўлган кучайтиргич ҳолатида, яъни кириш сигнали амплитудаси бир неча вольтни ташкил этганда, табиийки $U_{ЗИ}$ кучланишнинг сокинлик режимдаги қиймати $U_{ЗИ.БЕРК}$ ва $U_{ЗИ.макс}$ (транзистор паспорт кўрсатмалари) кучланишлар йиғиндисининг ярмига, яъни $U_{ЗИ} = 0,5(U_{ЗИ.БЕРК} + U_{ЗИ.макс})$.

$U_{ЗИ}$ ва I_C ларнинг сокинлик режимдаги қийматларини стокзатвор характеристикасидан аниқлаб, $R_И$ нинг қийматини топиш қийин эмас.

Кўрилаётган схемада $R_И$ резистор иккита вазифани бажаради. Биринчидан, у сокинлик режимида ишчи нуқта бошланғич ҳолатини таъминлайди ва иккинчидан, унга юклама токи бўйича ($УЭ$ уланган схемада $R_Э$ дек) кетма-кет манфий ТАни киритади. Бу ўз навбатида каскад кучайтириш коэффициентининг камайишига олиб келади ва сокинлик режимини температура бўйича барқарорлайди. Ўзгарувчан ток бўйича манфий ТАни йўқотиш учун $R_И$ резистор $C_И$ конденсатор билан шунтланади.

А режимда ишловчи кучайтиргичлар учун сокинлик режимида транзисторнинг истоки ва стоки орасидаги кучланиш $U_{СИ} = I_C \cdot R_C$ тенг қилиб олинади. Бунда $E_M = U_{СИ} + I_C R_C + I_C R_{И}$ нинг қиймати $U_{СИ, макс}$ (паспорт кўрсатмаси) дан ортмаслиги керак.

Катта сигнал режими учун кучайтиргичнинг статик узатиш характеристикаларини учта параметрларини I_C , $U_{зи}$, $U_{КСИ}$ ўзаро боғловчи умумлашган график сифатида ифодалаш мумкин. BC264D транзисторли каскаднинг параметрлари $E_M=15В$, $R_C=2,5$ кОм бўлгандаги умумлашган гарфиги 8.26-расмда келтирилган.



8.26-расм. УИ уланган $n -$ канали $p - n$ ўтиш билан бошқариладиган МТнинг умумлашган динамик характеристикалари.

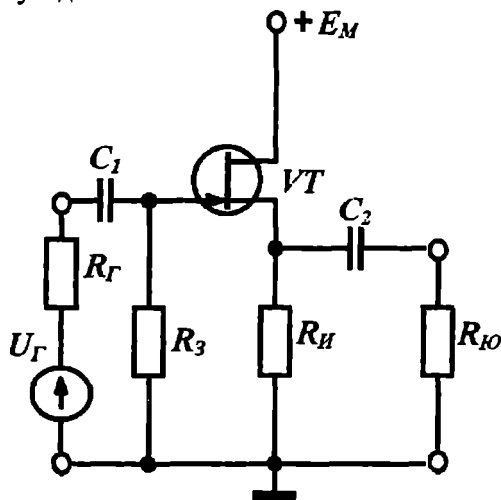
Бу ерда А нукта координаталари бир вақтнинг ўзида барча учта параметрлар: чиқиш токи ҳамда кириш ва чиқиш кучланишларини аниқлайди. Берилган сигнал амплитудаси учун кучланиш бўйича кучайтириш коэффициентини топиш мумкин.

УС схемада уланган кучайтиргич каскад (исток қайтаргич). УС уланган МТ асосидаги кучайтиргич каскаднинг прин-

ципиал схемаси 8.27-расмда кўрсатилган. Схемادا $n - n$ ўтиш билан бошқариладиган МТ қўлланилган.

Схемادا сток электроди умумий шинага кучланиш манбаи E_M нинг жуда кичик қаршилиги орқали уланган, яъни сток электроди кириш ва чиқиш занжирлари учун умумийдир.

Исток қайтаргичда чиқиш сигнали амплитудаси киришдаги сигнал амплитудаси ва фазасини қайтаради. Бу икки омил каскаднинг кучланиш қайтаргич деб аталишига асос бўлди. Кучайтириш коэффициентининг бирга яқин қиймати 100 % ли манфий ТА ҳисобига ҳосил бўлади.



8.27-расм. УС уланган МТ асосидаги кучайтиргич каскаднинг схемаси.

$p - n$ ўтиш билан бошқариладиган МТни кучланиш қайтаргичнинг кириш қаршилиги тескари силжитилган бошқарувчи $p - n$ ўтишнинг дифференциал қаршилигидан иборат бўлади.

МДЯ – транзистор асосидаги кучланиш қайтаргичнинг кириш қаршилиги бундан ҳам катта бўлади, чунки у затвор остидаги ди-электрик парда қаршилиги билан аниқланиб, ~ 100 МОмни ташкил этади.

1. Электрон кучайтиргичлар қайси белгиларига кўра таснифланадилар?
2. Кучайтиргичларнинг асосий характеристика ва параметрларини айтиб беринг. Уларнинг ўзига хос хусусиятлари нимада?
3. Нимага кучайтиргич А синфда ишлаганда энг кичик ФИК га эга бўлади?
4. Нимага кучайтиргич В синфда ишлаганда симметрик сигнал шакли сезиларли бузилади?
5. АВ кучайтиргич синфи В синфдан қандай фарқ қилади ва у қандай қурилмаларда ишлатилади?
6. Кучайтиргичларда ТА деб нимага айтилади?
7. Кучайтиргич схемасига манфий ТА киритилганда кучайтириш коэффициентини қандай ўзгаради ва у кучайтиргичнинг барқарор ишлашига таъсир этадими?
8. Таркибий транзистор нима?
9. Дарлингтон жуфтлигини ишлаш принципи ва характеристикаларини ифодалаб беринг.
10. БТли содда кучайтиргич каскади ишчи нуқтасини қайси параметрлар белгилайди?
11. МТли содда кучайтиргич каскади ишчи нуқтасини қайси параметрлар белгилайди?
12. Кўп каскадли кучайтиргич деганда нимани тушунаси?

IX БОБ ОПЕРАЦИОН КУЧАЙТИРГИЧЛАР

9.1. Умумий маълумотлар

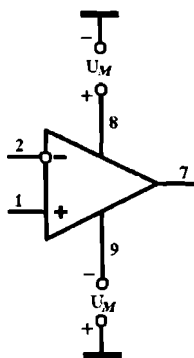
Операцион кучайтиргич (ОК) деб, аналог сигналлар устидан турли амалларни бажаришга мўлжалланган, дифференциал кучайтириш принципига асосланган, кучланиш бўйича катта кучайтириш коэффициентига эга бўлган ($K_U=10^4-10^6$) интеграл ўзгармас ток кучайтиргичига айтилади. Бундай амалларга кўшиш, айириш, кўпайтириш, 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 9.1-а расмда кўрсатилган бўлиб, унинг таркибидаги уланиш электродлари, умумий шина ва ташқи коррекцияловчи элементлар кўрсатилмайди. ОКларнинг стандарт график белгиланиши 9.1,б-расмда кўрсатилган. Схепада кучланиш манбаига уланиш электродларидан ташқари, кучайтиргичнинг талаб этилган логарифмик АЧХ кўришини шакллантирувчи частотани коррекцияловчи электродлар ҳам кўрсатилган.

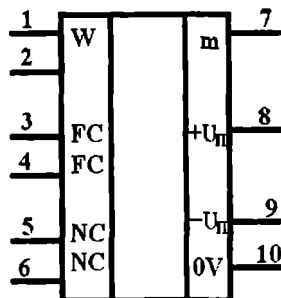
ОК иккита киришга эга: *инверслайдиган* (айлана ёки «-» ишора билан белгиланган) ва *инверсламайдиган*. Агар сигнал ОКнинг инверслайдиган киришига берилса, у ҳолда, чиқишдаги сигнал 180° га силжиган, яъни инверсланган бўлади. Агар сигнал ОКнинг инверсламайдиган киришга берилса, у ҳолда, чиқишдаги сигнал кириш сигнали билан бир хил фазада бўлади.

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

а)



б)



9.1-расм. ОКнинг шартли (а) ва стандарт график (б) белгиланиши.

ОКлар ўз хусусиятларига кўра идеал кучайтиргичларга якин. **Идеал кучайтиргич:** чексиз катта кучайтириш коэффициентига; 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 ($R_{кир} \approx 4$ кОм) эди.

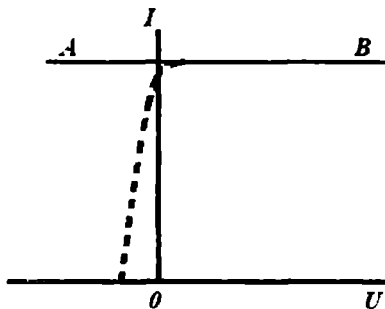
Иккинчи босқич ОКларида бу камчиликлар йўқотилган, чунки улар икки каскадли схемалардан тузилган. Ток бўйича катта кучайтириш коэффициенти эга бўлган таркибий транзисторлар қўллаш ва юкламадаги резисторларни динамик юкламаларга алмаштириш йўли билан характеристикаларнинг яхшиланишига эришилган. Барқарор 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 қарши-

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

9.2. Аналог интеграл микросхемаларнинг негиз элементлари

Барқарор ток генератори. 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.



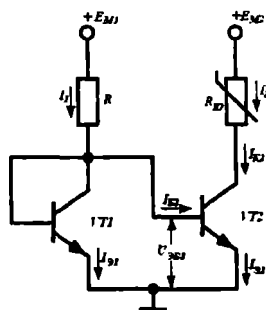
9.2-расм. Идеал БТГ ВАХи.

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 (9.2-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.

Энг содда БТГ схемаси 9.3-расмда кўрсатилган. Схемада 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 (9.3-расм). Шунинг учун ихтиёрий $R_{Ю}$ дан ўтаётган ток I_2 таянч кучланиш $U_{ЭБ2}$ билан аниқланади. $I_2 = I_1$ эканлигини амалда кўрсатамиз.



9.4-расм. Содда БТГ схемаси.

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

$$I_3 = I_0 \exp(U_{ЭБ} / \varphi_T) \quad (9.1)$$

ифода билан аппроксимацияланади, бу ерда, I_0 – тесқари силжитилган ЭЎнинг тўйиниш токи. Транзисторларнинг $I_{Э0}$ ва φ_T параметрлари айнан бир хил бўлгани учун $U_{ЭБ1} = U_{ЭБ2}$ шартдан

$$I_{31} = I_{32} \quad (9.2)$$

9.3-расмдан

$$I_1 = I_{31} + I_{B2}, \quad I_2 = I_{K2} = I_{32} - I_{B2} \quad .$$

(9.2)ни эътиборга олган ҳолда

$$I_2 = I_1 - 2I_{B2} \quad (9.3)$$

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 занжирдаги 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_{B2} температура ўзгаришларига жуда боғлиқ. I_2 токнинг температура бўйича барқарорлигини таъминлаш учун мураккаброқ схемалардан фойдаланилади.

Масалан, 9.4-расмда БТГнинг учта транзисторли схемаси (Уилсон ток кўзгуси) келтирилган. Унда бошқарувчи VT1 ва VT2 транзисторларнинг база тоқлари қарама-қарши йўналган.

Схемадан

$$I_1 - I_{B2} + I_{B1} = I_{31}, \quad I_2 + I_{B2} - I_{B1} = I_{32}$$

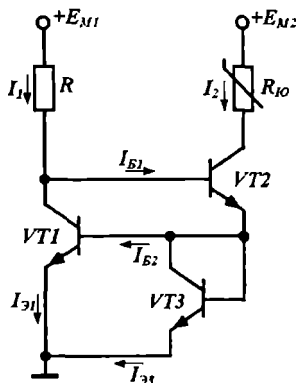
кўриниб турибди.

VT1 ва VT2 транзисторлар эгизак. Уларнинг ишлаш режимлари бир-бириникидан 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.

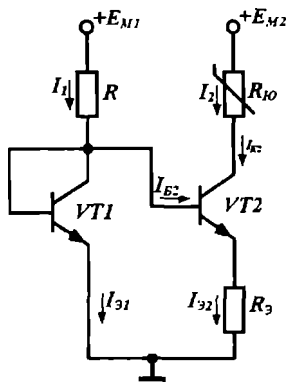
Лекин база токи коллектор-база кучланиши қийматига сушт боғланган, шунинг учун $I_{B1} = I_{B2}$. Эмиттер тоқлари ҳам 9.3-расмдаги ҳолат сабабларига кўра бир-бирига тенг $I_{31} = I_{32}$. Натижада,

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

Бу ифодадан 9.3-расмда келтирилган схемада кириш ва чиқиш тоқларининг қайтарилиши 9.4-схемадагига қараганда юқорирок-лиги кўриниб турибди.



9.4-расм. Уилсон ток кўзгуси схемаси.



9.5-расм. Актив ток трансформатори.

Қатор интеграл схемаларда таянч токи I_1 ($I_2 \ll I_1$) қиймати катта бўлган кичик тоқли БТГлар талаб этилади. Ушбу ҳолларда содда БТГнинг такомиллашган схемасидан фойдаланилади (9.5-расм).

Бу схема ток трансформатори схемаси деб аталади. Унинг учун

$$I_{Э2} R_Э = U_{ЭВ1} - U_{ЭВ2} \quad ; \quad U_{ЭВ1} = E_M - I_1 R \quad (9.4)$$

ифода ўринли.

Идеаллаштирилган ўтиш ВАХ (9.1) дан фойдаланиб,

$$U_{ЭВ1} = \varphi_T \ln(I_1 / I_0) \quad ; \quad U_{ЭВ2} = \varphi_T \ln(I_2 / I_0) \quad (9.5)$$

ёзиш мумкин.

(9.4) ва (9.5) ифодалардан

$$I_2 = \frac{\varphi_T}{R_Э} \ln \frac{E_M - U_{ЭВ1}}{I_2 R} \quad (9.6)$$

ҳосил қиламиз.

I_2 токнинг берилган қиймати асосида (9.6)дан фойдаланган ҳолда, $R_Э$ резисторнинг қаршилигини топиш мумкин:

$$R_3 = \frac{\varphi_T}{I_2} \ln \frac{E_M - U_{сж}}{I_2 R} . \quad (9.7)$$

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

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^* катталиқка паст бўлиб, сигнал $K_U \approx 1$ коэффицент 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 диапазонига боғлиқ ҳолда тўғри кучланишлар бироз фарқ қилади, лекин диапазон 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.

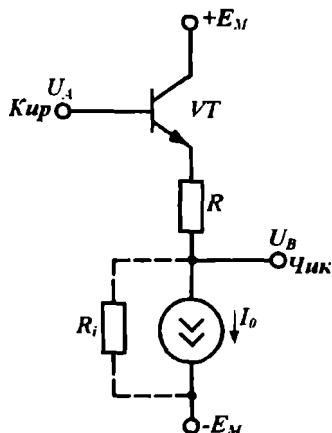
Агар кучланиш сатҳини $2U^*$ мартага пасайтириш керак бўлса, у ҳолда, кучланиш қайтаргичнинг эмиттер занжирига тўғри силжитилган диод уланади.

Кучланиш сатҳи U^* га марта бўлмаган миқдорда силжитилиши зарур бўлса, БТГдан фойдаланишга асосланган сатҳ силжитувчи универсал схемадан фойдаланилади. Бу схема 9.6-расмда келтирилган.

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

$$U_B = U_A - U_{БЭ} - RI_0. \quad (9.8)$$

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.



9.6-расм. Кучланиш сатҳини силжитувчи универсал схема.

Схеманинг чиқишидаги сигнал (В нуқта) киришдаги (А нуқта) сигнални қайтаришига ишонч ҳосил қилиш қийин эмас. (9.8) ифода асосида $I_0 = \text{const}$ бўлгани учун

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

бўлади. База потенциалини 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. БТТ нинг динамик қаршилиги $R_i = \infty$ бўлсагина, юқоридаги ифода ўринли бўлади. R_i нинг қиймати одатда, $100 \text{ кОм} \div 1 \text{ МОм}$, R эса $1 \div 2 \text{ кОм}$ бўлади. Шунинг учун сигнал узатиш коэффициенти бирга яқин бўлади.

Дифференциал кучайтиригичлар. 8-бобда кўриб чиқилган манфий ТАли кучайтиригич каскадлар кучланиш бўйича кичик кучайтириш коэффициентига эга бўлган ҳолда юқори барқарорликка, нолининг дрейфи кичик бўлишига қарамасдан, турли ҳалақитлар таъсиридан ҳимояланмаган. Натижада, киришга сигнал берилма-

ганда чиқишда ёлғон 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 коэффицентини кескин камайишига олиб келади, чунки ҳалақит сигнали ҳам, фойдали сигнал ҳам, битта киришга берилади. Шунинг учун ҳам сигнал кучайтириш коэффицентини, ҳам ҳалақитларни сўндириш коэффицентини ошириш учун кучайтиргич:

- ҳалақит учун чуқур манфий ТАни таъминлаши;

- бир вақтда фойдали сигнал учун манфий ТАни йўқотиши керак.

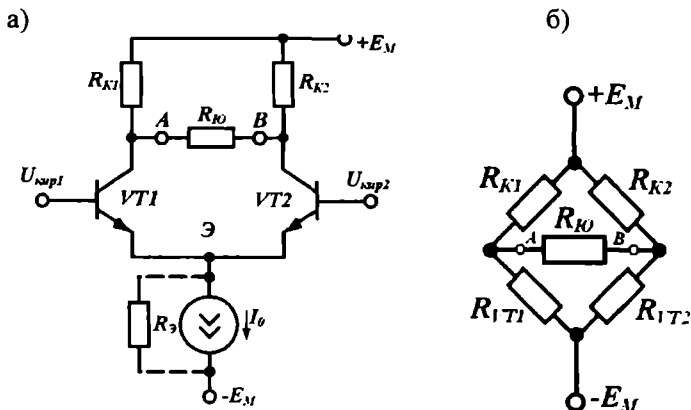
Бу талабларга *дифференциал кучайтиргич (ДК)* жавоб беради. ДКда чиқиш кучланиши ҳар бир каскад чиқиш кучланишларининг айирмаси сифатида шаклланиб, кўприк схема кўринишида бўлади. Кўприк схемалар ўлчашларнинг турли хатоликларини компенсациялаш учун қўлланилади. Бу хатоликлар барқарорликни бузувчи омиллар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

ДКнинг аънавий схемаси 9.7,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_3 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 унинг ўрнини босувчи катта номиналли R_3 резистор билан таъминланади.

ДК элементлари кўприк схема ҳосил қилади (9.7,б-расм). Схема диагоналларида бирига икки кутбли кучланиш манбаи $\pm E_M$, иккинчисига эса, юклама қаршилиги $R_{Ю}$ уланган. Схемадан фойдаланилган ҳолда, кўприк баланси шартин, яъни унинг чиқиш кучланиши $U_{чик} = U_A - U_B$ нолга тенг бўлади:

$$R_{VT1} \cdot R_{K2} = R_{VT2} \cdot R_{K1}.$$

(9.9)



9.7-расм. Дифференциал кучайтиргич (а) ва унинг эквивалент схемаси (б).

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. $U_{K1P1} = U_{K1P2}$ 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.

ДК иккита кучланиш манбаидан таъминланади. Бу манбаларнинг кучланишлари модуль бўйича бир-бирига тенг. Иккинчи манба ($-E_M$)нинг ишлатилаши VT1 ва VT2 транзисторларнинг эмиттерлари потенциалларини (Э нуқта) умумий шина потенциалгача 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 ΔI_3 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 коэффициентини $K_{УСФ}$ ни ҳисоблаймиз. ДК да R_3 резистор ток бўйича кетма-кет манфий ТА ҳосил қилади, ток орттирмаси эса, унда манфий ТА сигнаolini ҳосил қилади. Демак, $K_{УСФ}$ манфий ТАли кучайтиргич каскад учун ёзилган оддий формула билан ҳисобланиши мумкин. ДКда R_3 резистор эмиттер занжирлар учун умумий бўлгани тугайли R_3 ўрнига $2R_3$ ишлатиш керак, яъни

$$K_{УСФ} = \frac{R_{K1}}{2R_3} - \frac{R_{K2}}{2R_3} = \frac{\Delta R_K}{2R_3} \quad (9.10)$$

Амалда синфаз сигнал ишчи сигналдан мингларча марта катта бўлгани сабабли, $K_{УСФ} \ll 1$ бўлишига интилинади. Бунинг учун R_3 қиймати оширилиши керак. Лекин ИМСларда катта номиналли резисторларни ҳосил қилиш мақсадга мувофиқ эмас. Шунинг учун R_3 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, $R_3 = 1$ 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 ёлгон 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 камайди. $U_{КИР1}$ кучланиши ортсин, $U_{КИР2}$ эса, камайсин. 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_3 резисторда манфий ТА сигналини ташкил этувчи

$$\Delta U_3 = R_3(\Delta I_{31} - \Delta I_{32})$$

орттирма ҳосил қилади.

Агар ДК идеал симметрик бўлса, $|\Delta I_{31}| = |\Delta I_{32}|$ ва $\Delta U_3 = 0$.

Натижада, эмиттерлар потенциали ўзгармас қолади ва ДК учун манфий ТА сигнали мавжуд бўлмайди. Шу сабабли ДКнинг кучланиш бўйича кучайтириш коэффициенти ТАСиз УЭ уланган каскад учун илгари ёзилган ифода билан аниқланади

$$K_U = \frac{\alpha R_K I_3}{\varphi_T} = - \frac{h_{21} R_K}{h_{11}} \quad (9.11)$$

$\alpha \approx 1$, $R_K = 5$ кОм, $I_3 = 1$ мА, $\varphi_T = 0,025$ 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 коэффициенти 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.

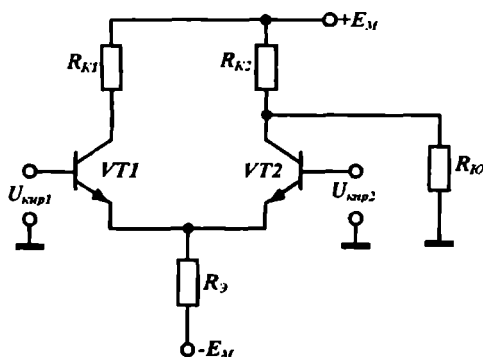
Носимметрик кириш ва чиқишда, агар кириш сигнали ДК чиқиш сигнали олинадиган елка киришига берилган бўлса, бу ҳолда кучайтиришга ДКнинг фақат бир елкаси ишлайди. Агар кириш сигнали ДКнинг бир елкасига берилган бўлса-ю, чиқиш сигнали бошқа елка чиқишидан олинса, биринчи ҳолдагидек K_U га эга бўлган, инверсланмаган сигнал олинади. Агар чиқиш сигнали ҳар доим бе-

рилган битта чиқишдан олинса, ДК киришларига «инверслайдиган» ва «инверсламайдиган» деган ном берилади.

Носимметрик кириш ва чиқишли каскад намунаси 9.8-расмда келтирилган. Бунда фойдаланилмайдиган кириш кучланиши ўзгармас сатҳли қилиб олинади, масалан, умумий шинага уланади. Агар кириш сигнали $U_{КИР1}$ га берилса, чиқишда инверсланмаган сигнал олинади. Демак, $U_{КИР1}$ инверсламайдиган кириш, $U_{КИР2}$ эса, инверслайдиган кириш бўлади.

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

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



9.8-расм. Носимметрик кириш ва чиқишли ДК.

Замонавий ДКларда СССКнинг қиймати одатда 60÷100 дБ орасида бўлади.

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

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

Минимал сигнал ДКнинг хусусий ҳалақитлари билан, максимал сигнал эса, сигнал шаклининг бузилишлари билан чегараланади. Ночизикли бузилишлар сигнал таъсирида транзистор тўйиши ёки берк режимга ўтганда ҳосил бўлади.

Ҳисоблар кўрсатишича, руҳсат этилган максимал кириш сигнали $\varphi_T = r_3 \cdot I_3$ дан катта бўлиши мумкин эмас. Бу ерда, r_3 – ЭЎнинг

дифференциал қаршилиги; I_3 – сокинлик режимидаги эмиттер токи. $r_3 = 50$ Ом ва $I_3 = 12$ 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_3 қаршилиқ қиймати ва кучайтириш коэффициенти жуда сезиларли даражада ўзгаради.

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

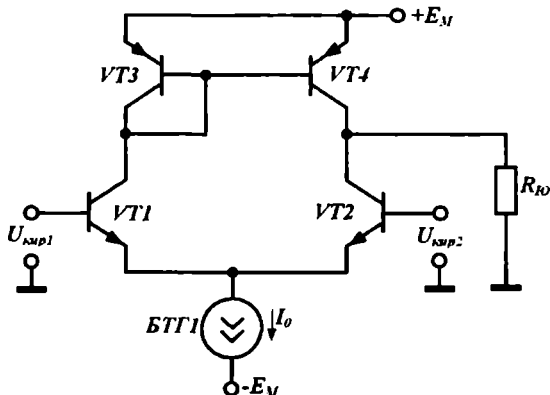
Шундай параметрлардан бири бўлиб нолнинг силжиш кучланиши $U_{СИЛ}$ хизмат қилади. ДК чиқишида нолга тенг кучланиш олиш учун киришга бериладиган кучланиш қиймати силжитувчи кучланиш деб аталади. Гап шундаки, елкалар ассимметрияси ҳисобига киришда сигнал бўлмаган ҳолда, чиқишда қандайдир кучланиш пайдо бўлади. Бу кучланиш сигнал сифатида қабул қилиниши мумкин. Турли ДКларда $U_{СИЛ}$ қиймати 30÷50 мВ бўлиши мумкин. $U_{СИЛ}$ нинг температурага боғлиқлигини эътиборга олиш зарур. Бу боғлиқлик **температура сезирлик** $\varepsilon_U = 0,05-70$ мВ/°С билан ифодаланади.

ДКнинг яна бир аниқлик параметри – силжитиш токи $\Delta I_{СИЛ}$ дир. У **кириш тоқлари айирмасидан** иборат. Параметрнинг аъъанавий қийматлари микроамперлардан наноампер улушларигача бўлади. Силжиш токи сигнал манбаи қаршилиги R_T орқали ўтиб, унда ёлғон сигнал ҳосил қилади. Масалан, агар $\Delta I_{СИЛ} = 20$ нА ва $R_T = 100$ кОм бўлса, $\Delta I_{СИЛ} \cdot R_T = 2$ 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_T орқали ўтиб, унда кучланиш пасайиши ҳосил қилади. Бу кучланиш ўзини кирувчи синфаз сигналдек тутати. $K_{У.СФ}$ марта сўндирилган ушбу кучланиш ДК чиқишида ёлғон сигнал сифатида ҳосил бўлади.

ДК кучайтириш коэффициенти коллектор занжиридаги R_K юклама қаршилигига боғлиқ бўлади. Интеграл технологияда R_K қийматининг ортиши билан, кристаллда у эгаллаган юза ортади ва транзисторлар иш режимлари сақланган ҳолда, кучланиш манбаи қиймати ҳам ортади. Шунинг учун ДКларда кучайтириш коэффициентини ошириш учун, R_K резисторлар ўрнига, динамик (актив) юкламадан фойдаланилади. Динамик юклама биполяр ёки майдоний транзисторлар асосида ҳосил қилинади. Юклама сифатида ик-

кинчи БТГ ишлатилган ДК схемаси 9.9-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.



9.9-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 (9.11) формулада R_K ўрнига $R_{Диф}$ қўйилиши керак. Бунда кучайтириш коэффициентининг каскадда рухсат этилган максимал қиймати топилади. Ташқи юклама уланганда кучайтириш коэффициентининг абсолют қиймати фақат унинг қаршилиги $R_{Ю}$ билан аниқланади, яъни (9.11) формулада R_K ўрнига $R_{Ю}$ қўйилиши керак.

ДКнинг асосий параметрларига дифференциал ва синфаз сигналларни кучайтириш коэффициентидан, синфаз ташкил этувчини сўндириш коэффициентидан 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 режимда ишлатиш керак. Каскад кучайтириш коэффициенти ва ДК кириш қаршилигини сезиларли ошириш мақсадида таркибий транзисторлардан фойдаланилади. Кўпроқ Дарлингтон схемаси ишлатилади (9.10-расм). Бундай ДКнинг ток бўйича кучайтириш коэффициенти

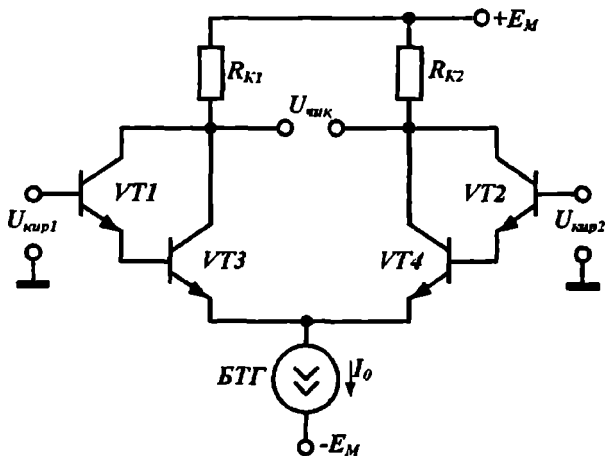
$$K_I \approx h_{213}^2 = \beta^2 .$$

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:

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

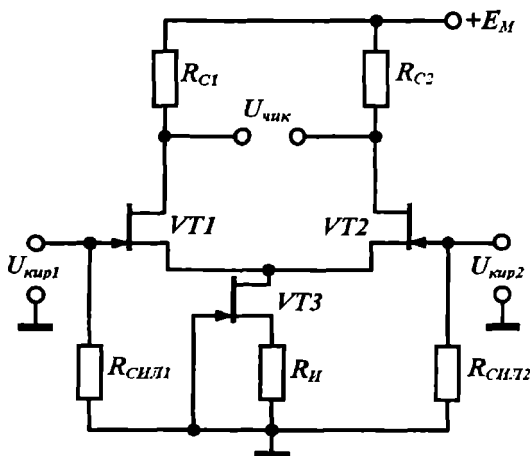


9.10-расм. Таркибий транзисторлар асосидаги ДК схемаси.

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

ДК кириш қаршилигини кичик кириш токига эга МТларни қўллаб ҳам ошириш мумкин. Бундай схемаларни яратишда $p-n$ ўтиш билан бошқарилувчи МТлар афзал ҳисобланади, чунки улар характеристикаларининг барқарорлиги юқорирок.

Канали $p-n$ ўтиш билан бошқариладиган n – каналли МТлар асосидаги ДКнинг анъанавий схемаси 9.11-расмда келтирилган. Ток белгиловчи БТГ VT3 транзистор билан R_H резистор асосида ҳосил қилинган.



9.11-расм. МТлар асосидаги ДК схемаси.

$R_{СИЛ1}$ ва $R_{СИЛ2}$ резисторлар VT1 ва VT2 транзисторлар затворига бошланғич силжитиш бериш учун хизмат қилади. ДКнинг кириш қаршилиги тескари силжитилган $p-n$ ўтишнинг дифференциал қаршилигидан иборат бўлади ва $10^8 \div 10^{10}$ Ом ни ташкил этади.

Баъзан ДК кириш қаршилигини ошириш учун n – каналли $p-n$ ўтиш билан бошқариладиган МТ ва $n-p-n$ тузилмали БТлардан ташкил топган таркибий транзисторлардан фойдаланилади. ДКларнинг барча кўрилган турлари ҳар хил ОКларнинг кириш каскадлари сифатида ишлатилади.

Кучайтиргичларнинг 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 истеймол 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 уларнинг ФИКнинг кичиклиги сабабли чиқиш қувватининг кичик қийматларида ишлайди.

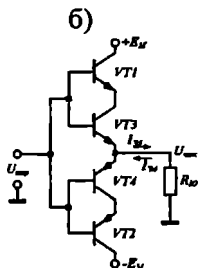
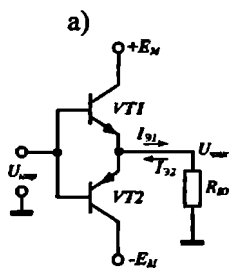
Чиқиш қуввати катта ЧКларда фақат икки тактли кучайтиргич каскадлар ишлатилади. Бундай кучайтиргичлар В ва АВ синф режимларида транзисторларнинг кетма-кет ишлаши билан таъминланади.

Комплементар БТ (КБТ) ва инъекция-вольтаик транзистор (ИВТ)лар асосидаги В синфда ишлайдиган икки тактли кучайтиргич схемаси 9.12,а ва б-расмда кўрсатилган: VT1 транзистор $n-p-n$, VT2 транзистор эса - $p-n-p$ тузилишга эга. Транзисторлар эмиттер занжирига юклама $R_{\text{Ю}}$ уланган бўлиб, иккала схема кучланиш қайтаргич (эмиттер қайтаргич) режимида ишлайди.

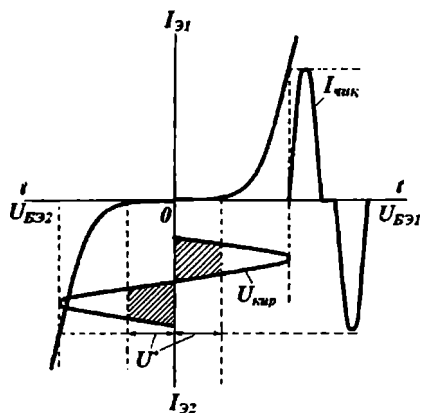
Схемада абсолют қийматлари тенг $+E_M$ ва $-E_M$ икки қутбли кучланиш манбалари ишлатилган. Сокинлик режимида Эўларда кучланиш нолга тенг бўлгани учун иккала транзистор берк бўлиб, кучланиш манбаидан энергия сарфланмайди.

Киришга $U_{\text{КИР}}$ нинг мусбат ярим даври берилганда VT1 транзистор очилади ва юклама орқали $I_{\text{Э1}}$ ток оқиб ўтади. Манфий ярим даврда VT2 транзистор очилади ва $I_{\text{Э2}}$ ток юкламадан қарши йўналишда оқиб ўтади. Қувват кучайтирилиши фақат ток кучайтирилиши ҳисобига амалга ошиб, эмиттер ва база тоқлари 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 бошлангич соҳасининг ночизиклиги сабабдир. Кучайтиргич узатиш характеристикасидаги чиқиш сигнали шаклини кўриб чиқамиз (9.13-расм). Кўришиб турибдики, сигналнинг штрихланган соҳалари кучайтирилмайди, яъни сигнал шакли бузилади. Бундай бузилишлар, айниқса, кириш сигнали амплитудаси U^* кучланишга яқин ($U_{\text{КИР}} \leq 0,7 \text{ В}$), яъни транзисторлар амалда берк бўлганда сезиларли бўлади.



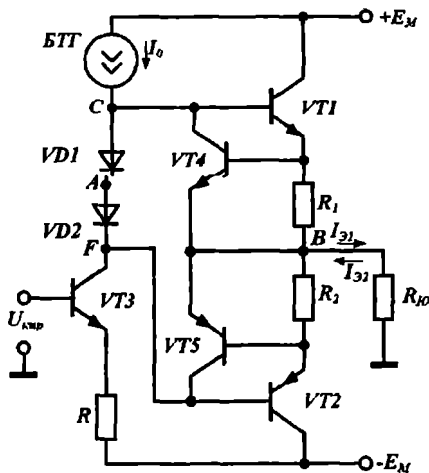
9.12-расм. В синфида ишлайдиган икки тактли кучайтиргич схемалари: БТ (а) ва ИВТли (б).



9.13-расм. Узатиш характеристикасида кучайтиргич чиқиш сигналининг шакли.

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

ЧКнинг АВ синфида ишлагани таъминлаш учун қўлланиладиган анъанавий схемалардан бири 9.14-расмда келтирилган. Транзисторлар базалари орасига алоҳида силжитувчи кучланиш бериллади. Бундан ташқари, транзисторлар ўта юкланишдан, масалан, юклама электроди тасодифан кучланиш манбаининг электродига уланишидан ҳимояланган.



9.14-расм. АВ синф режимда ишлайдиган ЧК схемаси.

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 коэффициентини оширади. R қаршилик қиймати шундай танланадики, А нуқта потенциали, сокинлик режимида нолга тенг бўлсин. VD1 ва VD2 диодлар VT1 ва VT2 транзисторлар параметрлари бир хил бўлгани учун В нуқта 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.

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 потенциалининг пасайиши VT1ни 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

$$\Delta I_{K3} = \Delta I_{B2} \quad . \quad (9.12)$$

VT2 транзистор эмиттер токи ортиши юкламада $I_{Э2}$ йўналишда ток пайдо бўлишига олиб келади. VT1 транзистор берк бўлгани учун

$$I_{K0} = \Delta I_{Э2} \quad (9.13)$$

Транзистор токлари орасидаги муносабатларни эътиборга олган ҳолда, (9.12) ва (9.13) асосида:

$$I_{K0} = \beta_3(\beta_2 + 1)\Delta I_{B3}$$

тенг бўлади. Бу ерда, β_3 , β_2 – мос транзисторлар база тоқларини 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 чиқиш токи $I_{Э}$ 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 куйидагича амалга ошади: Нормал иш режимда 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.

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

9.3. Операцион кучайтиргичларнинг тузилиши

Биринчи авлодга мансуб уч каскадли ОК функционал схемаси 9.15-расмда келтирилган. У кириш, мувофиқлаштирувчи ва чиқиш кучайтириш каскадларидан ташкил топган.



9.15-расм. Уч каскадли ОК функционал схемаси.

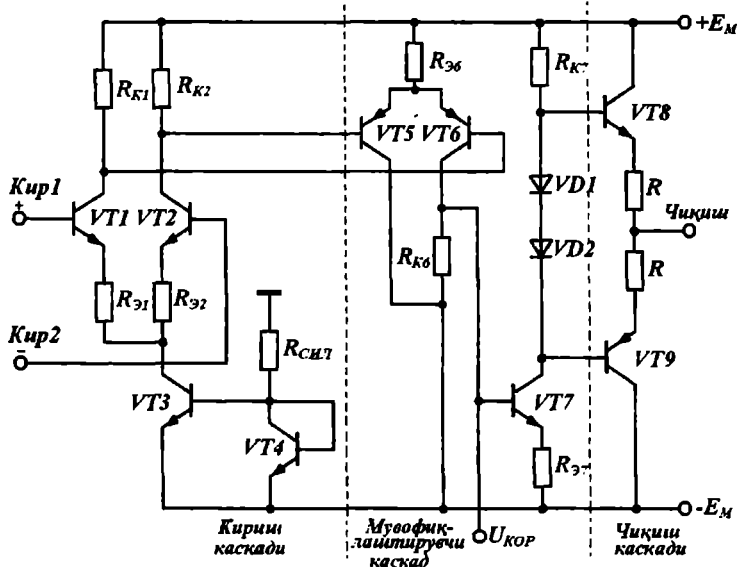
ОКларда кириш каскади сифатида дифференциал кучайтиригич (ДК) қўлланилади. Маълумки, ДК чиқишдаги нол дрейфини максимал камайтиришга, юқори кучайтириш коэффициентига, максимал юқори кириш қаршилигига ва синфаз ташкил этувчиларни максимал сўндиришга имкон беради. Мувофиқлаштирувчи каскад талаб қилинган кучайтиришни таъминлайди ва ДК чиқишидаги ўзгармас кучланиш сатҳи силжишини чиқиш каскади учун

талаб этилган қийматгача камайтиради. Мувофиқлаштирувчи каскад дифференциал ёки бир тактли кучайтиргич бўлиши мумкин. Чиқиш каскадлари ОКнинг кичик чиқиш қаршилигини ва лозим бўлган чиқиш қувватини таъминлаши керак. Чиқиш босқичлари сифатида, одатда, АВ синфга мансуб комплементар транзисторлар асосида ҳосил қилинган икки тактли кучайтиргич схемалари қўлланилади.

Уч каскадли ОКнинг соддалаштирилган принципиал схемаси 9.16-расмда келтирилган. Схепада қуйидаги электродлар кўрсатилган: инверсламайдига кириш $Kup1$, инверслайдиган кириш $Kup2$, чиқиш, икки кутбלי кучланиш манбаига улаш учун хизмат қилувчи электродлар $-E_M$ ва $+E_M$, схемага коррекцияловчи кучланиш манбаи уланган электрод $U_{КОР}$.

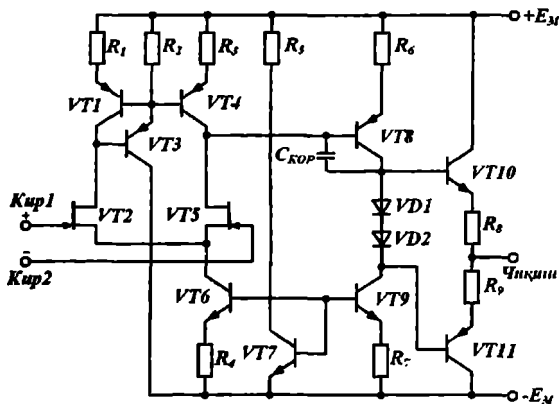
Кириш каскади VT1 ва VT2 транзисторларда тузилган класик ДК схемаси бўлиб, юклама сифатида R_{K1} ва R_{K2} резисторлар қўлланилган. Уларнинг эмиттер тоқлари ўзгармаслигини VT3 ва VT4 транзисторларда қурилган БТГ таъминлайди. Кучайтиргичда сочилаётган қувватни камайтириш мақсадида, БТГнинг $R_{СИЛ}$ силжитиш резистори ОКнинг битта кучланиш манбаидан ($-E_M$) таъминланади. $R_{Э1}$ ва $R_{Э2}$ резисторлар юклама токи бўйича маҳаллий кетма-кет манфий ТАни ташкил этадилар ва ДКнинг кириш қаршилигини оширадилар.

Мувофиқлаштирувчи каскад $p-n-p$ турдаги VT5 ва VT6 транзисторлар асосидаги ДКда ҳосил қилинган. Қарама-қарши ўтказувчанликка эга бўлган $p-n-p$ турдаги транзисторларнинг қўлланилиши чиқиш каскади кучланишни деярли нолгача силжитиш имконини беради. Биринчи каскад чиқишида кириш сигналининг синфаз ташкил этувчиси деярли мавжуд бўлмаганлиги сабабли, иккинчи каскадда уни сўндириш талаб қилинмайди. Шунинг учун VT5 ва VT6 транзисторларнинг эмиттер занжирларида БТГ қўлланилмайди. Бу ҳолат иккинчи каскад тоқларини миллиампер даражага кўтариш ва кучайтириш коэффицентини яна 30 марта ва ундан юқори қийматга ошириш имконини беради. Иккинчи каскад носимметрик чиқишга эга. Бунинг натижасида VT5 транзистор коллектор занжирида резистор қўлланилмайди.



9.16-расм. Уч каскадли ОК принципиал схемаси.

Иккинчи авлодга мансуб К544УД1 турли икки каскадли ОКнинг содалаштирилган схемаси 9.17-расмда келтирилган бўлиб, унда мувофиқлаштирувчи каскад қўлланилмаган. Шу сабабли кучайтириш коэффициенти қийматини юкори олиш учун кириш ДКда резисторли юклама дифференциал юкламага алмаштирилган. Бундай схемотехник ечимга, ИСнинг умумий асосда бир хил характеристикаларга эга бўлган эгизак $n - p - n$ ва $p - n - p$ БТларни яшаш технологияси ўзлаштирилгандан сўнг эришилди. Бундан ташқари, ДКларда БТ ўрнига $n -$ каналли $VT2$ ва $VT5$ МТлар ҳам қўлланилган. Улар кучайтириш ва частота хусусиятлари БТларга нисбатан паст бўлишига қарамасдан, кириш тоқларини кескин камайтириш ва кириш қаршилиги ортишини таъминлайдилар. $VT1$, $VT3$ ва $VT4$ транзисторларда ҳосил қилинган БТТ динамик юклама ҳисобланади. ДКнинг кириш тоқи $VT6$ ва $VT7$ транзисторлар асосидаги ток генератори ёрдамида барқарорлаштирилган.



9.17-расм. К544УД1 турли икки каскадли ОК принципиал схемаси.

Чиқиш каскади икки босқичдан иборат. Биринчи босқич УЭ уланган VT8 транзистор асосида ҳосил қилинган бўлиб, унга юк-лама токи бўйича кетма-кет манфий ТА занжири киритилган. Иккинчи босқич VT10 ва VT11 комплементар транзисторларда ҳосил қилинган АВ синфига мансуб икки тактли қувват кучайтиргичдан иборат. Юқори частоталарда ҳар бир каскад фазани силжитади. Маълум частоталарда манфий ТАли ОКларда натижавий фаза силжиши 360° га тенг бўлиб, кучайтиргич турғунлигини йўқотади. Турғунликни ошириш учун VT8 транзистор коллектор ўтишини шунтловчи ички ёки ташқи $C_{КОР}$ конденсатор уланади.

Ҳозирги кунда ОКларнинг турли сериялари икки ва уч каскадли схемалар асосида ишлаб чиқарилмоқда.

9.4. Операцион кучайтиргич асосий параметрлари ва характеристикалари

ОКларда ДК кириш каскади ҳисобланади. Шунинг учун ОКлар ДКлар параметрлари билан характерланади. Бу параметрлар 8-бобда тўлиқ кўриб чиқилган. Уларга: кучайтириш коэффициенти K_U , синфаз ҳалакитларни сўндириш коэффициенти $K_{СФС\dot{U}H}$, силжитиш кучланиши $U_{СИЛ}$ ва унинг температурага сезgirлиги ε_U , ўртача кириш токи $I_{КИР.ЎРТ}$, силжитиш токлари $\Delta I_{КИР}$ киради. Бундан ташқари, манба кучланиши E_M , истеъмол токи $I_{ИСТ}$ ва қуввати $P_{ИСТ}$, максимал кириш ва чиқиш кучланишлари, максимал чиқиш токи ва бошқалар кўрсатилади.

Кириш ва чиқиш қаршиликлари ҳар доим ҳам асосий параметрлар таркибига киритилмайди, уларни кириш ва чиқиш тоқлари қийматларидан аниқлаш мумкин.

ОК тезкорлиги чиқиш кучланишининг ўсиш тезлиги $\mathcal{D}_{U_{\text{чик}}}$ ёки бирлик кучайтириш частотаси f_1 билан характерланади. Бу ерда f_1 кучланиш бўйича кучайтириш коэффициентлари бирга тенг бўладиган частота қиймати ($K_U(f_1) = 1$).

9.1-жадвалда турли авлодга мансуб ОК турларининг баъзи параметрлари келтирилган.

9.1 - жавдал

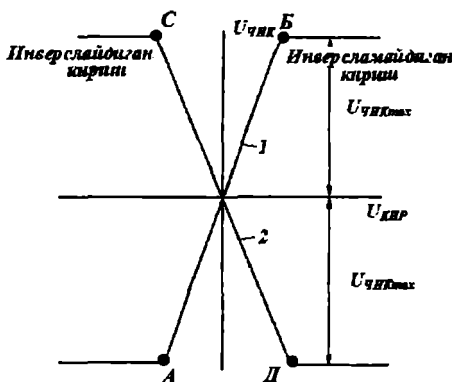
ОК параметрлари

ОК авлодлари	K_U , минг	$I_{\text{КИР}}$, нА	f_1 , МГц	$\mathcal{D}_{U_{\text{чик}}}$, В/мкс	$U_{\text{СИЛ}}$, мВ	$\Delta U_{\text{СИЛ}}/\Delta T$, мкВ/°С
1- (К140УД1)	8	7000	8	0,4	7	20
2- (К140УД7)	45	220	0,8	0,3	4,5	50
3- (К140УД6)	60	33	1	2,5	5	20
4- (К153УД5 ва К154УД21)	125 1000	100 1,1	0,3 1,0	0,005 1,5	2 0,07	10 0,0005

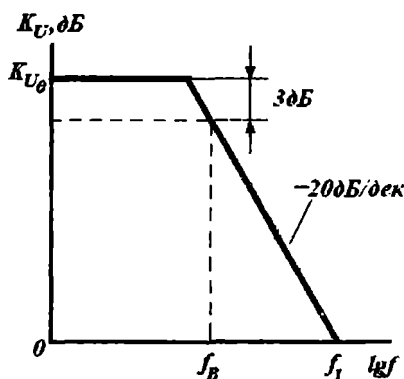
ОКнинг асосий характеристикаларидан бири бўлиб унинг амплитуда характеристикаси (АХ) ҳисобланади. У берилган частотада чиқиш кучланишининг кириш кучланишига боғлиқлиги $U_{\text{ЧИК}} = f(U_{\text{КИР}})$ ни ифодалайди (9.18-расм). Инверсламайдиган киришга сигнал берилса, АХ1 - эгри чизик кўринишига, инверслайдиган киришга берилса, 2 - эгри чизик кўринишига эга бўлади. $U_{\text{КИР}} = 0$ бўлганда идеал ОК АХси координата бошидан ўтади. Амалиётда ОК киришларига силжитиш кучланиши $U_{\text{СИЛ}}$ берилади. АХ қия (АБ ва СД) ва горизонтал соҳаларга эга. Характеристиканинг қия соҳалари ишчи соҳалар бўлиб, унинг оғиш бурчаги K_U қиймати билан белгиланади. $U_{\text{КИР}} \geq (U_{\text{ЧИК,max}} / K_U) + U_{\text{СИЛ}}$ бўлганда чиқиш кучланиши ўзгаришсиз қолади. $U_{\text{ЧИК,max}}$ қиймати доим кучланиш манбаи E_M қийматидан кичик бўлади. АХ чизикли соҳалари кенглиги кириш каскади динамик диапазоли билан аниқланади ва $\pm \varphi_T$ дан ошмайди.

ОКнинг частота хоссалари унинг амплитуда-частота характеристикасида акс эттирилади. Бу характеристикани куришда K_{UD}

дБларда ифодаланади, частота эса логарифм масштабида горизонтал ўқ бўйлаб ўрнатилади (9.19-расм).



9.18-расм. ОКнинг амплитуда характерикаси.



9.19-расм. Битта кучайтириш каскадига эга бўлган ОК ЛАЧХси.

Кучайтириш коэффиценти K_U кзриш сигнали частотасига боғлиқ. Маълумотномаларда келтириладиган ОК кучайтириш коэффицентлари киришга $\Delta f = f_{Ю} - f_{П}$ ораликда ётадиган ўртача частотадаги синусоидал тебранишлар берилганда хақиқийдир. Паст $f_{П}$ ва юқори $f_{В}$ чегаравий частоталарда кучайтириш маълум даражагача камаяди. Агар бу даражалар алоҳида айтиб ўтилмаган бўлса, у ҳолда одатда $f_{П}$ ва $f_{Ю}$ қийматларида кучайтириш $\sqrt{2}$ мартага (3 дБ га) камаяди деб ҳисобланади.

алоҳида кўрилади. Бу ерда, $\psi(\omega)$ – занжирдан ўтаётган сигнал частотаси ω нинг фаза ўзгариши.

RC – занжирдан оқиб ўтаётган токнинг комплекс амплитудаси, кучланишнинг комплекс амплитудаси билан $\dot{i} = \dot{U}_1 / \dot{Z}$ муносабат ёрдамида боғланган. Бу ерда \dot{Z} катталиги занжир қаршилиги маъносига эга. RC – занжир учун $\dot{Z} = R - (1/j\omega C)$ бўлиб, бу ерда, $-(1/j\omega C)$ – конденсаторнинг комплекс қаршилиги. Бундан сизимдаги (занжир чиқишида) кучланишнинг комплекс амплитудаси

$$\dot{U}_c = \dot{U}_2 = \frac{\dot{i}}{j\omega C} = \frac{\dot{U}_1}{1 + j\omega RC}$$

Демак, $\dot{K}(\omega) = \frac{1}{1 + j\omega RC}$.

Бундан занжирнинг АЧХси (модули):

$$K(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}} = \frac{1}{(1 + \omega RC)^2} \quad (9.14)$$

ва фаза характеристикаси тенгласи:

$$\psi = -\arctg \omega RC \quad (9.15)$$

Охирги тенглик $\psi = \pi/2$ бўлгандагина ҳақиқийдир. RC – занжир киришига гармоник ЭЮК уланса ток (кучланиш) қиймати $\tau = RC$ вақт доимийси билан экспоненциал қонунга биноан камаяди.

Кучайтириш коэффициенти унинг паст частотадаги қийматига нисбатан $\sqrt{2}$ марта (3 дБ)га камаядиган вақт доимийсини τ_B деб белгилаймиз. $\tau_B = 1/\omega_B = 1/2\pi f_B$ эканлигини инобатга олган ҳолда, (9.14) ифодани

$$K_u = \frac{1}{\sqrt{1 + (f/f_B)^2}}$$

кўринишда қайта ёзамиз.

Частота f_B **кучайтириш коэффициентининг чегаравий частотаси** деб аталади.

Натижада, $f > f_B$ частоталар оралиғида ОКнинг кучланиш бўйича кучайтириш коэффициенти модулининг частотага боғлиқлигини:

$$K_u = \frac{K_{u0}}{\sqrt{1 + (f/f_B)^2}} \quad (9.16)$$

кўринишда ёзамиз. Бу ерда, K_{u0} $f < f_B$ бўлгандаги кучайтириш коэффициенти.

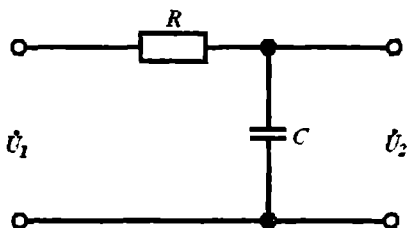
K_u ва f қийматлари катта бўлган ҳолларда, K_u нинг децибелларда ифодаланган логарифмик бирлигидан фойдаланилади

ОК частота хусусиятларини аниқлаш учун унинг кучайтириш коэффициентини комплекс катталиқ кўринишида ифодаланади

$$\dot{K}(j\omega) = K(\omega)e^{j\varphi(\omega)}$$

Бу ерда, модуль $K(\omega)$ кучайтиргич чиқиш сигнали амплитудасини кириш сигнали амплитудасига нисбатини, аргумент $\varphi(\omega)$ эса, кучайтиргич чиқишидаги тебранишлар фазасини киришдаги тебранишлар фазасига нисбатан силжишини ифодалайди. $K(\omega)$ -нинг частотага боғлиқлиги **амплитуда - частота характеристикаси** (АЧХ), $\varphi(\omega)$ аргументнинг частотага боғлиқлиги эса, **фаза - частота характеристикаси** (ФЧХ) деб аталади. Ток ва кучланиш учун комплекс катталиқни киритилиши барча ҳисобларни жуда соддалаштиради.

Частота хусусиятларини таҳлил қилишда ОКнинг барча кучайтириш каскадлари унинг эквивалент RC – занжири билан алмаштирилади (9.20-расм). Эквивалент занжирлар деб, киришларига бир хил ЭЮК таъсир эттирилганда чиқишларида бир хил кучланишлар ҳосил бўладиган занжирларга айтилади.



9.20-расм. ОКнинг эквивалент схемаси.

Агар киришга комплекс амплитудаси $\dot{U}_1 = U_1 e^{j\omega t}$ бўлган гармоник ЭЮК таъсир эттирилса, у ҳолда, чиқишда комплекс амплитудаси $\dot{U}_2 = U_2 e^{j\omega t}$ бўлган кучланиш юзага келади. Умумий ҳолда $U_1 \neq U_2$ ва $\varphi_1 \neq \varphi_2$ ($\varphi = \omega t$).

Кучайтиришнинг комплекс коэффициентини деб

$$\dot{K}(j\omega) = \dot{U}_2 / \dot{U}_1$$

катталиқ айтилади.

Амалиётда занжирнинг частота характеристикаси

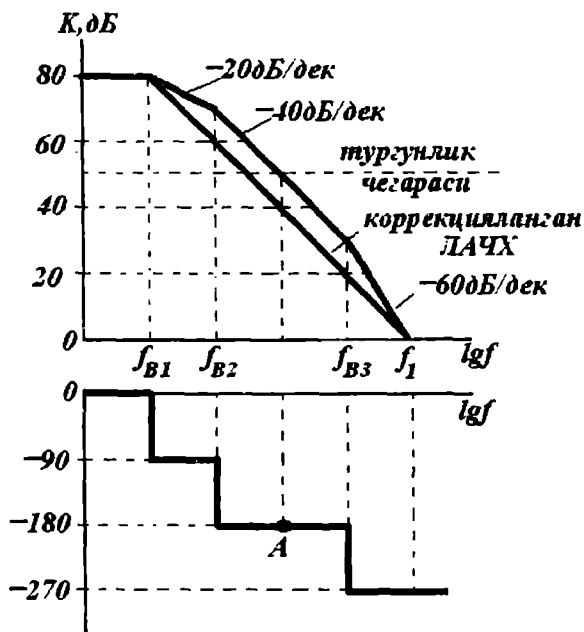
$$K(\omega) = U_2 / U_1$$

ва унинг фаза характеристикаси

$$\psi(\omega) = \varphi_2 - \varphi_1$$

доимий τ_{B1} лари ҳам турлича бўлади. f_{1i} частоталар ҳам турлича бўлади.

Бу усул ёрдамида уч каскадли ОК учун тузилган ЛАЧХ ва ФЧХ 9.21-расмда келтирилган.



9.21-расм. Уч каскадли ОК ЛАЧХ ва ФЧХси.

$f < f_{B1}$ частоталар учун кучайтириш коэффициенти ўзгармас. Кейинчалик у 20 дБ/дек тезлик билан камаяди. $f_{B2} - f_{B3}$ ораликда пайсаиш тезлиги икки мартага ортади (40 дБ/дек). Кейин эса 60 дБ/дек га етади.

$f > f_{B1}$ частоталарда ҳар бир каскад 90° га яқин фаза силжиши киритади ва шу сабабли кучайтиргич ФЧХси f_{B1} , f_{B2} ва f_{B3} частоталарда фазанинг кескин ортишига эга бўлган зинасимон синик чизик билан аппроксимацияланади.

Агар ОКга манфий ТА киритилган бўлса, баъзи частоталарда натижавий фаза силжиши 360° га тенг бўлиши мумкин. Агар кучайтириш коэффициентининг ТА коэффициентиغا кўпайтмаси бирдан катта бўлса, схема тургунлигини йўқотади. Бу эса, манфий ТА мус-

Шу сабабли ОК АЧХсини куришда K_U дБ да, частота эса логарифм масштабда горизонтал ўқда ифодаланеди. Бундан ташқари, логарифм масштаб частота характеристикаларини график ифодалашда қулай, чунки уларни *қўйиши* имконини беради. Бу характеристика логарифм АЧХ (ЛАЧХ) деб аталади.

Кучайтириш коэффициенти (9.16)ни логарифмлаб, *битта* кучайтириш каскадига эга бўлган ОК учун ЛАЧХ ифодасини оламиз:

$$K_U(\partial B) = 20 \lg K_{U0} - 20 \lg \sqrt{1 + (f / f_B)^2} \quad (9.17)$$

ЛАЧХ 9.20-расмда келтирилган.

$f < f_B$ частота қийматларида ЛАЧХ частота ўқига параллель бўлган тўғри чизикдан иборат бўлади. Частота ортиши билан кучайтириш коэффициенти (9.17)нинг ўнг томонидаги иккинчи ташкил этувчи ҳисобига K_U камаё бошлайди. Маълум яқинлашишларда, $f > f_B$ частотада K_U 20 дБ/декада тезликда пасайиши амалга ошади деб ҳисоблаш мумкин. Бунда частотанинг 10 мартага ортиши, K_U ни 20 дБ га камайишига олиб келади. Ҳақиқатдан ҳам, $f \gg f_B$ шартида (9.17)нинг илдиз ости ифодасини соддалаштириш мумкин. Бунда

$$K_U(\partial B) = 20 \lg K_{U0} - 20 \lg(f / f_B)$$

ҳосил бўлади.

Шундай қилиб, ($f > f_B$) юқори частоталар соҳасида ЛАЧХ частоталар ўқига 20 дБ/декада оғиш тўғри чизиғи кўринишида ифодаланеди. ЛАЧХнинг частоталар билан кесишиш нуктаси, кучланиш бўйича кучайтириш коэффициенти бирга тенг бўлган f_i частотага мос келади ($K_U(f_i) = 1$). K_U нинг пасайиши дБ/октава ларда ифодаланеди. Частотанинг 2 марта ўзгариши октава - дейилади. Характеристиканинг бундай пасайиши содда паст частота филтрлари ва коррекцияланган ОКлар учун хосдир.

Кўп каскадли кучайтиргичларда бундай характеристикалар ҳар бир каскад характеристикаларини алгебраик қўшиш йўли билан ҳосил қилиниши мумкин. Унда кўп каскадли кучайтиргичнинг ҳар бир ЛАЧХси $n \cdot 20$ дБ/декада оғишга эга бўлган тўғри чизиклар билан ифодаланеди. Бу ерда биринчи каскад учун $n=1$, иккинчи каскад учун $n=2$ ва х.к. Турли каскадларда транзисторлар хоссалари ва маҳаллий манфий ТА чуқуриги турлича бўлганлиги сабабли, вақт

12. Нима сабабдан ОКлар частота коррекциясиз ишлай олмайдилар?
13. ОК силжитиш кучланиши параметри маъносини тушунтиринг.
14. ОКнинг ўртача кириш токи ва кириш токлари фарқи каби параметрларининг физик маъносини тушунтиринг. Улар қандай кириш кучланишларида ўлчанадилар?
15. Чикши кучланиши ўсиш тезлиги параметри физик маъносини тушунтиринг. ОК АЧХсидан уни аниқлаш мумкинми?

бат ТАга айланади ва кучайтиргич кучайтириш режимидан генерация режимига ўтади дегани.

9.21-расмда ФЧХнинг $\psi = -180^\circ$ га мос келувчи А нуқта, $K = 50\text{дБ}$ даражадаги турғунлик чегарасини белгилайди. А нуқтада манфий ТАли ОК турғун бўлади ва частота коррекцияси бажарилиши керак. Фаза силжиши 180° дан кичик бўлгандагина кучайтиргич ге-нерацияланишга турғун бўлади.

Турғун иш жараёнини таъминлаш мақсадида ОКларга қўшимча ички ёки ташқи коррекция занжири киритилади. У ўз навбатида $K(f) > 1$ бўлган барча частота диапазолида 20 дБ/дек га тенг бўлган ЛАЧХ оғишини шакллантиради. Бундай коррекция кучайтиргич ўтказиш полосасини торайтиради. Икки каскадли кучайтиргич ЛАЧХсини коррекциялаш учун унинг схемасига битта коррекцияловчи конденсатор $C_{КОР}$ киритилади (9.21-расмга қара). Уч каскадли ОК ни коррекциялаш учун ташқи RC – занжирлари қўлланилади. Бунинг учун ОК схемаларида қўшимча электродлар кўзда тутилади.

Назорат саволлари

1. ОК деб нимага айтилади?
2. ОКнинг асосий функционал қисмлари нималардан иборат?
3. Реал ДК қандай параметрлар билан характерланади? Кириш сигналнинг синфаз ва парафаз ташкил этувчилари нима?
4. Эмиттер қайтаргичлар қандай мақсадларда қўлланилади? Уларнинг кириш ва чиқиш қаришиликлари нисбатлари қандай?
5. Кўп каскадли кучайтиргичларда сатҳни силжитиш қурилмалари қандай амалга оширилади?
6. Кучайтириш ЧК схемалари, уларнинг ишлаш принциплари, режимлари ва асосий характеристикалари ҳақида маълумот беринг.
7. БТ ва МТли БТТ иш принциплари ва характеристикалари ҳақида маълумот беринг.
8. Идеал ОКга таъриф беринг.
9. ОК уланishi схемаларини келтиринг.
10. «Идеал» ОК параметрларига қандай талаблар қўйилади?
11. ОК асосий параметрлари ва характеристикаларини айтиб беринг.

б) силжитиш кучланиши $U_{СИЛ}$ нолга тенг, яъни иккала киришларда кучланишлар тенг бўлса, чиқишдаги кучланиш ҳам нолга тенг бўлади (реал ОКларда $U_{СИЛ} = 5 \text{ мкВ} - 50 \text{ мВ}$ гача);

в) чиқиш токлари нолга тенг (реал ОКларда нА улушларидан бирлик мкА гача);

г) чиқиш қаршилиги нолга тенг (реал кам қувватли ОКларда ўнлаб Омдан бирлик кОмларгача);

д) синфаз сигналларни кучайтириш коэффиценти нолга тенг;

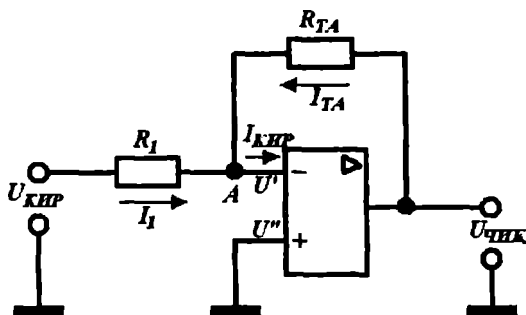
е) ОК киришлари потенциаллари доим бир-бирига тенг. Унинг киришдаги сигналлар фарқи $U_2 = U_1 - U_1 \rightarrow 0$ бўлган, яъни ОК киришдаги сигнал $U' = U''$ қийматларига боғлиқ эмаслиги а) хоссасидан келиб чиқади. U_2 катталик виртуал нол (*virtue* – инг. ҳақиқий) деб аталади.

ОК идеал деб олинган фаразлардан келиб чиққан ҳолда, қуйида келтириладиган формулалар ва уларнинг исботлари амалиётда тасдиқланган.

10.2. Операцион кучайтиргичларга инерциясиз резистив (чизикли) тескари алоқа занжирларининг уланиши

Инверслайдиган кучайтиргич. ДК ОКнинг кириш каскади бўлганлиги сабабли, бутун ОК нол бўйича юқори барқарорликка эга, лекин унинг кучайтириш коэффиценти температурага боғлиқ. Бу камчилик манфий ТА қўллаш ёрдамида бартараф қилинади.

Юқори барқарорликка эга бўлган инверслайдиган кучайтиргичнинг схемаси 10.1-расмда келтирилган.



10.1-расм. Юқори барқарорликка эга бўлган инверслайдиган кучайтиргич.

X БОБ

ОПЕРАЦИОН КУЧАЙТИРГИЧЛАР АСОСИДАГИ АНАЛОГ СИГНАЛЛАР ЎЗГАРТГИЧЛАРИ

10.1. Умумий маълумотлар

Амалда сигналларни кучайтириш учун ОКларни бевосита қўллаб бўлмайди. Бунинг биринчи сабаби – динамик диапазоннинг кичиклигида (8-бобга қаранг); иккинчи сабаби эса, ОКнинг кучайтириш коэффициентлари ҳар ОК намунасидадан кейингисига ўтганда кенг ораликда ўзгаради ва шу билан бирга ишлаш шароитига, айниқса, температурага кучли равишда боғлиқ. ОКларга ташқи ТА занжирлари киритиш йўли билан бу сабабларнинг таъсири йўқотилади. Инверслайдиган киришнинг қўлланилиши кириш ва чиқиш орасида манфий ТАни, инверсламайдиган киришнинг қўлланилиши эса, мусбат ТАни амалга оширишга имкон беради. ТА тури ва тuzилмасини ўзгартириб, ОКга турли функционал қурилмалар хоссаларини бериш мумкин: кучланиш ёки ток бўйича барқарорлиги юқори кучайтиргич, турли шаклдаги тебранишлар генератори, интегратор, дифференциатор, жамлаш қурилмаси, солиштириш қурилмаси, триггер ва бошқалар. Оддий ҳолда ТА занжири резисторда бажарилган кучланиш бўлгични ҳосил қилади. Бу вақтда ОКли схема чизикли ўзгартгич сифатида ишлайди. Агар ТА занжирида турли RC – занжирлар қўлланилса, актив филтрлар ёки математик ўзгартишлар бажарадиган қурилмалар ҳосил бўлади. Ва ниҳоят, ОК ТА занжирига диод ва транзисторларнинг киритилиши сигналларни ночизикли ўзгартиш имконини беради. Ҳозирги кунда ОКларнинг юзлаб схема турлари мавжуд. ОКнинг бу функционал универсаллиги, аналог интеграл схемотехниканинг асосий негиз қурилмаси бўлишига олиб келди.

ОК схемалари иш принципини тушуниш ва таҳлилини аниқлаштириш мақсадида *идеал ОК* тушунчаси киритилади. Улар қуйидаги хоссаларга эга:

а) чексиз катта кучланиш бўйича кучайтириш коэффициентини $K_{\omega} = \infty$ (реал ОКларда 1 мингдан 100 млн. гача);

$$K_U = \frac{U_{\text{шк}}}{U_{\text{кпр}}} = -\frac{R_{TA}}{R_1} \quad (10.2)$$

R_1 ва R_{TA} ларнинг аввалги қийматларида қурилманинг кучайтириш коэффициентини $K_U = -100$.

Бундан жуда муҳим хулоса келиб чиқади, яъни ОК идеал деб фараз қилинган аниқ ва тақрибий ифодаларда юзага келадиган хатоликлар жуда кичик. Демак, ОКнинг унча катта бўлмаган хусусий кучайтириш коэффициентларида ҳам тақрибий ифода етарли даражада аниқ ҳисобларни берар экан.

Кучайтиргичнинг кириш қаршилиги R_1 резистор қаршилигига тенг ва одатда, катта эмас. Схеманинг афзаллиги – манфий ТАСиз ОКга нисбатан чиқиш қаршилигининг анча кичиклигидир.

$F > 10$ бўлгандаги инверслайдиган кучайтиргич чиқиш қаршилиги қуйидаги ифода ёрдамида аниқланади:

$$R_{\text{шк.та}} = \frac{R_{\text{шк}}}{F} = \frac{R_{\text{шк}} \cdot K_U}{K_{U0}} \quad (10.3)$$

(10.2) ифодадан, қурилманинг кучайтириш коэффициенти аниқ барқарор ва фақат ТА қаршилиги R_{TA} қийматини қўшимча қаршилиқ R_1 қийматига нисбати билан аниқланиши келиб чиқади. Аммо бу натижа ОК кучайтириш коэффициенти кескин камайиб кетиши эвазига содир бўлади ($R_{TA} / R_1 \ll K_U$). Қаршилиқлар нисбати кучайтириш масштабини беради. Шу сабабли бу кучайтиргич *инверслайдиган масштабловчи кучайтиргич* номини олган.

Кучайтириш коэффициентларини барқарорлаш билан бирга, манфий ТА кучайтиргич динамик диапазонини ҳам бир неча минг мартага кенгайтиради. Масалан, К140УД7 турдаги ОКда максимал кириш сигнали мВларнинг ўн улушларидан ошмайди, берилган манфий ТАда эса у ўнлаб вольтни ташкил этади. Кейинги ОК асосидаги қурилмаларни ҳисоблашларда идеал ОК хоссаларидан келиб чиққан тақрибий ифодалардан фойдаланамиз.

Инверсламайдиган кучайтиргич. Инверсламайдиган кучайтиргичнинг схемаси 10.2-расмда келтирилган. Кириш сигнали ОКнинг инверсламайдиган киришга берилади, инверслайдиган киришга эса ТА сигнали берилади. Бу ТА кучланиш бўйича кетма-кет манфий ТА эканлиги кўришиб турибди.

Бу ерда R_1 ва $R_{ТА}$ резисторлар кучланиш бўйича параллел манфий ТА занжирини ҳосил қиладилар. ОКнинг А инверслайдиган киришидаги кучланишнинг оний қийматини U_A орқали белгилаймиз. Кўришиб турибдики, $U_A = -(1/K_{UO})U_{ЧИК}$, бу ерда, K_{UO} – манфий ТАСиз ОКнинг кучланиш бўйича кучайтириш коэффициенти. Кирхгоф қонунидан фойдаланиб, А тугун учун $I_1 + I_2 - I_{КНР} = 0$ деб ёзиш мумкин.

$$I_1 = \frac{U_{КНР} - U_A}{R_1} = \frac{U_{КНР} - \frac{1}{K_{UO}}U_{ЧИК}}{R_1}, \quad I_2 = \frac{U_{ЧИК} - U_A}{R_{ТА}} = \frac{\left(1 + \frac{1}{K_{UO}}\right)U_{ЧИК}}{R_{ТА}},$$

$$I_{КНР} = \frac{U_A}{R_{КНР}} = -\frac{1}{K_{UO}} \frac{U_{ЧИК}}{R_{КНР}}.$$

Бундан,

$$U_{ЧИК} = -\frac{U_{КНР}}{R_1 \left[\frac{1}{K_{UO}R_1} + \frac{1}{R_{ТА}} \left(1 + \frac{1}{K_{UO}}\right) - \frac{1}{K_{UO}R_{КНР}} \right]}. \quad (10.1)$$

Формуладаги манфий ишора, чиқишдаги сигнал фазаси киришдагига нисбатан 180° га фаркланишини (инверсланишини) билдиради.

К140УД7 турдаги ОК асосида яратилган бундай қурилманинг кучайтириш коэффициенти K_U ни ҳисоблаймиз ($K_{UO} = 45000$, $I_{КНР} = 220$ нА). $R_{ТА} = 100$ кОм, $R_1 = 1$ кОм бўлсин. Бу ОК кириш қаршилиги $R_{КНР} = U_A/I_{КНР}$. $E_M = 5$ В бўлганда чиқиш кучланиши $U_{ЧИК} \leq 5$ В. Бундан $U_A = U_{ЧИК}/K_{UO} = 0,11 \cdot 10^{-3}$ В, $R_{КНР} = 0,5 \cdot 10^3$ Ом эканлиги келиб чиқади. Бу ердан (10.1) га асосан қурилманинг кучайтириш коэффициенти

$$K_U = \frac{U_{ЧИК}}{U_{КНР}} = -100,2.$$

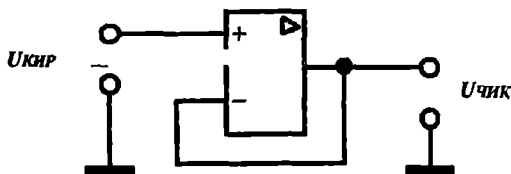
Энди идеал ОК хоссаларидан фойдаланиб қурилманинг кучайтириш коэффициентини ҳисоблаймиз. Аввалгидек, Кирхгоф қонунидан $I_1 + I_2 - I_{КНР} = 0$.

в) идеал ОК кириш токи $I_{КНР} = 0$ ва умумий шинага уланган инверсламайдиган кириш потенциали нолга тенг бўлганлиги сабабли, А нукта потенциали нолга тенг бўлган е) хоссаларига асосан:

$$I_1 = \frac{U_{КНР}}{R_1}, \quad I_2 = \frac{U_{ЧИК}}{R_{ТА}}.$$

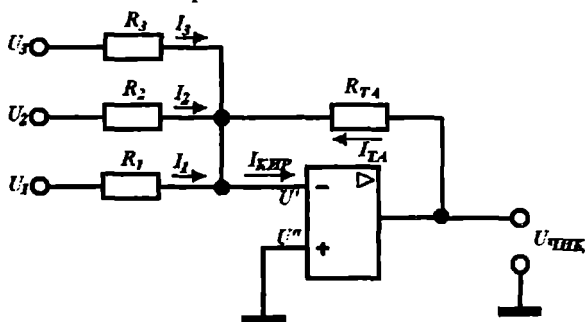
Демак,

Бундай кучайтиргич *кучланиш қайтаргичи* дейилади. Кучланиш қайтаргич схемаси 10.3-расмда келтирилган. Қайтаргичда максимал кириш ва минимал чиқиш қаршилиги таъминлади. ОК асосидаги қайтаргич, бошқа (эмиттер ва исток) қайтаргичлар, мувофиқлаштирувчи каскад сифатида қўлланилади.



10.3-расм. Кучланиш қайтаргичи схемаси.

Инверслайдиган жамловчи сумматор қурилма. Жамлаш қурилмаси бир нечта кучайтирилган кириш сигналларининг алгебраик йиғиндисига тенг бўладиган кучланишни шакллантириш учун хизмат қилади, яъни математик қўшиш амалини бажаради. Бунда кириш сигнали инверсланади. Мисол тариқасида, 10.4-расмда учта киришга эга бўлган инверслайдиган жамлаш қурилмаси схемаси келтирилган.



10.4-расм. Учта киришли инверслайдиган жамлаш қурилмаси схемаси.

ОК идеал деб ҳисоблаб ($I_{КВР}=0$, $U' = U''$), инверслайдиган кириш учун Кирхгофнинг биринчи қонунига биноан

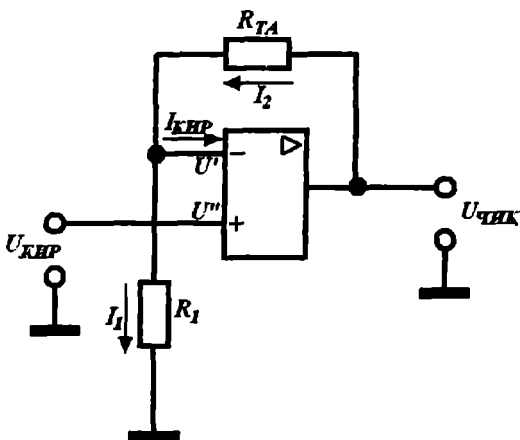
$$I_1 + I_2 + I_3 + I_{ТЛ} = 0 \quad , \quad \frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \frac{U_3}{R_3} = -\frac{U_{чик}}{R_{ТЛ}}$$

ёзиш мумкин. Бундан чиқиш кучланиши

Инверсламайдиган ОК учун кириш токи $I_{КНР} = 0$, шунинг учун инверслайдиган кириш потенциали $U' = U_{ЧНК} R_1 / (R_1 + R_{ТА})$. Бошқа томондан, идеал ОК учун киришдаги потенциаллар бир бирига тенг $U' = U''$. Демак, $U_{КНР} = U_{ЧНК} R_1 / (R_1 + R_{ТА})$, бундан инверсламайдиган кучайтиргич кучайтириш коэффициенти

$$K_U = 1 + \frac{R_{ТА}}{R_1}. \quad (10.4)$$

Етарли чуқур манфий ТА амалга оширилганда ($F > 10$ бўлганда) (10.4) ифода 4 % хатолик билан тўғри бўлади. Одатда, $R_{ТА} + R_1 = 50 \text{ кОм} \div 1 \text{ МОм}$.



10.2-расм. Инверсламайдиган кучайтиргич схемаси.

Инверсламайдиган кучайтиргичнинг кириш қаршилиги қиймати ОКнинг катта кириш қаршилиги ($1 \div 10 \text{ ГОм}$) ва чуқур манфий ТА билан белгиланади. Инверсламайдиган кучайтиргич чиқиш қаршилигини ҳисоблаш учун (10.3) формуладан фойдаланамиз.

ОКнинг инверсламайдиган уланиши, катта ички қаршиликка эга сигнал манбаини кириш қаршилиги кичик бўлган сигнални қайта ишловчи қурилма билан мувофиқлаштириш талаб этилганда қўлланилади. Бунда сигнал фазаси сақланади.

Манфий ТА чуқурлиги ортса ($R_{ТА} \rightarrow 0$, $R_1 \rightarrow \infty$), кучайтириш коэффициенти K_U камаяди ва бирга тенглашали ($K_U = 1$).

Демак,

$$\frac{U_1 - U'}{R} + \frac{U_2 - U'}{R} + \frac{U_3 - U'}{R} = 0 .$$

ОК киришлари потенциаллари бир бирига тенг деган шартдан келиб чиққан ҳолда U' кириш потенциалини аниқлаймиз, яъни

$$U' = U'' = \frac{U_{\text{ЧНК}} \cdot R_1}{R_{\text{ТЛ}} + R_1} .$$

Бундан $U_{\text{ЧНК}} = K(U_1 + U_2 + U_3)$,

бу ерда учта киришли жамловчи қурилма учун $K = \frac{1 + R_{\text{ТЛ}} / R_1}{3}$ ва

n та киришли жамловчи қурилма учун эса $K = \frac{1 + R_{\text{ТЛ}} / R_1}{n}$.

Айирувчи-кучайтиргич. Чиқишида иккита киришдаги сигналларнинг фарқига тенг кучланиш олиш имконини берувчи қурилма схемаси 10.6-расмда келтирилган.

Кирхгофнинг биринчи қонунига биноан $I_1 + I_0 = 0$, чунки идеал ОКда $I_{\text{КНП}} = 0$.

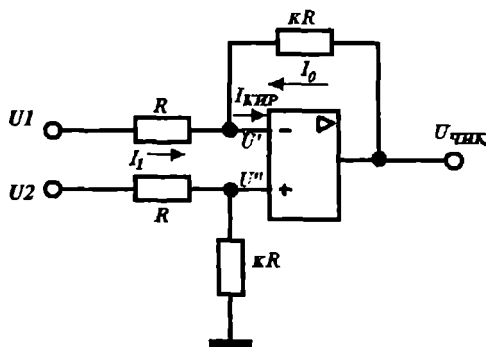
$$I_1 = \frac{U_1 - U'}{R} ; \quad I_0 = \frac{U_{\text{ЧНК}} - U'}{\kappa R} .$$

Идеал ОКда кириш потенциаллари тенг $U' = U''$. Инверсламайдиған кириш потенциаллари

$$U'' = \frac{U_2 \cdot \kappa R}{R + \kappa R} .$$

Бундан $\frac{U_1 - U''}{R} = \frac{U'' - U_{\text{ЧНК}}}{\kappa R}$ ёки $\kappa U_1 - U''(\kappa + 1) = -U_{\text{ЧНК}}$.

Демак, натижавий $U_{\text{ЧНК}} = \kappa(U_2 - U_1)$.



10.6-расм. Айирувчи-кучайтиргич схемаси.

$$U_{\text{чик}} = -\frac{R_{TA}}{R_1} U_1 - \frac{R_{TA}}{R_2} U_2 - \frac{R_{TA}}{R_3} U_3 \quad (10.5)$$

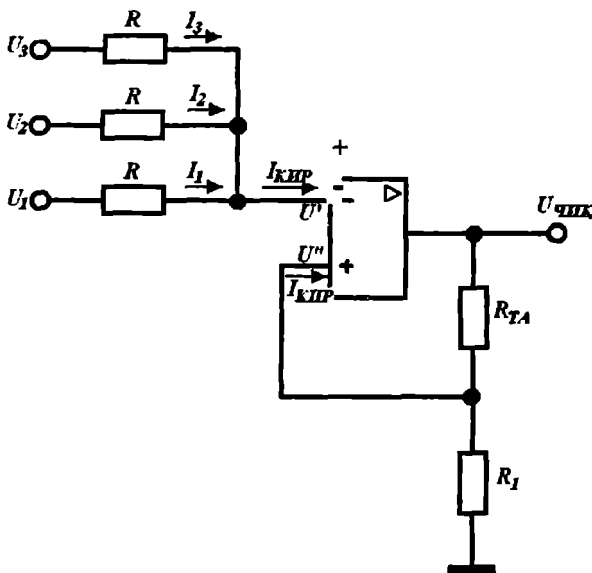
келиб чиқади, яъни чиқишдаги сигнал ўзининг масштаб коэффициентини билан олинган киришдаги сигналларнинг алгебраик йиғиндисига тенг бўлади.

$R_1=R_2=R_3=R_{TA}=R$ бўлган хусусий ҳолда

$$U_{\text{чик}} = -(U_1 + U_2 + U_3)$$

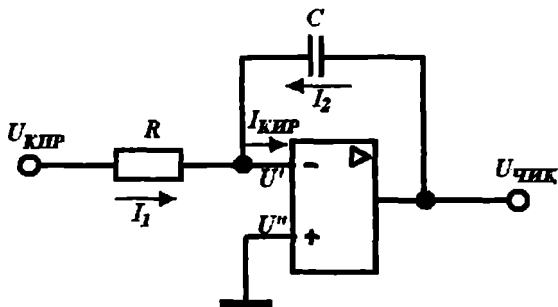
бўлади. (10.5) ифода ихтиёрый кўринишдаги исталган сонли кириш сигналлари учун ҳақиқий.

Инверсламайдиган жамловчи (сумматор) қурилма. Учта киришга эга бўлган мазкур қурилма схемаси 10.5-расмда келтирилган. Кириш сигналлари инверсламайдиган киришга, манфий ТА сигнали эса R_{TA} орқали инверслайдиган киришга берилади. Кирхгофнинг биринчи қонунига биноан $I_1 + I_2 + I_3 = 0$, чунки идеал ОК да $I_{КИР} = 0$.



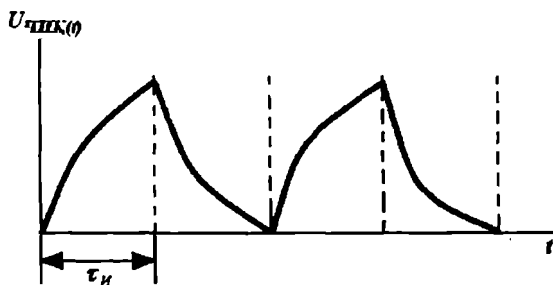
10.5-расм. Инверсламайдиган жамловчи қурилма схемаси.

вақт бўйича интеграллини $1/\tau = 1/RC$ коэффициентга кўпайтирилганига тенг.



10.10-расм. Интегралловчи қурилма схемаси.

Киришга τ_H давомийликдаги тўғри бурчакли импульслар кетма-кетлиги берилганда чиқиш кучланишининг диаграммаси 10.11-расмда келтирилган.



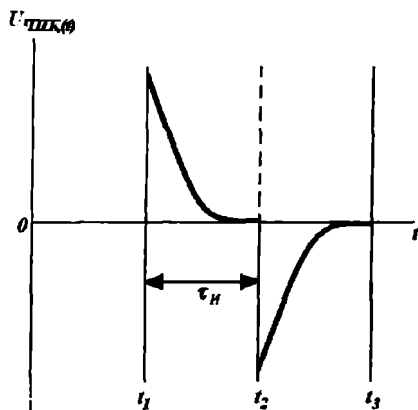
10.11-расм. Интегралловчи қурилма чиқишидаги кучланишнинг вақт диаграммаси.

Актив филтрлар. Электроникада кўп ҳолларда қурилма киришига берилаётган ахборот ва паразит сигналлар мажмудан берилган частотадаги сигнални ажратиб олиш талаб қилинади. Бу мақсадда турли частота – танлов схемалар ишлатилади ва улар **филтрлар** деб аталади.

Филтрлар ўзларидан ўтказаятган тебранишлар частотаси, филтрларнинг ўтказиш **полосаси** (**шаффофлик полосаси**)ни ҳосил қилади. Ўтказиш **полосаси** филтрнинг асосий параметри ҳисобланади. Кучайтиригичлардаги каби, улар $K(f)$ узатиш коэффи-

Чиқишдаги импульслар давомийлиги $\tau_H \approx (3 \div 4)\tau = (3 \div 4)R_{TA} \cdot C$ каби аниқланади.

Умумий ҳолда чиқишдаги кучланиш шакли τ_H ва τ нисбатига боғлиқ бўлади. t_1 вақт momentiда R_{TA} резисторга кириш кучланиши қўйилган, чунки конденсатордаги кучланиш кескин ўзгара олмайди. Сўнгра конденсатордаги кучланиш экспоненциал қонун бўйича ортади, резистордаги кучланиш эса, яъни чиқиш кучланиши экспоненциал қонунга биноан пасаяди ва конденсатор зарядланиши тугаганда, t_2 вақт momenti нолга тенг бўлади. Кириш кучланиши нолга тенг бўлганда, конденсатор резистор орқали разрядлана бошлайди. Шундай қилиб, тескари ишорали импульс шаклланади.



10.9-расм. Дифференциалловчи қурилма чиқишидаги кучланишнинг вақт диаграммаси.

Интегралловчи қурилма. ОК асосидаги содда интегралловчи қурилма схемаси 10.10-расмда келтирилган. Ушбу схема инверслайдиган кучайтиргич ҳисобланади, унинг ТА занжирига конденсатор C уланган.

Аввалгидек $I_{КНР} = 0$, $U' = U'' = 0$. $I_1 + I_2 = 0$.

$I_2 = dQ / dt = C(dU_{\text{чнк}} / dt)$; $I_1 = U_{\text{КНР}}(t) / R$.

$C \frac{dU_{\text{чнк}}}{dt} = -\frac{U_{\text{КНР}}}{R}$. Бундан $U_{\text{чнк}} = -\frac{1}{RC} \int_0^t U_{\text{КНР}} dt$.

Шундай қилиб, ОК кирувчи сигнал фазасини чиқишда π бурчакка ўзгартиради, чиқиш кучланиши эса кириш кучланишининг

Генератор ишлаб чиқарётган импульсларни пассив ва актив бўлиши мумкин бўлган тўрт кутблилар ёрдамида ўзгартириш мумкин. Турли тўрт кутблилардан фойдаланиб дифференциаллаш, интеграллаш, импульсларни қисқартириш, амплитуда ҳамда ишорани ўзгартириш каби ва бошқа ўзгартиришларни амалга ошириш мумкин. Дифференциаллаш ва интеграллаш амаллари мос равишда дифференциалловчи ва интералловчи занжирлар ёрдамида бажарилади.

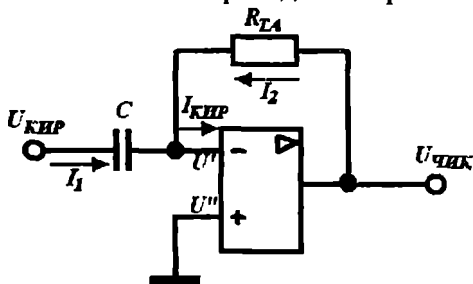
Пассив интегралловчи ва дифференциалловчи занжирлар қуйидаги камчиликларга эга: иккала математик амал маълум хатоликлар билан амалга оширилади. Уларни коррекциялаш учун чиқиш сигнали амплитудасини кучли равишда пасайтирувчи, коррекцияловчи занжирлар киритиш зарур.

ОК асосидаги актив дифференциалловчи ва интегралловчи қурилмалар бу камчиликлардан холи. Уларни ўрганишга ўтамиз.

Дифференциалловчи қурилма. ОК асосида бажарилган содда дифференциатор схемаси 10.8-расмда келтирилган. Схема ТА занжирга RC элемент киритилган инверслайдиган кучайтиргич ҳисобланади. Кирхгофнинг биринчи қонунига биноан $I_1 + I_2 = 0$. $U' = U'' = 0$ бўлганлиги сабабли, конденсатор зарядининг оний қиймати $Q(t) = CU_{КНР}$, ток эса $I_1 = dQ/dt = C(dU_{КНР}/dt)$. Ўз навбатида, ток $I_2 = U_{ЧНК}(t)/R_{ТА}$.

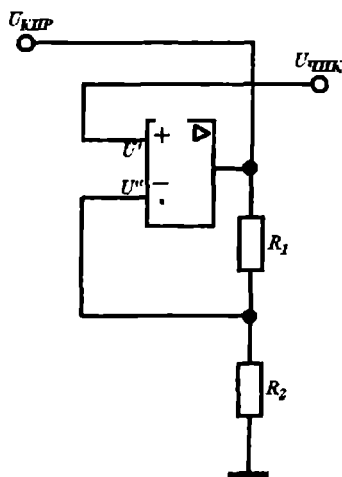
$$\text{Бундан } C \frac{dU_{КНР}}{dt} + \frac{U_{ЧНК}}{R_{ТА}} = 0 \text{ ёки } U_{ЧНК}(t) = -R_{ТА}C \frac{dU_{КНР}}{dt} .$$

Шундай қилиб, мазкур қурилма кириш сигналени дифференциаллаш – уни вақт доимийси $\tau = R_{ТА}C$ га тенг бўлган пропорционаллик коэффициентига кўпайтириш амалини бажаради. Киришга тўғри бурчак шаклдаги импульс берилганда чиқишда ҳосил бўладиган кучланиш шакли 10.9-расмда келтирилган.



10.8-расм. Дифференциалловчи қурилма схемаси.

Прецизион аттенюатор. Аттенюатор (сўндиргич) кучланишни талаб қилинган марта сусайтириш учун хизмат қилади. Асосан юқори частота ўлчов аппаратларида, масалан, стандарт сигналлар генераторлари ва компараторларда қўлланилади. Прецизион (ўта аниқ) аттенюатор схемаси 10.7-расмда келтирилган.



10.7-расм. Прецизион аттенюатор.

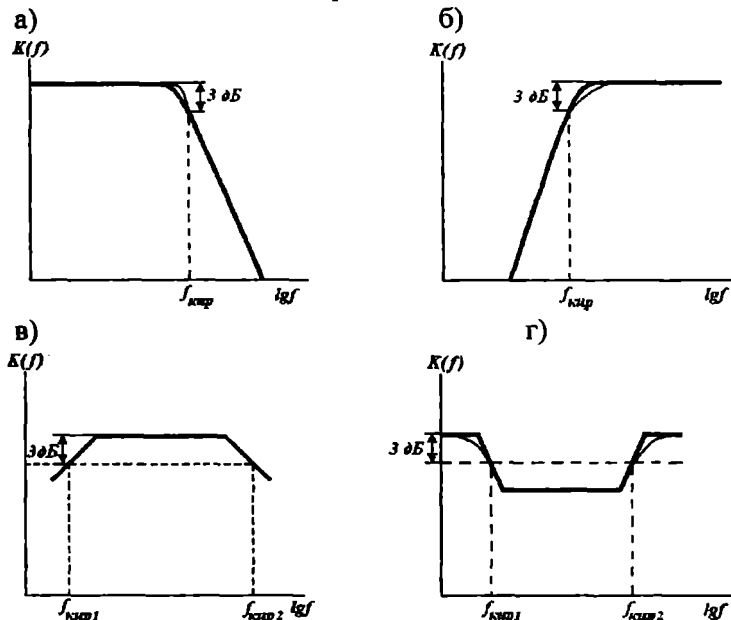
Идеал ОКда $U' = U''$. Шунинг учун

$$U_{KHP} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = U_{ЧНК} \quad \text{ёки} \quad U_{ЧНК} = U_{KHP} \frac{1}{1 + R_1 / R_2} .$$

10.3. Операцион кучайтиргичларга инерцияли тесқаря алоқа занжирларининг уланиши

Импульс қурилмаларда генератор маълум давомийлик ва амплитудага эга тўғри тўртбурчак шаклдаги импульслар ишлаб чиқаради. Бу импульслар рақамларни акс эттириш ва ҳисоблаш қурилмаларида, ахборотларни қайта ишлаш ва бошқа қурилмалар элементларини бошқариш учун мўлжалланган. Аммо элементлар тўғри ишлаши учун умумий ҳолда тўғри бурчак шаклдан фарқ қилувчи шаклдаги, маълум давомийлик ва амплитудага эга бўлган импульслар талаб қилинади.

Бундан ташқари, пассив филтрлар катта масса ва ўлчамларга эга, айниқса, паст частотали соҳаларда ишлаганда.



10.12-расм. Паст частота (а), юқори частота (б), полоса (в) ва режекторли (г) филтрлар ЛАЧХлари.

Актив филтрлар ёки **танловчи кучайтиргичлар** ҳам пассив (асосан резисторлар ва конденсаторлар), ҳам актив (одатда ОКлар) элементлардан ташкил топади. Актив филтрлар пассив филтрлардан фарқли равишда, фойдали сигнални кучайтирадилар, кичик масса ва ҳажмга эгадирлар, интеграл технология усуллари асосида ясалади, каскадлар уланишларида ҳам созланиши қулай. Актив филтрлар камчиликларга ҳам эга: манбадан энергия истеъмол қилади ва ўнлаб МГцдан юқори частоталарда (ОКнинг f_l чегаравий частотаси билан аниқланадиган) ишлатиб бўлмайди.

Инверслайдиган ОК асосидаги иккинчи даражали актив RC - паст частота филтри принципиал схемаси 10.13-а расмда тасвирланган. Киришга синусоидал сигнал берилганда филтрнинг узатиш коэффициентини аниқлаймиз. Схеманинг барча элементлари чизиқли бўлгани, ток ва кучланишлар синусоида бўйича ўзгаргани

циентини $\sqrt{2}$ марта (3 дБ га) пасайиш даражаси билан аниқланади. Фильтр сўндираётган тебранишлар частотаси *шаффофмаслик полосасини* ташкил этади. Ўтказиш полосасини шаффоф эмаслик полосасидан ажратувчи частота, *чегаравий частота* ёки f_{KEC} *кесии частотаси* деб аталади.

Частоталар полосасида ўтказиш полосасининг жойлашишига қараб филтрлар куйидаги турларга ажратилади:

- *паст частота филтрлари* – холдан f_{KEC} гача бўлган ораликдаги тебранишларни ўтказиши ва юқори частотали тебранишларни сўндиради;

- *юқори частота филтрлари* – f_{KEC} дан юқори бўлган тебранишлар частотасини ўтказиши ва ундан паст тебранишларни сўндиради;

- *полоса филтрлари* – f_1 дан f_2 гача бўлган ораликдаги тебранишлар частотасини ўтказиши ва бу полосадан ташқаридаги тебранишларни сўндиради;

- *режекторли (чегараловчи) филтрлар* – f_1 дан f_2 гача бўлган тор ораликдаги тебранишлар частотасини ўтказмайди.

Санаб ўтилган филтрларнинг ЛАЧХлари 10.12-расмда келтирилган.

Ихтиёрий филтр асосини электрон қурилма пасив қисмини ташкил этувчи RC – ёки LC – занжирлар, яъни пасив филтрлар ташкил этади. Айнан пасив филтр бутун спектрдан берилган частотадаги сигналларни ажратиб олади, электрон қурилманинг бошқа қисмлари эса бу сигнални кучайтириш ёки генерациялаш бўйича аналог амални бажаради.

Паст частотали содда филтр (ПЧФ) бир босқичли RC – занжирдан ташкил топади (9.6-расм). Демак, филтр ЛАЧХси кучайтириш коэффициенти K_U ни узатиш коэффициенти $K(f)$ га алмаштирилган кучайтиргич каскади ЛАЧХсига ўхшайди (9.7-расм). Бир босқичли RC – занжири биринчи даражали филтр деб аталади. У 20 дБ/дек тезликдаги ЛАЧХ пасайиши билан ифодаланadi. Бундан юқори пасайиш тезлигига эга бўлган филтр ҳосил қилиш учун бир неча RC – занжирлар кетма-кет уланади. Икки босқичли филтрда (иккинчи даражали филтр) ЛАЧХ пасайиш тезлиги 40 дБ/дек, уч босқичли филтрда (учинчи даражали филтр) эса, 60 дБ/дек. Ҳар бир филтр даражасига битта конденсатор тўғри келади. Аммо кўп босқичли пасив филтрларда сигналлар йўқотилиши кўп бўлганлиги туфайли уларнинг қўлланилиши чекланган.

$$\frac{\dot{U}_1 - \dot{U}'_1}{R_2} = \dot{U}'_1 j\omega C_2 \text{ эканлигини ҳисобга олган ҳолда, схеманинг}$$

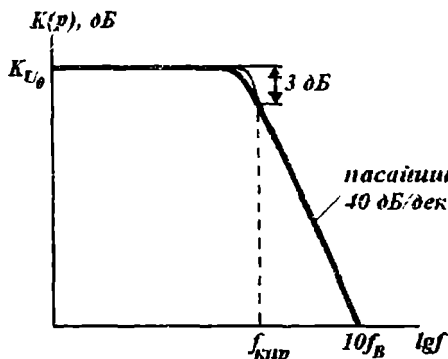
узатиш коэффициенти

$$K(p) = \frac{\dot{U}_{\text{чик}}}{U_{\text{кыр}}} = \frac{1}{p^2 + p \frac{C_2(R_1 + R_2)}{R_1 R_2 C_1 C_2} + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (10.6)$$

бўлади. Бу ерда, $p = j\omega$. Филтрнинг даражаси мазкур ифодадаги максимал p даражаси билан аниқланади. Бундай филтрларни тузишда одатда, $C_1 = C_2 = C$, $R_1 = R_2 = R$ танланади. У ҳолда, (10.6) ифода куйидагича ёзилади

$$K(p) = \frac{1}{(1 + p\tau)^2},$$

бу ерда, $\tau = RC$. Ушбу курилмада τ қийматини ўзгартириб, унинг ўтказиш полосаси кенглигини ўзгартириш мумкин. Бунда ўтказиш полосасида узатиш коэффициенти ўзгармас ва K_{U0} га тенг бўлади (10.14-расм), чунки сиғимлар қаршилиги катта ва улар ПЧФ ишига таъсир кўрсатмайдилар.

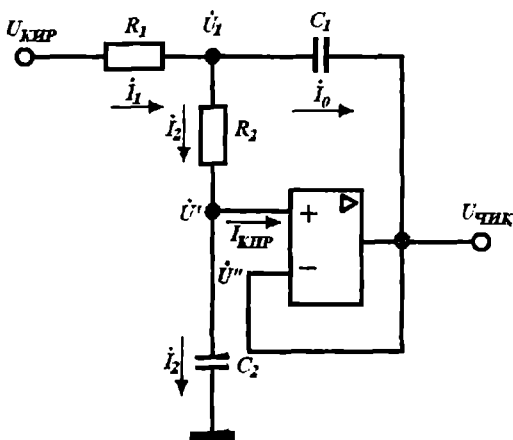


10.14-расм. Иккинчи даражали ПЧФ ЛАЧХси.

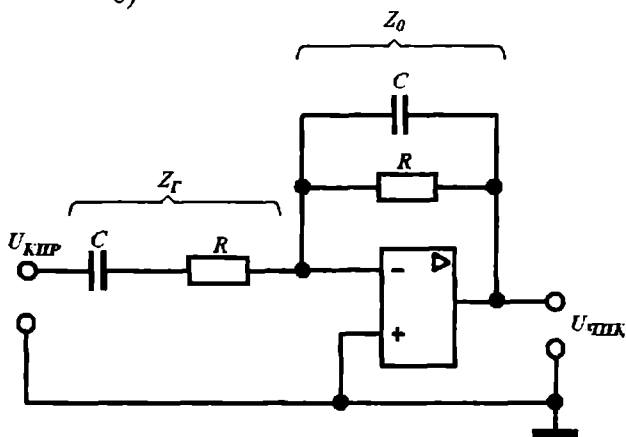
Филтрнинг ўтказиш полосаси $\Delta f = 0 \div f_B$ бўлиб, $f_B = 1/2\pi RC$. Частота f_B кесиш частотаси $f_{\text{КЕС}}$ деб аталади. Частота қиймати f_B дан катта бўлганда кириш сигналнинг бир қисми кичик сиғимли C_1 конденсатор қаршилиги билан шунтланади. Жуда катта частоталарда ($f \geq 10 f_B$) сигналлар минимал сиғимли C_2 конденсатор қаршилиги билан буткул шунтланиб ОК чикшига ўтмайдилар.

сабабли, барча ток ва кучланишларни комплекс сон кўринишида ифодалаймиз.

а)



б)



10.13-расм. Актив RC (а) ва полоса фильтри (б) схемаси.

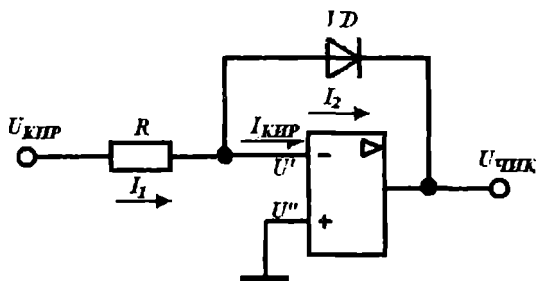
ОКни идеал деб ҳисоблаб ($I_{кнр} = 0$, $\dot{U}' = \dot{U}''$), Кирхгофнинг биринчи конунига биноан инверслайдиган кириш учун $i_1 = i_2 + i_0$ ҳосил қиламиз. Бу ерда

$$i_1 = \frac{U_{кнр} - \dot{U}_1}{R_1}, \quad i_2 = \frac{\dot{U}_1 - \dot{U}'}{R_2}, \quad i_0 = (\dot{U}_1 - \dot{U}_{чик})j\omega C_1.$$

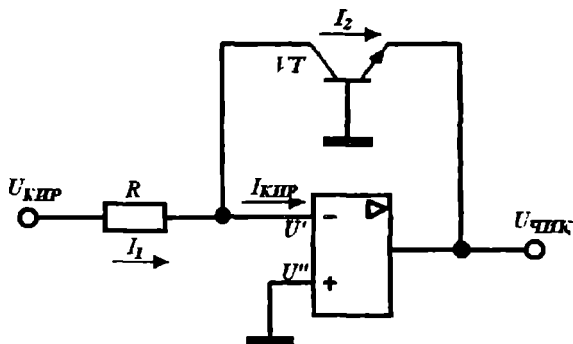
бу ерда, $\varphi_T = kT/q$, U – диоддаги кучланиш. Бу схема учун $U = U_{\text{ЧПК}}$ эканлиги равшан. Бундан

$$U_{\text{ЧПК}} = -\varphi_T [\ln(U_{\text{КНР}}/R) - \ln I_0] = -\varphi_T \ln[U_{\text{КНР}} R I_0],$$

а)



б)



10.15-расм. Диодли (а) ва БТли (б) логарифмик кучайтиргич схемаси.

Юқоридаги схема каби, 10.15-б расмдаги схема учун ҳам

$$I_1 = U_{\text{КНР}} / R, \quad I_2 = I_K = I_{30} [\exp(U_{\text{БЗ}} / \varphi_T) - 1] \approx I_{30} \exp(U_{\text{БЗ}} / \varphi_T).$$

Бундан
$$U_{\text{ЧПК}} = -\varphi_T \ln[U_{\text{КНР}} / (R I_{30})].$$

Келтирилган схемалар учун максимал чикиш кучланиши 0,6 В дан ошмайди. Логарифмик кучайтиргичлар чикишида фақат бир

Актив полоса филътрининг содда схемаси 10.13б-расмда келтирилган. Кириш занжири комплекс қаршилиги (импеданси)ни Z_r , ТА занжири импедансини эса Z_0 орқали ифодалаймиз. Натижада, 10.1-расмда келтирилган инверслайдиган кучайтиргичга ўхшаш полоса филътри схемасига эга бўламиз. Аммо кириш занжири ҳам, кетма-кет манфий ТА занжири ҳам частотага боғлиқ. У ҳолда (10.2га асосан филътрининг комплекс кучайтириш коэффициентини)

$$K_U = -\frac{Z_0}{Z_r} = -\frac{R}{(1 + j\omega\tau)R(1 + \frac{1}{j\omega\tau})}$$

га тенг бўлади. Бундан узатиш коэффициентини

$$K(p) = -\frac{p\tau}{(1 + p\tau)^2}$$

эканлиги келиб чиқади, бу ерда, $\tau = RC$.

Полоса филътри ЛАЧХси 10.12в-расмда келтирилган. Кесиш частотаси $f_{KES} = 1/2\pi RC$ бўлганда ТА коэффициентини $\alpha = 0$, кесиш частотасидан фарқли частоталарда эса $\alpha \approx 1$. $K_{UTA} = K_U / (1 + \alpha K_U)$ нисбатдан келиб чиқади-ки, $\alpha = 1$ бўлганда актив филътр учун $K_U \approx 1$. Кесиш частотасига яқинлашган сари сигнал узатиш коэффициентини камайтирилади, бу эса манфий ТАни сусайишига олиб келади, яъни α , натижада, филътр K_U си ортади. Кесиш частотаси f_{KES} да манфий ТА мавжуд бўлмайди ва $K(f) = K_{UO}$. Полосали ўтказувчи филътрда фақат манфий ТА қўлланилади, бу эса унинг ишини барқарорлайди. Катта кучайтириш коэффициентини ҳисобига у *частота-танловчи кучайтиргич* деб аталади.

10.4. Операцион кучайтиргичларга инерциясиз ночизиқли занжирларнинг улавиши

Логарифмик кучайтиргич. Бундай кучайтиргичда чиқиш кучланиши кириш кучланиши логарифмга пропорционал бўлади.

Логарифмик характеристика ҳосил қилиш учун ОК манфий ТА занжирига диод ёки УБ схемадаги БТ уланади. Диодли ва БТли логарифмик кучайтиргич схемалари мос равишда 10.15,а ва б-расмларда кўрсатилган.

Аввалгидек, ОКнинг идеаллик хоссаларидан $I_{KHP} = 0$ ва $U' = U'' = 0$ келиб чиқади. Шу сабабли $I_1 = I_2$. 10.15-а расмдаги схема учун

$$I_1 = U_{KHP} / R, \quad I_2 = I_0 [\exp(U / \varphi_T) - 1] \approx I_0 [\exp(U / \varphi_T)]$$

Логарифмик ва антилогарифмик кучайтиргичлар кўпайтириш ва бўлиш математик амалларини бажариш учун қўлланиладилар.

Ҳақиқатган, сонларни кўпайтириш учун уларнинг логарифмларини қўшиш етарлидир. Учта сонни кўпайтириш учун, уларнинг ҳар бирини аввал ўзининг логарифмик кучайтиргичи киришига бериш, сўнгра учта киришли жамловчи қурилма киришига узатиш лозим (10.14-расм).

Кучланиш компаратори. *Компаратор* икки ва ундан ортиқ сигналларни ўзаро, ёки бир кириш сигналини бирор берилган эталон кучланиш сатҳи билан солиштириш амалини бажаради

Берилган кириш сигналларини нолга тенг бўлган эталон кучланиш сатҳи билан солиштирадиган компаратор схемаси 10.17-расмда кўрсатилган. Бунинг учун ОК инверслайдиган кириши потенциали нолга тенг бўлган умумий шина билан туташтирилади. Шу сабабли бундай қурилма *нол детектори* ёки *нол – индикатори* деб аталади.

Кучайтиргичнинг инверслайдиган киришига амплитудаси $|U_m| > |U_{\text{ЧНК. max}}| / K_{U0}$ бўлган $U_{\text{КИР}} = U_m \sin \omega t$ ўзгарувчан кучланиш берилган бўлсин (катта сигнал режими).

Компаратор ишини ифодаловчи вақт диаграммалари 10.17,б ва в-расмларда кўрсатилган. Диаграммалардан кўриниб турибдики, кириш кучланиши $|U_m \sin \omega t| < |U_{\text{ЧНК. max}}| / K_{U0}$ шартга жавоб берса, чиқиш кучланиши кириш кучланишига пропорционал бўлади, яъни $|U_{\text{ЧНК}}| = K_{U0} |U_{\text{КИР}}|$. Кириш кучланиши $|U_{\text{ЧНК. max}}| / K_{U0}$ қийматидан ошса, компаратор чиқиш сигнали ўзгаришсиз қолади ва $|U_{\text{ЧНК}}| = |U_{\text{ЧНК. max}}|$.

Шундай қилиб, мусбат кириш кучланишида чиқиш сигнали стандарт ва $-U_{\text{ЧНК. max}}$ га тенг, манфий кириш кучланишида эса, яна стандарт ва $+U_{\text{ЧНК. max}}$ га тенг бўлади деган хулосага келамиз.

Кириш сигнали аналог, чиқиш сигнали эса, рақамли бўлгани учун ($-U_{\text{ЧНК. max}}$ - манتيкий 0, $+U_{\text{ЧНК. max}}$ - мантикий 1), компаратор аналог ва рақамли қурилмалар орасидаги алоқа элементи ролини бажаради, яъни содда *аналог-рақамли ўзгартиргич* ҳисобланади.

Кириш сигнали шакли ихтиёрий бўлиши мумкин. Аммо $|U_{\text{КИР}}| < |U_{\text{ЧНК. max}}| / K_{U0}$ (кичик сигнал режими) бўлганда, ишлашнинг ихтиёрий вақт momentiда чиқиш сигнали кириш сигналига пропорционал бўлади, яъни $|U_{\text{ЧНК}}| = |K_{U0} U_{\text{КИР}}|$. Бу ерда $U_{\text{ЧНК. max}}$ ва K_{U0} аниқ ОКнинг паспорт маълумотномларида келтирилган параметрлари.

қутбли кучланиш шаклланади. Мусбат кириш кучланишида чиқишда манфий кучланиш шаклланади. Чиқишда мусбат кучланиш олиш учун 10.15а-расмдаги схемага тескари йўналишда диод улаш ва кириш кучланиши қутбини ўзгартириш керак. 10.15б-расмда $p - n - p$ - турли транзистор қўллаш усули билан шундай натижага эришиш мумкин.

Антилогарифмик (экспоненциал) кучайтиргич. Антилогарифмик кучайтиргич ҳосил қилиш учун юқорида кўриб ўтилган схемаларда диод (транзистор) билан резистор ўрнини алмаштириш керак (10.16а ва б-расмлар).

10.15а ва б-расмлардаги схемалар каби, 10.16а-расмдаги схема учун

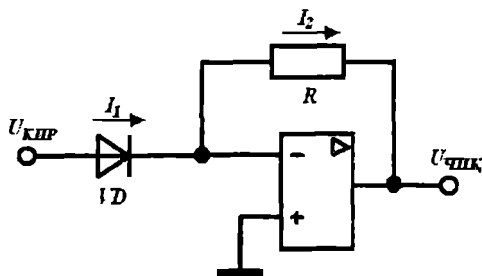
$$U_{\text{ЧИК}} = -RI_0 \exp(U_{\text{КНР}} / \varphi_T) ,$$

ва 10.16б-расмдаги схема учун эса

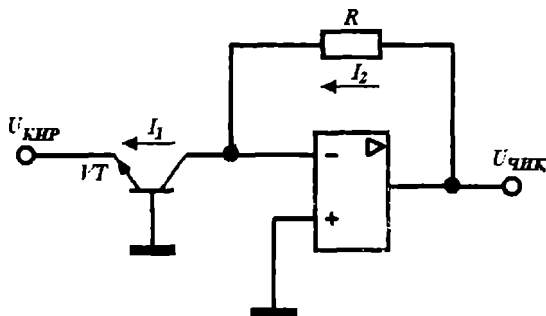
$$U_{\text{ЧИК}} = -RI_{30} \exp(U_{\text{КНР}} / \varphi_T) .$$

деб ёзиш мумкин.

а)



б)



10.16-расм. Антилогарифмик кучайтиргичлар.

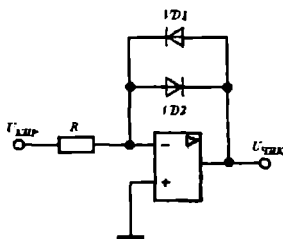
Уни чиқиш кучланиши $U_{\text{ЧИК.мак}}$ ни кучайтириш коэффициенти K_{U0} га бўлиб, осон баҳолаш мумкин

$$\Delta = U_{\text{ЧИК.мак}} / K_{U0}$$

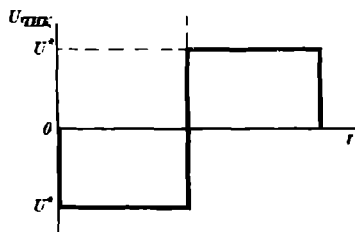
Масалан, $U_{\text{ЧИК.мак}} = 10 \text{ В}$, $K_{U0} = 10^5$ бўлса, у ҳолда, $\Delta = 10^{-4} \text{ В}$. Бу кириш кучланиши эталон кучланишидан атиги 10^{-4} В га оғанда чиқиш кучланиши $\pm U_{\text{ЧИК.мак}}$ сатҳларда қайд қилинишини билдиради (мазкур ҳолатда нолдан).

Чиқишда кичик стандарт кучланишлар $|U_{\text{ЧИК.мак}}|$ олиш талаб қилинган ҳолатларда, 10.18а-расмда кўрсатилган компаратор схема-си ишлатилади. Мусбат кириш кучланишида чиқишда манфий кучланиш пайдо бўлади. Бунда VD2 диод очилади. Маълумки, очик диоддаги кучланиш $-U^*$ га тенг, деярли ўзгармас катталиқ. Демак, чиқишдаги кучланиш $U_{\text{КИР}}$ га боғлиқ бўлмаган равишда U^* га тенг. Кремнийли диодлар учун $U^* = 0,7 \text{ В}$ эканини эслатиб ўтамиз. Манфий кириш кучланишида VD1 диод очилади, чиқиш кучланиши эса $+U^*$ га тенг бўлади ва у ҳам $U_{\text{КИР}}$ га боғлиқ бўлмайди. Ушбу компараторнинг вақт диаграммалари 10.18б-расмда кўрсатилган. Компаратор сезгирлигига келсак, у ҳам $K_{U0} = 10^5$ қийматларда кескин ортади ва $\Delta \approx 7 \text{ мкВ}$ ни ташкил этади.

а)



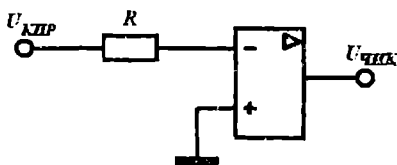
б)



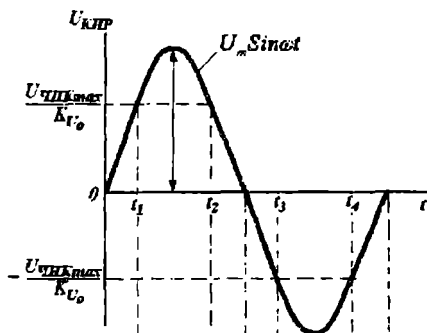
10.18-расм. Компаратор схемаси (а) ва унинг вақт диаграммаси (б).

Катта сигнал режимда, кириш сигнали қиймати $|U_{\text{ЧИК.макс}} / K_{\text{УО}}|$ бўлган вақт интервалларида компаратор чиқиш сигнали ўзгаришсиз қолади ва $|U_{\text{ЧИК}}| = |U_{\text{ЧИК.макс}}|$ бўлади.

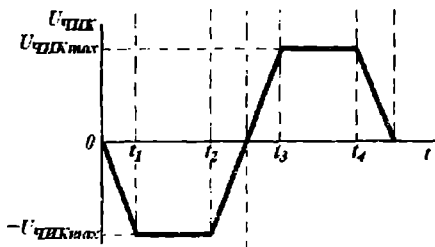
а)



б)



в)



10.17-расм. Нол детектори схемаси (а) ва унинг вақт дигараммалари (б, в).

Чиқиш кучланиши $\pm U_{\text{ЧИК.макс}}$ даражаларда қайд қилинадиган $U_{\text{КНР}} = \frac{|U_{\text{ЧИК.макс}}|}{K_{\text{УО}}}$ катталиғи **компаратор сезгирлиги** Δ деб аталади.

ишораси мусбат ва стандарт $+U_{\text{чик. макс}}$ қийматига тенг бўлади. $U_{\text{КИР1}} < U_{\text{КИР2}}$ бўлган вақт ораллиқларида ОК қайта уланади ва унинг чиқишида $-U_{\text{чик. макс}}$ стандарт кучланиш ўрнатилади.

Юқорида кўриб ўтилган стандарт ОК асосидаги компараторлар кириш сигналлари секин ўзгарувчи, *юқори аниқликдаги* солиштирувчи схемаларида ишлатилади. Гап шундаки, катта амплитудали кучланишларни солиштириш режимида ОК транзисторлари тўйиниш режимига ўтадилар. Тўйиниш режими базада ноасосий заряд ташувчиларнинг тўпланишига олиб келади. Бу зарядларни базадан чиқариб юбориш учун маълум вақт талаб қилинади, бу эса компараторларнинг тезкорлигини пасайтиради.

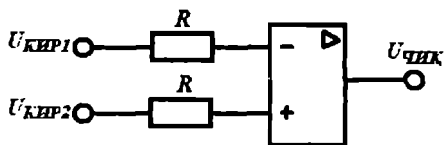
Шунинг учун рақамли техникада тезкорлиги $15 \div 200$ нс гача бўлган 521СА1-521СА4 турдаги интеграл компараторлар қўлланилади. Уларни лойиҳалашда транзисторлар тўйиниш режимига ўтмай диган махсус схемотехник ечимлар қўлланилади.

Назорат саволлари

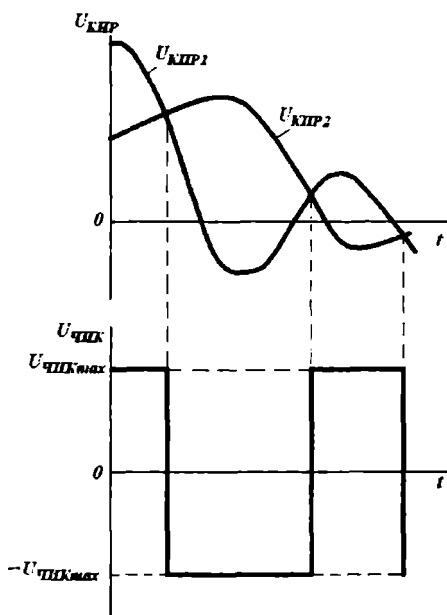
1. *Юқори барқарорликка эга бўлган инверслайдиган кучайтиргич кучайтириш коэффиценти нима билан аниқланади?*
2. *Инверсламайдиган кучайтиргич кучайтириш коэффиценти нима билан аниқланади?*
3. *Кучланиш қайтаргичда қандэй амал бажарилади?*
4. *Учта киришга эга бўлган жамлаш қурилмаси чиқиш кучланиши нимага тенг?*
5. *Айирувчининг чиқиш кучланиши нимага тенг?*
6. *Прецизион аттенюатор нима учун хизмат қилади?*
7. *Пассив интегралловчи ва дифференциалловчи занжирлар қандай камчиликларга эга?*
8. *ОК асосидаги дифференциалловчи қурилма қандай амалга оширилади?*
9. *ОК асосидаги интегралловчи қурилма қандай амалга оширилади?*
10. *Фильтрлар турларини санаб беринг.*
11. *Актив фильтрлар пассивлардан нимаси билан фарқланади?*
12. *ОК асосидаги логарифмик кучайтиргич қандай хоссаларга эга?*
13. *ОК асосидаги антилогарифмик кучайтиргич қандай хоссаларга эга?*
14. *Кучланиш компаратори қандай амални бажаради?*

Агар якка VD1 ва VD2 диодлар ўрнига кетма-кет диодлар занжири уланса, компараторнинг чиқиш кучланишлар мос равишда катта бўлади. Икки (ва ундан ортиқ) кучланишлари солиштирилганда улар турли киришларга берилади. Бундай компаратор схемаси ва унинг ишини изоҳловчи вақт диаграммалари 10.19-расмда кўрсатилган.

а)



б)



10.19-расм. Бир бўсағали икки кучланишни солиштириш схемаси (а) ва унинг вақт диаграммалари (б).

Нолга тенг бўлган моментларда, яъни, киришлар орасидаги кучланишлар $U_{КИР1} = U_{КИР2}$ бўлганда чиқиш кучланиши нолга тенг бўлади. $U_{КИР1} > U_{КИР2}$ бўлган вақт ораликларида, чиқиш кучланиши

ламчи ахборот устида иккита муҳим амал бажарилади: квантлаш ва кодлаш.

Узлуксиз сигнал $x(t)$ ни маълум нуқталардаги қийматлари билан алмаштиришга *квантлаш* дейилади. Квантлаш вақт ёки сатҳлар бўйича амалга оширилиши мумкин. Квантлаш натижасида электрон қурилмадаги аналог кўринишдаги бирламчи сигнал турли шаклдаги электр *импульслар кетма-кетлиги* кўринишида ифодаланади. Кучланиш $U(t)$ ёки ток $I(t)$ қийматларини мос равишда ўрнатилган U_0 ва I_0 қийматлардан қисқа вақтларга оғиши *электр импульс* деб аталади. Квантлаш натижасида сигнал ихтиёрий эмас, балки аниқ, *дискрет* деб аталувчи қийматларни олади.

Узлуксиз катталиқдан фарқли равишда дискрет катталиқнинг қиймати чекланган бўлиб, унда ахборотнинг маълум қисми йўқолиши мумкин. Аналог сигналларни квантлаш натижасида ҳосил бўлган электр сигналларни қабул қилиш, қайта ишлаш ва узатиш учун мўлжалланган қурилмалар – *дискрет электрон қурилмалар* (ДЭҚ) деб аталади. Шу сабабли ДЭҚларда квантланган сигналлар учун электрон калит сифатида транзисторлардан (транзисторнинг тўйиниш ёки берк режимлари) фойдаланилади. Натижада, уларда сочиловчи қувват энг кичик бўлади, иссиқлик узатилишининг кичиклиги сабабли транзисторлар қизиши камаяди. Натижада, улар параметрларининг нобарқарорлиги ҳам камаяди. Импульсларни узатишда сигналга таъсир кўрсатувчи ҳалақит юзага келиши мумкин бўлган вақт қисқа бўлганлиги сабабли, ДЭҚларнинг ҳалақитбардошлиги АЭҚларга нисбатан юқори бўлади.

Квантлаш турига қараб ДЭҚлар уч гуруҳга бўлинади: *импульсли, релейли ва рақамли*.

Импульсли электрон қурилмалар (ИЭҚ)да бирламчи сигнал вақт бўйича квантланади ва одатда ўзгармас частотадаги импульслар кетма-кетлигига ўзгартирилади. Бу жараён *импульсли модуляциялаш* деб аталади. Импульслар кетма-кетлиги тўртта параметрга эга: импульс амплитудаси, импульс узунлиги, импульс частотаси ва импульс фазаси (импульслар вақт моментлари тактига нисбатан олинади). Шу сабабли модуляциянинг тўртта тури мавжуд:

- амплитуда - импульсли модуляция (АИМ);
- кенглик - импульсли модуляция (КИМ);
- частота - импульсли модуляция (ЧИМ);
- фаза - импульсли модуляция (ФИМ).

11.1. Умумий маълумотлар

Электрон қурилмалар, жумладан, компьютерларда қайта ишланаётган маълумотлар, натижалар ва бошқа ахборотлар кўп ҳолларда электр сигналлар кўринишида ифодаланади.

Ахборот (физик катталиклар)ни икки усулда ифодалаш мумкин: аналог (узлуксиз) ва рақамли (дискрет). Биринчи усулда ифодаланаётган катталик, унга пропорционал бўлган *бир сигнал кўринишида*, иккинчи усулда эса, ҳар бири берилган катталикнинг битта рақамига мос келувчи *бир нечта сигналлар кетма-кетлиги кўринишида* ифодаланади.

Аналог кўринишдаги сигналларни қабул қилиш, ўзгартириш ва узатиш учун мўлжалланган электрон қурилмалар, *аналог электрон қурилмалар* (АЭҚ) деб аталади. Сигналнинг назарий томондан шаклланиши ва узатилиши мумкин қадар аниқлик ва тезкорлик билан амалга оширилади. АЭҚлар нисбатан содда тузилганига қарамадан, сигнални ихтиёрий функционал ўзгартиришга қодирдир.

АЭҚлар қуйидаги камчиликларга эга:

- ҳалақитбардошликнинг кичиклиги. Бунда сигналга турли шовқинлар кўшилиши ёки температура ва бошқа омиллар таъсирида қурилма параметрларининг ўзгариши натижасида сигнал бошланғич кўринишидан фарқланади;

- узоқ масофаларга узатилганда сигналнинг кучли бузилиши;
- ахборотларни узоқ муддат сақлашнинг мураккаблиги;
- ФИК қийматининг кичиклиги.

Юқоридагилардан келиб чиққан ҳолда, кичик вақт оралиқларида катта ҳажмдаги ахборотларни сақлаш ва қайта ишлаш талаб қилинганда АЭҚлардан фойдаланилади. Бунда АЭҚда ахборот дифференциал тенгламалар тизими билан ифодаланишини алоҳида таъкидлаб ўтиш жоиз.

Ҳозирги кунда ахборотларни рақамли усулларда қайта ишлаш муҳим ўрин эгалламоқда. Бунинг учун аналог кўринишдаги бир-

ИЭҚларнинг аниқлиги ва тезкорлиги АЭҚларникига нисбатан кичик ҳамда импульсли модуляторларни ишлаб чиқиш мушкул.

Релейли электрон қурилмалар (РЭҚ) бирламчи аналог сигнални зинасимон функцияга ўзгартиради. Бунда ҳар бир зинанинг баландлиги, олдиндан берилган маълум h катталikka пропорционал бўлади (11.1а-расм). РЭҚларда импульсли модуляторлар бўлмаганлиги сабабли, бундай қурилмалар ИЭҚларга нисбатан соддалиги билан ажралиб туради. РЭҚлар юқори тезкорликка эга бўлиб, асосан, ахборотни эмас, балки қувватни ўзгартиришда қўлланилади. Бундай РЭҚларда катта тоқлар кучайтиргани сабабли **куч электроникиси** деб аталади.

Рақамли электрон қурилмалар (РЭҚ)да бирламчи аналог сигнал ҳам вақт бўйича, ҳам катталиги бўйича квантланади. Квантланиш натижасида сигнал юқорида айтиб ўтилган параметрларнинг бири бўйича бир-биридан фарқ қиладиган импульслар кетма-кетлиги кўринишида ифодаланади.

Демак, ихтиёрий квантланган сигнал бир неча элементар сигналлардан тузилган шартли комбинациялар кўринишида (масалан, Морзе кодидаги нукта, тире ва пауза) ифоланиши мумкин экан. Квантланган сигналнинг бундай ифодаланиши **кодлаш** деб аталади. Кодлаш турли маълумотлар (харфлар, товушлар, ранглар, командалар ва бошқалар)ни маълум стандарт шаклда, масалан, иккилик символлари кўринишида ифодалаш имконини беради.

Реал қийматларга мос келувчи физик катталикларни – кодларни шакллантириш, ўзгартириш ва узатиш учун **рақамли қурилма** хизмат қилади. Бундан рақамли ахборотни узатиш учун аналогга нисбатан кўп вақт сарфланиши кўриниб турибди. Шунинг учун шароитлар бир хил бўлганда, рақамли усулда узатилаётган ахборотлар сони минимал бўлади. РЭҚлар қуйидаги афзалликларга эгадирлар:

- ҳалақитбардошликнинг юқорилиги;
- ахборотларни йўқотишларсиз узоқ муддат сақлаш имкони;
- ФИКнинг юқорилиги;
- негиз электрон қурилмалар сонининг камлиги;
- интеграл технология билан мослиги.

Рақамли қурилмаларда арифметик ва мантиқий амалларни маълум тартибда бажариш йўли билан ахборот ўзгартирилади.

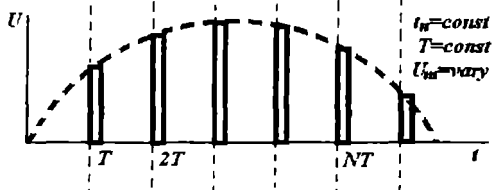
Рақамли интеграл схема (РИС) – интеграл электрон қурилма бўлиб, рақамли сигнал кўринишида берилган ахборотларни талаб

Амалиётда кўп ҳолларда АИМ, КИМ ва ФИМ комбинациялари ишлатилади. Импульсли модуляцияларнинг бу турлари ҳақидаги маълумотлар 11.1-расмда келтирилган.

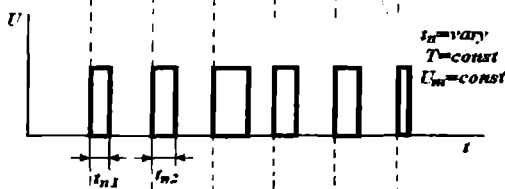
а)



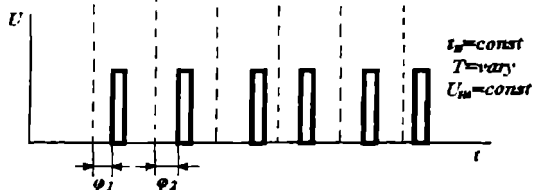
б)



в)



г)



11.1-расм. Импульсли модуляция турлари: бирламчи аналог катгалик (а); амплитуда - модуляцияланган (б); кенглик - модуляцияланган (в) ва фаза - модуляцияланган (г) импульслар кетма - кетлиги.

Катта функционал мазмунга эга бўлган, мураккаб мантикий функцияларга мос келувчи функционал элементлар АФТМ ёки универсал функциялар амалларини бажарувчи негиз мантикий элементлар асосида курилади.

Адаптив элементлар – дастурланувчи элементлар бўлиб, ҳозирги кунда микропроцессорларни ривожланиш чўққиси деб ҳисоблаш мумкин. Келажақда ташки муҳит шартлари билан аниқланадиган функцияларни бажарадиган тўлиқ адаптив элементлар ҳақида сўз юритиш мумкин.

Ахборот сақлаш схемалари (хотира элементлари) иккилик ахборотни эслаб қолиш ва вақтинча сақлашга мўлжалланган. Бу схемаларни махсус усулда тузиб, улар ёрдамида ахборотни ёзиш ва ўқиш, ўчириш ва қайта тиклаш ҳамда сақланаётган ахборотни индикация қилиш мумкин. Бундай элементлар **триггерлар** деб аталади ва улар негиз мантикий элементлар асосида ҳам амалга оширилиши мумкин.

Ёрдамчи интеграл схемалар ёки элементлар электр сигналларни кучайтириш, шакллантириш, ушлаб туриш, генерациялаш учун мўлжалланган. Бундай элементларга: такт частотаси генераторлари; блокинг-генераторлар; кучайтиргич-шакллантиргичлар; эмиттер қайтаргичлар; яккавибраторлар; мультивибраторлар; чеклагичлар ва бошқалар киради.

Махсус интеграл схемалар (элементлар) сигнални физик ўзгартиришга мўлжалланган. Уларга турли индикаторлар, аналог сигналларни рақамлига ва аксинча ўзгартиргичлар, занжирларни мувофиқлаштирувчи махсус схемалар ва бошқалар киради.

11.2. Санок тизимлари

Санок тизимлари **позицион** ва **нопозицион** турларга бўлинади. Нопозицион тизимларда рақамнинг аниқ қиймати ўзгармас бўлиб, сонни ёзишда унинг ўрни аҳамиятга эга эмас. Бундай санок тизимига Рум санок тизими мисол бўла олади. Масалан, XXVII сонини ёзишда X нинг ўрни аҳамиятга эга эмас. Бу сон қаерда туришидан қатъи назар 10 га тенг.

Позицион санок тизимда рақамнинг аниқ қиймати, сонни ёзишдаги ўрнига боғлиқ бўлади. Рақамли техникада фақат позицион санок тизимлари қўлланилади.

этилган ҳолда ўзгартиришга мўлжалланган. Унда ўзгарувчан сигнал сатҳи фақат иккита қиймат олиши мумкин. Агар РИС таърифига унинг асосий вазифасини киритсак, у ҳолда, таъриф куйидагича бўлади:

- рақамли интеграл схема – электрорадиоматериаллар ва компоненталардан иборат бўлиб, у иккилик санок тизимда берилган маълум x кўпхадни олдиндан берилган иккилик санок тизимидаги маълум y кўпхадга ўзгартиради.

РИС электрорадиоматериали деб, РИСнинг шундай қисмига айтилади-ки, у оддий электрорадио занжирлардаги дискрет элементлар хоссаларига эга бўлиб, РИС таркибидан алоҳида элемент сифатида олиб ташлаб бўлмайди. Яримўтказгичли РИС электрорадиоматериаллари бўлиб яримўтказгич ҳажмида ёки сиртида шаклланган резисторлар, конденсаторлар, индуктивликлар, диодлар ва транзисторлар ҳисобланади.

РИС электрорадиокомпоненти деб, РИСнинг шундай қисмига айтилади-ки, у бир ёки бир неча электрорадиоэлементлар функциясини амалга оширади, лекин РИС таркибидан алоҳида элемент сифатида олиб ташланиши мумкин ва монтажгача мустақил маҳсулот ҳисобланади. Транзисторлар, керамик конденсаторлар ва гибрид ИМСларнинг бошқа осма элементлари электрорадиокомпонентларга мисол бўла олади.

Функционал вазифасига кўра РИСлар мантикий интеграл схемалар (элементлар), ахборот сақлаш схемалари (хотира элементлари), ёрдамчи ва махсус интеграл схемаларга бўлинади.

Мантикий интеграл схемалар ёки мантикий элементлар иккилик санок тизимда берилган ахборотни мантикий ўзгартиришга мўлжалланган. Булар компьютер ва бошқа рақамли тизимларнинг асосий «қурилиш ғиштчалари»дир. Улар қурилма таркибидаги элементларнинг 70-80 %ини ташкил этади. Мантикий интеграл схемаларни ўз навбатида куйидагиларга ажратиш мумкин:

- асосий функционал тўлиқ мажмуа (АФТМ)нинг мантикий функцияларини амалга оширувчи схемалар ва элементлар;
- функционал тўлиқликка эга бўлган, яқка универсал мантикий функцияларни амалга оширувчи схемалар ва элементлар;
- функционал элементлар деб аталувчи, бир неча мантикий функцияларни амалга оширувчи схемалар;
- талаб қилинган функцияларни амалга оширувчи схемалар (адаптив элементлар).

тидан бир-биридан аниқ фаркланувчи, иккита ҳолатни эгаллаши мумкин бўлган қурилмага эга бўлиш етарли ҳисобланади. Бу катталиклардан бирига 0 рақами, иккинчисига эса 1 рақами берилади.

Ҳисоблаш техника қурилмалари билан ишлашда 2, 8, 10, 16 асосларга эга бўлган позицион санок тизимлари билан тўқнаш келинади. Рақамларни бир санок тизимидан иккинчисига ўтказиш учун қуйидаги қоидалар мавжуд:

1 - қоида. Кичик асосга эга бўлган санок тизимидан катта асосга эга бўлган санок тизимига ўтишда (11.1) ифодадан фойдаланилади.

Мисол, $X_2=1011_2$ иккилик сонини X_{10} ўнлик сонига ўзгартиринг.

Ечими, (11.1) га асосан $q=2$ учун

$$X_{10} = 1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 = 11$$

га эга бўламыз.

2 - қоида. Кичик асосга эга бўлган санок тизимидан катта асосга эга бўлган санок тизимига ўтиш қуйидагича амалга оширилади:

А) бирламчи сигналнинг бутун қисми янги санок тизими асосига бўлинади;

Б) бирламчи сигналнинг каср қисми янги санок тизими асосига кўпайтирилади.

Мисол, 25,12 ўнлик сонини иккилик санок тизимига ўзгартиринг.

Ечими,

1. Бутун қисмини ўзгартирамиз:

$$25:2 = 12 + 1 (X_0 = 1)$$

$$12:2 = 6 + 0 (X_1 = 0)$$

$$6:2 = 3 + 0 (X_2 = 0)$$

$$3:2 = 1 + 1 (X_3 = 1)$$

$$1:2 = 0 + 1 (X_4 = 1)$$

X_2 иккилик сонининг бутун қисми бўлинишининг сўнгги натижасидан ёзилади, яъни $25_{10}=11001_2$ кўринишида бўлади.

2. Каср қисмини ўзгартирамиз:

$$0,12 \cdot 2 = 0 + 0,24 (X_1 = 0)$$

$$0,24 \cdot 2 = 0 + 0,48 (X_2 = 0)$$

$$0,48 \cdot 2 = 0 + 0,96 (X_3 = 0)$$

$$0,96 \cdot 2 = 1 + 0,92 (X_4 = 1)$$

$$0,92 \cdot 2 = 1 + 0,84 (X_5 = 1).$$

Ихтиёрий сон Q ни q асосга эга ихтиёрий санок тизимида куйидаги полином ёрдамида ифодалаш мумкин:

$$X_q = x_{n-1}q^{n-1} + x_{n-2}q^{n-2} + \dots + x_0q^0 + x_{-1}q^{-1} + \dots + x_{-m}q^{-m} ; \quad (11.1)$$

бу ерда, x_i – разряд коэффициенти ($x_i=0\dots q-1$);

q_i – вазн коэффициенти.

q сони ҳам бутун, ҳам каср сон бўлиши мумкин. Рақамнинг позиция тартиби x_i разряд деб аталади. q нинг мусбат даражага эга бўлган разряди x_q соннинг бутун қисмини, манфий даражага эга бўлган қисми эса, каср қисмини ҳосил қилади. x_{n-1} ва x_{-m} рақамлар мос равишда соннинг катта ва кичик разрядлари ҳисобланадилар. Иккилик саноғида $q = 2$, ўнлик саноғида $m = 10$. Санок асоси қанча катта бўлса, мазкур сонни ифодалашда шунча кам миқдорда разряд талаб қилинади, демак, уни узатиш учун кам вақт сарфланади.

Бошқа томондан, q асосга эга бўлган сонни электр сигналлар ёрдамида ифодалаш учун чиқишида турли q электр сигналлар шакллантирувчи электр қурилма талаб қилинади. Демак, q қанча катта бўлса, электрон қурилма шунча кўп турғун дискрет ҳолатларга эга бўлиши керак. q ортиши билан чиқиш сигнаlining дискрет сатҳлари орасидаги фарқ камайиб боради. Демак ташқи таъсирлар натижасида ҳатоликлар юзага келиш эҳтимоли ортади ва қурилма мураккаблашиб кетади.

Маълумки, учлик тизим ($q=3$) энг самарали, иккилик ($q=2$) ва тўртлик ($q=4$) тизимлар эса ундан қуйи ҳисобланади. Етарли халақитбардошликни таъминлашда q ни танлаш мезони бўлиб, аппарат ҳаражатларини минималлаш ҳисобланади. Бу муносабатда иккилик тизими танланган, чунки электрон қурилмалар фақат иккита турғун ҳолатга эга бўлиши керак. У ҳолда, бу тизимда сигналларни ажратиш учун фақат: импульс борми ёки йўқми? деган саволга жавоб бериш кифоя бўлади. Масалан, ўнлик сон $X=29$ иккилик тизимда куйидаги кўринишда:

$$29 = 1 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0,$$

символ кўринишда эса, 11101 рақамлар кетма-кетлиги билан ифодаланади.

Шундай қилиб, иккилик санок тизимида ихтиёрий сонни 0 ёки 1 рақамлари ёрдамида ёзиш мумкин экан. Бу сонларни рақамли тизимда ифодалаш учун электр катталиқ (потенциал ёки ток) жиҳа-

Турли санок тизимларидаги сонларнинг натурал қатори

Ўнлик	Ўн олтилик	Саккизлик	Иккилик
0	0	0	0
1	1	1	1
2	2	2	10
3	3	3	11
4	4	4	100
5	5	5	101
6	6	6	110
7	7	7	111
8	8	10	1000
9	9	11	1001
10	A	12	1010
11	B	13	1011
12	C	14	1100
13	D	15	1101
14	E	16	1110
15	F	17	1111
16	10	20	10000
17	11	21	10001
18	12	22	10010
19	13	23	10011
20	14	24	10100
21	15	25	10101

11.3. Мантиқий константалар ва ўзгарувчилар. Буль алгебраси операциялари

Рақамли техникада иккита ҳолатга эга бўлган, нол ва бир ёки «рост» ва «ёлғон» сўзлари билан ифодаланадиган схемалар қўлланилади. Бирор сонларни қайта ишлаш ёки эслаб қолиш талаб қилинса, улар бир ва нолларнинг маълум комбинацияси кўринишида ифодаланади. У ҳолда рақамли қурилмалар ишини таърифлаш учун махсус математик аппарат лозим бўлади. Бундай математик аппарат *Буль алгебраси* ёки *Буль мантиқи* деб аталади. Уни ирланд олими Д. Буль ишлаб чиққан.

Аниқлиги юқори даражада бўлган натижа олиш учун бу жараёнлар k – марта такрорланади. 5 та қийматгача аниқликда бўлган иккилик сонини каср қисмини ёзиш учун кўпайтиришнинг биринчи натижасидан олинади, яъни $0,12_{10} = 0,0001_2$ кўринишида бўлади.

3. Сўнги натижа $25,12_{10} \approx 11001,0001_2$ кўринишида бўлади.

Эслатма. Иккилик санок тизимидан саккизлик ёки ўн олтилик санок тизимига ўтиш анча содда усулда амалга оширилиши мумкин. $8=2^3$, $16=2^4$ бўлгани сабабли, саккизлик санокда ёзилган соннинг бир разрядини – учта разряд, ўн олтилик санокда ёзилган бир разрядини – тўртта разряд кўринишида ва аксинча ифодалаш мумкин.

Мисол, $X_2 = 101001_2$ ни X_8 га ўзгартиринг.

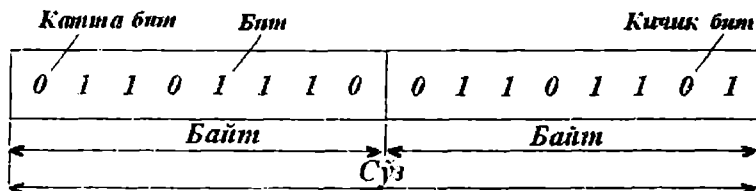
Ечими, 11.1-жавдалга мос равишда $101_2 = 5_8$ ва $001_2 = 1_8$ га тенг, шу сабабли $X_8 = 51_8$ бўлади.

Мисол, $X_2 = 10100110_2$ ни X_{16} га ўзгартиринг.

Ечими, 11.1-жавдалга мос равишда $1010_2 = A_{16}$ ва $0110_2 = 6_{16}$ га тенг, шу сабабли $x_{16} = A6_{16}$ бўлади.

Рақамли техникада бит, байт, сўз каби терминлар кенг қўлланилади.

Иккилик разрядни одатда, *бит* деб аташади. Шундай қилиб, 1001 сони 4 битли иккилик сони, 101110011 сони эса, 9 битли иккилик сони ҳисобланади. Соннинг чап чеккасидаги бит катта разряд (у катта вазнга эга), ўнг чеккадаги бит кичик разряд (у кичик вазнга эга) ҳисобланади. 16 битдан иборат бўлган иккилик сони 11.2-расмда келтирилган.



11.2-расм. Бит, байт, сўз.

Ҳисоблаш ва ахборот техникаси эволюцияси қурилмалар ўртасида ахборот алмашилиш учун 8 битли катталиқни пайдо қилди. Бундай 8 битли каталиқ *байт* деб аталади. Компьютер ва бошқарув дискрет тизимларнинг янги турлари ахборотларни 8, 16 ёки 32 битлар ёрдамида (1, 2 ва 4 байт) сўзлар билан бўлаклаб қайта ишламоқда.

Дизъюнкция амали ҳақиқийлик жадвали

x_1	x_2	$y = x_1 + x_2$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

Конъюнкция амали ҳақиқийлик жадвали

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

Мантиқ алгебрасининг асосий аксиома ва қонунлари

Аксиомалар	$0+x=x$ $0 \cdot x=0$	(11.2)
	$1+x=x$ $1 \cdot x=x$	(11.3)
	$x+x=x$ $x \cdot x=x$	(11.4)
	$x+\bar{x}=1$ $x \cdot \bar{x}=0$	(11.5)
	$\bar{\bar{x}}=x$	(11.6)
	Коммутативлик қонунлари	$x_1 + x_2 = x_2 + x_1$ $x_1 \cdot x_2 = x_2 \cdot x_1$
Ассоциативлик қонунлари	$x_1 + x_2 + x_3 = x_1 + (x_2 + x_3)$ $x_1 \cdot x_2 \cdot x_3 = x_1 \cdot (x_2 \cdot x_3)$	(11.8)
Дистрибутивлик қонунлари	$x_1 \cdot (x_2 + x_3) = (x_1 \cdot x_2) + (x_1 \cdot x_3)$ $x_1 + (x_2 \cdot x_3) = (x_1 + x_2) \cdot (x_1 + x_3)$	(11.9)
Дуалик қонунлари (де - Морган теоремаси)	$\overline{x_1 + x_2} = \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2$ $\overline{x_1 \cdot x_2} = \bar{x}_1 + \bar{x}_2$	(11.10)
Ютилиш қонунлари	$x_1 + x_1 \cdot x_2 = x_1$ $x_1 \cdot (x_2 + x_2) = x_1$	(11.11)

Ассоциативлик қонунларидан фойдаланиб, кўп ўзгарувчи ($n > 2$) ихтиёрий мантиқий функциясини иккита ўзгарувчи функциялар комбинацияси кўринишида ифодалаш мумкин. $2^{2^2} = 16$

Мантиқ алгебраси «рост» ва «ёлғон» – кўринишдаги иккита мантиқ билан ишлайди. Бу шарт «учинчиси бўлиши мумкин эмас» қонуни деб аталади. Бу тушунчаларни иккилик санок тизимидаги рақамлар билан боғлаш учун «рост» ифодани 1 (мантиқий бир) белгиси билан, «ёлғон» ифодани 0 (мантиқий нол) белгиси билан белгилаб оламиз. Улар Буль алгебраси константалари деб аталади.

Умумий ҳолда, мантиқий ифодалар ҳар бири 0 ёки 1 қиймат олувчи $x_1, x_2, x_3, \dots, x_n$ мантиқий ўзгарувчилар (аргументлар)нинг функцияси ҳисобланади. Агар мантиқий ўзгарувчилар сони n бўлса, у ҳолда 0 ва 1лар ёрдамида 2^n та комбинация ҳосил қилиш мумкин. Масалан, $n=1$ бўлса: $x=0$ ва $x=1$; $n=2$ бўлса: $x_1x_2=00,01,10,11$ бўлади. Ҳар бир ўзгарувчилар мажмуи учун у 0 ёки 1 қиймат олиши мумкин. Шунинг учун n та ўзгарувчини 2^n та турли мантиқий функцияларга ўзгартириш мумкин, масалан, $n=2$ бўлса 16, $n=3$ бўлса 256, $n=4$ бўлса 65536 функция.

n ўзгарувчининг рухсат этилган барча мантиқий функцияларини учта асосий амал ёрдамида ҳосил қилиш мумкин:

- **мантиқий инкор** (инверсия, ЭМАС амали), мос ўзгарувчи устига « \neg » белги қўйиш билан амалга оширилади;

- **мантиқий қўйиш** (дизъюнкция, ЁКИ амали), « $+$ » белги қўйиш билан амалга оширилади;

- **мантиқий кўпайтириш** (конъюнкция, ҲАМ амали), « \cdot » белги қўйиш билан амалга оширилади.

Ифодалар эквивалентлигини ифодалаш учун « \Leftrightarrow » белгиси қўйилади.

Мантиқий функциялар ва амаллар турли ифодаланиш шаклларига эга бўлишлари мумкин: алгебраик, жадвал, сўз билан ва шартли график (схемаларда). Мантиқий функцияларни бериш учун мумкин бўлган аргументлар мажмуидан талаб қилинаётган мантиқий функция қийматини бериш етарли. Функция қийматларини ифодаловчи жадвал **ҳақиқийлик жадвали** деб аталади.

11.2, 11.3 ва 11.4-жадвалларда иккита ўзгарувчи x_1, x_2 учун мантиқий амалларнинг алгебраик ва жадвал ифодаси келтирилган.

Мантиқий амалларни кўриб чиқиш учун 11.5-жадвалда келтирилган аксиома ва қонунлар қаторидан фойдаланамиз.

11.2-жадвал

Инверсия амали ҳақиқийлик жадвали

x	$y = \bar{x}$
0	1
1	0

y_9 1 0 0 1	$y_9 = \bar{x}_1 \bar{x}_2 + x_1 x_2$	$x_1 \sim x_2$	эквивалентлик, тенг маънолик	солиштириш схемаси
y_{10} 1 0 1 0	$y_{10} = \bar{x}_2$	\bar{x}_2	\bar{x}_2 инверсияси	x_2 инвертори
y_{11} 1 0 1 1	$y_{11} = x_1 + \bar{x}_2$		x_2 дан x_1 га импликация	x_2 дан импликатор
y_{12} 1 1 0 0	$y_{12} = \bar{x}_1$	\bar{x}_1	x_1 инверсияси	x_1 инвертори
y_{13} 1 1 0 1	$y_{13} = \bar{x}_1 + x_2$		x_1 дан x_2 га импликация	x_1 дан импликатор
y_{14} 1 1 1 0	$y_{14} = \overline{x_1 \cdot x_2}$	x_1 / x_2	Шеффер штрихи, «ҲАМ-ЭМАС» амали	Шеффер элементи, «ҲАМ-ЭМАС» схемаси
y_{15} 1 1 1 1	$y_{15} = 1$		бир константаси	«бир» генератори

Масалан, «Истисноли ЁКИ» амалини бажаришда $x_1 \neq x_2$ бўлгандаги $y_6 = 1$; $x_1 = x_2$ бўлгандаги $y_6 = 0$ иккита ўзгарувчи учун тенгсизлик сигнали пайдо бўлади. «Тенг маънолик» (эквивалентлик) амалини бажаришда $x_1 = x_2$ бўлгандаги $y_9 = 1$; $x_1 \neq x_2$ бўлгандаги $y_9 = 0$ иккита ўзгарувчи учун тенглик сигнали пайдо бўлади. 11.6-жадвалнинг сўнги устунда таъқиқ, импликация (инглизча, чиқариб олиш) каби мураккаб функцияларни бажариш учун у ёки бу амални бажарувчи мантикий элементлар номлари келтирилган.

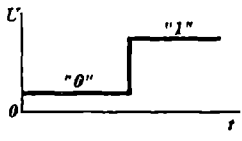
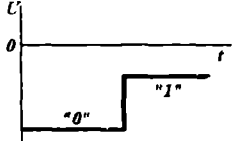
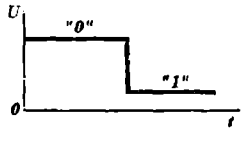
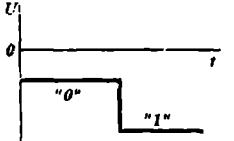
«Тенг маънолик», «Истисноли ЁКИ», Пирс ва Шеффер элементлари каби янги функциялар конъюнкция, дизъюнкция ва инверсия амаллари орқали ифодалангани эътиборга лойиқ. Бир функция аргументларини бошқа функция аргументлари билан алмаштириш амали *суперпозиция* деб аталади. Суперпозицияни бир неча марта қўллаш иккита ўзгарувчи функцияси асосидаги ихтиёрий сондаги аргументлар учун (яъни турли мураккабликдаги) функциялар олиш имконини беради. Мазкур функциялар суперпозицияси ёрдамида ифодалаш мумкин бўлган ихтиёрий иккилик функция мажмуи, *функционал тўлиқ мажмуа* (ФТМ) деб аталади. ФТМ конъюнкция ва инверсия, дизъюнкция ва инверсия, таъқиқ ва бир константаси, таъқиқ ва инверсия, тенг маънолик эмас ва импликация ҳамда иккита яқка функциялар – Пирс ва Шеффер элементини ҳосил қилади. Конъюнкция,

иккита ўзгарувчи функцияларининг тўлиқ мажмуи 11.6-жадвалда келтирилган. Функцияларнинг ҳар бири x_1, x_2 ўзгарувчилар устидан амалга ошириш мумкин бўлган 16та мантиқий амал комбинациядан бирини билдиради ва улар ўз номи ва шартли белгисига эга.

11.6-жадвал

Икки ўзгарувчи учун тўлиқ мантиқий функциялар мажмуи

x_1, x_2 қийматлари ва $y_0 \dots y_{15}$ функциялар	Конъюнкция, дизъюнкция, инкор амаллари орқали ифодаланиши	Амаллар- нинг асосий белгиси	Функция номи	Мантиқий элемент номи
x_1 0 0 1 1 x_2 0 1 0 1 y_0 0 0 0 0	$y_0 = 0$		нол константаси	«нол» генератори
y_1 0 0 0 1	$y_1 = x_1 \cdot x_2$	\wedge, \cap	конъюнкция, мантиқий кўпайтириш	конъюнктор, «ХАМ»схемаси
y_2 0 0 1 0	$y_2 = x_1 \cdot \bar{x}_2$	$x_1 = x_2$	x_2 бўйича тақик	x_2 бўйича «ЭМАС» схемаси
y_3 0 0 1 1	$y_3 = x_1$		x_1 бўйича тав- тология	x_1 бўйича такрорлагич
y_4 0 1 0 0	$y_4 = \bar{x}_1 \cdot x_2$	$x_2 = x_1$	x_1 бўйича тақик	x_1 бўйича «ЭМАС» схемаси
y_5 0 1 0 1	$y_5 = x_2$		x_2 бўйича тав- тология	x_2 бўйича такрорлагич
y_6 0 1 1 0	$y_6 = \bar{x}_1 x_2 + x_1 \bar{x}_2$	$x_1 \oplus x_2$	истисноли «ЁКИ», мантиқий тенгмаънолик эмас	истисноли «ЁКИ» схемаси
y_7 0 1 1 1	$y_7 = x_1 + x_2$	$\vee, \cup, +$	дизъюнкция, мантиқий қўшиш	дизъюнктор, «ЁКИ» схемаси
y_8 1 0 0 0	$y_8 = \overline{x_1 + x_2}$		дизъюнкция инкори, Пирс стрелкаси, Вебб функцияси, ЭМАС - ЁКИ амали	Пирс элементи, «ЭМАС-ЁКИ» схемаси («ЁКИ- ЭМАС»)

Мантик тури	Кучланиш манбаи кутби	
	мусбат	манфий
Тўғри		
Тесқари		

Рақамли қурилмаларнинг кўпи потенциал синфга мансуб. Мантиқий сигнални потенциал усулда кодлашда, потенциал (кучланиш)нинг қай бир сатҳи мантиқий 1 деб олинishi аҳамиятга эга эмас. Бу кучланишнинг кутби ҳам аҳамиятга эга эмас. Шу сабабли амалиётда ёки мантик тури, ёки кучланиш кутби, ёки ҳам у, ҳам бу кўрсаткичи билан фарқланувчи тўртта кодлаш вариантдан бири учраши мумкин. Мантиқий 0 ва 1 ларни ҳар бир вариантда кодлаш усуллари 11.7-жадвалда келтирилган.

Мантиқий ўзгáрувчини потенциал кодлаш усулида ихтиёрий мантиқий 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 тургун ҳолатдан бирида: узилган ёки уланган бўлиши мумкин. Содда калитлар асосида анча мураккаб схемалар тузиш мумкин: мантиқий, триггерли ва бошқалар.

Берилган ихтиёрий мураккаблиқдаги мантиқий 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 (11.3-расм). ЎҚИСларда бир вақтда ишлаётган МЭлар сони бир неча мингтага етиши мумкин.

дизъюнкция ва инверсия функциялари мажмуи *асосий функционал тўлиқ мажмуа* (АФТМ) номини олган.

11.4. Мантикий элементлар ва уларнинг параметрлари

Мантикий элемент (МЭ) деб, кириш сигналлари устида аниқ бир мантикий 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 (мантикий) 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* мантикий 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* мантикий қурилмаларга айтилади. Кетма-кетли қурилмаларга триггерлар, регистрлар, счетчиклар мисол бўла олади.

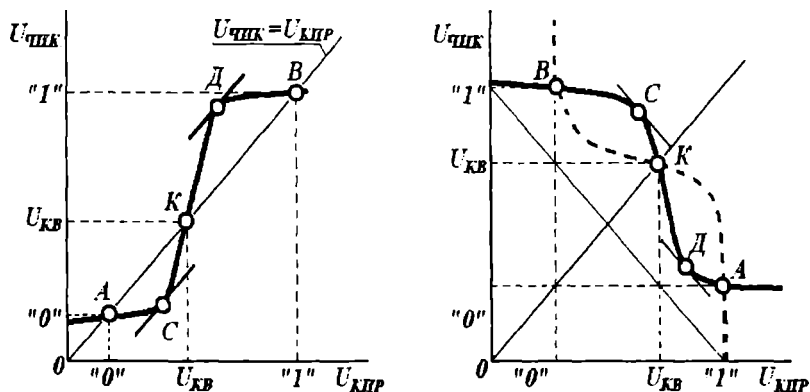
Иккилик ахборотни *ифодалаш усулига* кўра қурилмалар *потенциал ва импульс* рақамли қурилмаларга бўлинади. Потенциал рақамли қурилмаларда мантикий 0 ва мантикий 1 қийматларига электр потенциалларнинг умуман, бир-биридан фарқланувчи: юкори ва паст сатҳлари белгиланади. Импульс рақамли қурилмаларда мантикий 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.

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.

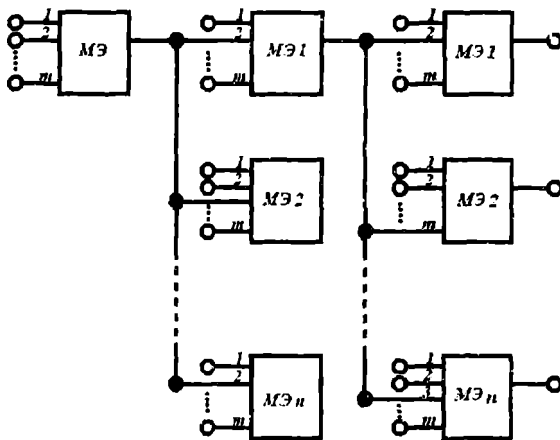
МЭни параметрлари ва шакллантириш хоссалари уларнинг статик ва динамик характеристикаларидан аниқланади.

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 келадиған элемент, **инверслайдиган**, кичик кириш сигналларига кичик чиқиш сигналлари мос келадиған элемент – **инверс-ламайдиган** деб аталади. Характеристиканинг иккила тури 11.4-расмда келтирилган.



11.4-расм. МЭнинг амплитуда узатиш характеристикалари.

Узатиш характеристикаси, МЭ қандай қилиб мантиқий 0 ва 1 стандарт сингналлар, уларнинг амплитуда қийматлари ҳамда халақитбардошлиги шаклланишини кузатиш имконини беради. РИС-ларда асосан инверслайдиган МЭлар қўлланилгани сабабли, унинг АУХсини кўриб чиқамиз (11.5-расм).



11.3-расм. Мантиқий 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 тақиқлангани сабабли, МЭларнинг ўзи қуйидаги фундаментал хоссаларга эга бўлиши лозим:

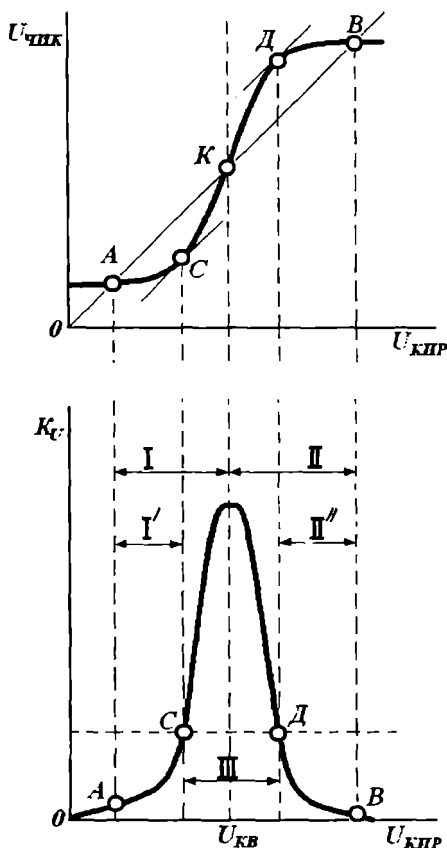
1. *Кириш ва чиқиш бўйича 0 ва 1 сигнал сатҳларининг мослиги.* Фақат бу шарт бажарилганда занжирнинг ишга лаёқатлиги сатҳларни мослаштириш учун махсус элементлар қўлланмасдан амалга оширилиши мумкин.

2. *Кириш ва чиқиш бўйича старли 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 коэффициенти $K_{ТАРМ}$ ва кириш бўйича бирлашиш коэффициенти $K_{БИРЛ}$ 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.

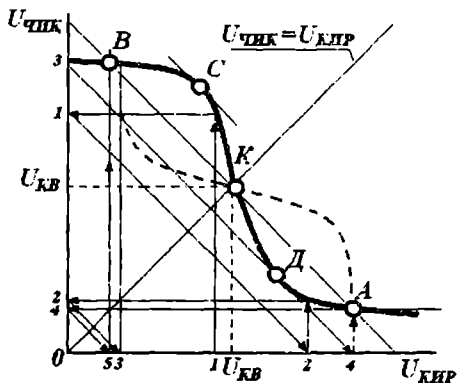
дискрет (*асимптотик*) амплитуда қийматига эга бўлган сигналларга айланади.

МЭнинг халақитбардошлик соҳасини аниқлаш учун 11.6-расмга муурожаат қиламиз.



11.6-расм. МЭ халақитбардошлик соҳалари.

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. $U_{\text{МУ}} = U^1_{\text{ЧИК}} - U^0_{\text{КИР}} = U^1 - U^0$



11.5-расм. Инверслайдиган элементлар занжирида 0 ва 1 сигналларни квантлаш.

Узатиш характеристикасида 5 та муҳим нуқталар – К, А, В, С, Д ни белгилаш мумкин. К нуқтага МЭ характеристикасининг бирлик кучайтириш чизиғи ($K_U=1$) $U_{\text{ЧШК}}=U_{\text{КИР}}$ 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 жойларида олинади. С ва Д нуқталарда кучланиш бўйича дифференциал узатиш коэффициентини $K_U = dU_{\text{ЧШК}} / dU_{\text{КИР}} = -1$ га тенг бўлади.

Айтайлик, занжирдаги биринчи МЭ киришига ихтиёрий амплитудали сигнал U_1 берилди. Бу сигнал $U_1 < U_{\text{КВ}}$ шартини бажаради. Мантиқий занжир орқали бу сигнал тарқалганда унинг амплитудаси ўзгаришини кузатамиз. Кўриниб турибди-ки, иккинчи элементдаги кириш кучланиши U_2 , учинчида – U_3 ва ҳ.к. бўлади (11.5-расм).

Кириш кучланишларининг $U_1, U_2, U_3 \dots$ ($U_{\text{ЧШК}}$ ўқи бўйлаб) кетма-кетлик қийматлари А нуқтага мос келадиган қийматга тез яқинлашади. Худди шундай, $U_0 > U_{\text{КВ}}$ шартда кетма-кетликнинг кириш ва чиқиш кучланишлари қийматлари В нуқтага мос келадиган қийматга тез яқинлашади. Демак, сигналлар, 2-3 та кетма-кет уланган МЭлар занжиридан ўтганда иккита аниқ белгиланган

$t^{1,0}$ – мантиқий 1 ҳолатидан мантиқий 0 ҳолатига ўзгариш вақти;

$t^{0,1}$ – мантиқий 0 ҳолатидан мантиқий 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 параметрлари* технология ва схемотехниканинг ривожланиш даражасини акс этади. Асосий интеграл параметрлар бўлиб қайта уланиш иши $A_{УК}$ ва интеграция даражаси N ҳи-собланади.

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 бормоқда. 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.

11.5. Биноляр транзисторли электрон калит схемалар

Импульсли ва рақамли (мантиқий) курилмаларда электрон калит асосий элемент ҳисобланади. Электрон калит юклама заъжирига ула-

айирма эса *чиқиш сатҳларининг мантиқий ўзгариши* деб аталади. С нуктага мос келувчи кириш кучланиши *бўсағавий кучланиш* $U^0_{БЎС}$, Д нуктага мос келувчи кириш кучланиши эса, *бўсағавий кучланиш* $U^1_{БЎС}$ деб аталади.

Комбинацион қурилмалар учун киришда рухсат этилган ҳалақитлар даражаси квантлаш кучланиши билан мос келадиган мантиқий 0 ва мантиқий 1ларнинг асимптотик қийматлари орасидаги фарқ кўринишида берилади. Шунга мувофиқ, мантиқий 0 ва мантиқий 1 сигналлари ҳалақитлари даражалари фарқланади. Улар 11.5-расмдан қуйидаги муносабатлардан аниқланади:

$$U^0_{ХАЛҚАМБ} = |U_{КВ} - U_B|, \quad U^1_{ХАЛҚАМБ} = |U_{КВ} - U_A|.$$

Кетма-кет қурилмаларда рухсат этилган ҳалақит амплитудаси, комбинацион қурилмаларниқига нисбатан кичик бўлади ва у қуйидаги ифода билан аниқланади:

$$U^0_{ХАЛҚАМБ-КЕТ} = |U^0_{БЎС} - U_B|, \quad U^1_{ХАЛҚАМБ-КЕТ} = |U^1_{БЎС} - U_A|.$$

Норматив-техник ҳужжатларда 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);

- мантиқий 0 ва мантиқий 1 чиқиш ва кириш бўсағавий кучланишлари ($U^0_{БЎС}, U^1_{БЎС}$);

- мантиқий 0 ва мантиқий 1 чиқиш ва кириш тоқлари ($I^0_{КИР}, I^1_{КИР}, I^0_{ЧИҚ}, I^1_{ЧИҚ}$);

- мантиқий 0 ва мантиқий 1 ҳолатлардаги истеъмол тоқлари ($I^0_{ИСТ}, I^1_{ИСТ}$);

- истеъмол қуввати ($P_{ИСТ}$);

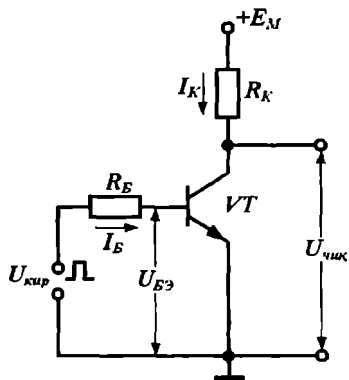
- мантиқий 0 га ўзгариш соҳа бўсағаси ($U^0_{БЎС}$);

- мантиқий 1 га ўзгариш соҳа бўсағаси ($U^1_{БЎС}$);

- минимал мантиқий ўзгариш ($U_{МЎ} = U^1 - U^0$).

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

МЭларнинг асосий *динамик параметрлари*га, кириш ва чиқиш импульслари осциллограммаларидан аниқланадиган қуйидаги параметрлар киради:



11.8-расм. БТ асосидаги содда электрон калит схемаси.

БТ электрон калит шартига кўра ёки берк режимда, ёки тўйиниш режимда ишлаши керак.

Киришга манфий кутблӣ сигнал берилсагина транзистор берк режимга ўтади. Маълумки, берк режимда транзистор токлари

$$I_Э \approx 0, I_К = I_{К0}, I_Б = -I_{К0}$$

га тенг бўлади. Бу ерда, «-» белгиси, база токи актив режимдаги база токи йўналишига тескари йўналишда оқиб ўтишини билдиради. Калит режимда $I_{К0}$ токи **колдиқ ток** деб аталади. У жуда кичик бўлганлиги сабабли чиқиш кучланиши $U_{чик}$ манба кучланиши E_M қийматига яқин бўлади

$$U_{чик} = E_M - I_{К0}R_К \approx E_M,$$

яъни манба занжиридан юклама узилишига мос келади (калит узилган).

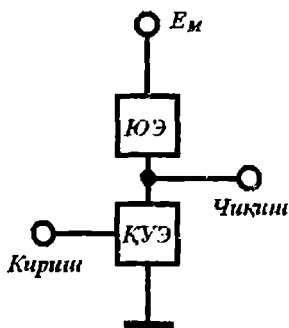
Агар $U_{кир}$ мусбат кутбга ва етарлича катта қийматга эга бўлса, у ҳолда, транзистор актив ёки тўйиниш режимга ўтади, яъни очилади (калит уланган). Юклама занжирида

$$I_К = (E_M - U_{кЭ}) / R_К$$

ниб ташқи бошқарув сигнали таъсирида даврий равишда улаш ва узишни амалга оширади. Бу вақтда калитнинг чиқишидаги сигнал биридан етарлича фарқланадиган иккита дискрет кийматга эга бўлади. Бу хосса уни Буль алгебраси функцияларини амалга оширувчи асосий МЭ сифатида қўллашга имконини беради.

Калит икки элементдан ташкил топган: қайта уланувчи (ҚУЭ) ва юклама (ЮЭ) элементлари. Калит (инвертор) тузилишининг умумлашган схемаси 11.7-расмда келтирилган. ҚУЭ икки турғун ҳолатга эга: уланган ва узилган. Бу шартларга биполяр ва майдоний транзисторларнинг баъзи турлари мос келади. ЮЭ манбадан истеъмол қилинаётган токни чеклаш учун хизмат қилади.

Калит турини танлашда ИМСларда асосий мезон бўлиб – технологик мувофиқлик ҳисобланади. Технологик мувофиқлик деганда турли схема элементларини ягона технологик жараёнда тайёрлаш имкони тушунилади. Бир хил элементлардан ташкил топган схемалар афзал саналади. Юклама ва қайта уланиш элементи МДЯ – транзисторлардан ташкил топган калитлар юқори технологик ва универсал ҳисобланади.



11.7-расм. Электрон калит (инвертор) тузилма схемаси.

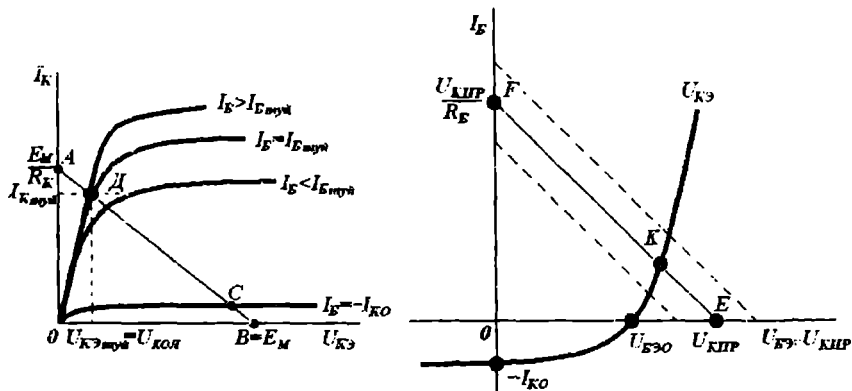
БТли содда калит схемаси 11.8-расмда келтирилган. У УЭ схемада уланган БТда ясалган кучайтиргич каскаддан иборат. Кучланиш манбаи E_M ва R_K кўринишдаги юклама қаршилигидан ташкил топган занжир бошқарилувчи занжир ҳисобланади. Бошқарувчи (база) занжир бошқарув сигнали манбаи $U_{Кир}$ ва унга кетма-кет уланган қаршилик R_B дан таркиб топган.

ва барьер сифимнинг қайта зарядланиш жараёнлари билан аниқланади.

Статик режимда R_B қаршиликнинг берилган қийматларида база токининг $U_{КИР}$ кучланишига боғлиқлигини кириш характеристикаси (11.9-б расм) ёрдамида аниқлаш мумкин. Бунинг учун ЕҒ юклама чизигини ўтказиш керак. Е нукта $U_{БЭ} = U_{КИР}$, F нукта эса, $U_{КИР} / R_B$ қиймати билан аниқланади. Кириш характеристикаси билан юклама чизиги кесишган К нукта база токи ва $U_{БЭ}$ кучланишининг ишчи қийматларини аниқлайди. $U_{КИР}$ нинг вақт бўйича ўзгариши ЕҒ тўғри чизикни параллель силжишига ва мос равишда К нуктанинг силжишига олиб келади (штрих чизиклар).

а)

б)



11.9-расм. Транзисторнинг статик характеристикаларида калит ишчи нукталарининг жойлашиши.

Д нукта билан аниқланадиган тўйиниш режимига ўтиш учун, кириш токи I_B ни *базанинг тўйиниш токи* деб аталувчи $I_{БТҶҲ}$ қийматгача ошириш керак. Бу вақтда унга мос келувчи коллектор токи *коллекторнинг тўйиниш токи* $I_{КТҶҲ}$, кучланиш эса, *тўйиниш кучланиши* $U_{КЭ,ТҶҲ}$ ёки *қолдиқ кучланиш* $U_{КЭ,ТҶҲ} = U_{КОЛ} = E_M - I_{КТҶҲ} R_K$ деб аталади. Малумки,

$$I_{КТҶҲ} = \beta I_{БТҶҲ},$$

бу ерда, $\beta = h_{21}$ – база токининг интеграл узатиш коэффициентини. Тахминан $I_{КТҶҲ} \approx E_M / R_K$ деб олиш мумкин. У ҳолда,

ток оқиб ўтади, калит чиқишидаги кучланиш эса $U_{\text{ЧИК}} = U_{\text{КЭ}} = U_{\text{КОЛ}}$ га тенг бўлиб, **қолдиқ кучланиш** деб аталади. Тўйиниш режимидаги қолдиқ кучланиш $U_{\text{ЭБ}}$ ва $U_{\text{КБ}}$ лар айирмасига тенг ва доим актив режимдаги қолдиқ кучланиш қийматдан кичик бўлади. Шу сабабли калит сифатида транзисторнинг актив режимда ишлаши маъқул эмас, чунки унда қўшимча $P_{\text{к}} = I_{\text{к}} U_{\text{КЭ}}$ қувват сочилади ва схема ФИК пасаяди. Кремнийли транзисторлар учун тўйиниш режимида $U_{\text{КОЛ}} \approx 0,25\text{В}$ тенг, яъни нолга яқин.

Кўрилаётган калит инвертор эканлиги яққол кўриниб турибди, яъни кириш сигналининг манфий қийматлардан мусбат қийматларга ортиши, чиқиш кучланиши $U_{\text{КЭ}}$ ни $E_{\text{М}}$ дан қолдиқ кучланишгача камайишига олиб келади.

Умуман айтганда, бу калит-инвертор тўғри мантиқдаги мусбат сигналлар билан ишлашга мўлжалланган. Шунинг учун бу ерда, $U_{\text{КИР}} < 0$ шарт бажарилмайди. Лекин кремнийли $p - n - \dot{\text{ў}}$ тиш мусбат кучланишда ҳам, агар $U_{\text{КИР}} < 0,6 \text{ В}$ бўлса, деярли берк қолади. Бу вақтда транзисторнинг уччала электрод токлари одатда микроампер улушларидан ортмайди.

Калитнинг асосий статик параметрлари бўлиб – қолдиқ ток ва қолдиқ кучланиш ҳисобланади. БТнинг калит режими катта диапазондаги ток ва кучланиш импульсларини ўзгариши билан таъминланади (катта сигнал режими). Шу сабабли калитнинг статик параметрлари 8.6-параграфда келтирилган графо-аналитик усулни қўллаш ёрдамида аниқланади. Бунинг учун калитда қўлланилаётган транзисторнинг чиқиш (11.9,а-рasm) ва кириш (11.9,б-рasm) характеристикалари керак бўлади.

Чиқиш характеристикалар оиласида В нукта (бу ерда $U_{\text{КЭ}} = E_{\text{М}}$) ва А нукта (бу ерда $I_{\text{к}} = E_{\text{к}} / R_{\text{к}}$) ларни туташтириб АВ юклама чизигини ўтказамиз. Унда Д нукта тўйиниш чегарасини беради, С нукта эса $U_{\text{КБ}} = 0$ бўлганда бошланадиган берк режим чегарасини беради.

Айтилганлардан келиб чиққан ҳолда, калит режимда ишлаш учун транзисторли каскад ишчи нуктаси ёки Д нуктадан чапрокда, ёки С нуктадан ўнрокда жойлашиши керак. Бу нукталар оралиғида каскад транзисторнинг тўйиниш режимидан берк режимга ўтиш ҳолатида ёки аксинча бўлади. Транзистор бу ҳолатда қанчалик кам вақт турса, калитнинг тезкорлиги шунча юқори бўлади. Ўтиш ҳолатлари ноасосий заряд ташувчилар базадан чиқариб юбориш вақти

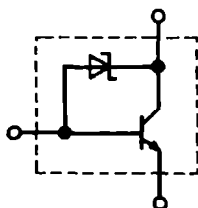
БТнинг тўғри силжиган КЎни шунтловчи Шоттки диоди ёрдамида ночизикли ТА амалга оширилади. Транзистор берк бўлганда, коллекторнинг потенциали базага нисбатан мусбат бўлади, демак, диод тескари уланган бўлади ва калит ишига таъсир кўрсатмайди. Калит уланганда коллектор потенциали базага нисбатан камаяди, диод очилади ва ундан кириш токининг бир қисми оқиб ўтади, яъни транзисторнинг база токи $I_{БТЎЙ}$ қийматига тенглигича қолади. Транзистор актив режим билан тўйиниш режими чегарасида ишлайди. Базада заряд ташувчилар тўпланиши содир бўлмайди, натижада, калит уланишидаги ноасосий заряд ташувчиларни базадан чиқариб юбориш вақти нолга тенг бўлади. Мос равишда, калит узилишида ортиқча зарядларни чиқариб юбориш босқичи мавжуд бўлмайди.

Лекин бу ҳолат, очик диоддаги кучланиш пасайиши очик КЎдаги кучланиш пасайишидан кичик бўлгандагина ҳақиқийдир. Шунинг учун ТА ҳосил қилишда Шоттки диоди қўлланилади. Шоттки диоднинг очик ҳолатдаги кучланиш пасайиши $U_{ДШ} = 0,3$ В га тенг бўлиб, очик кремнийли ўтишдаги кучланиш пасайиши $U_{КБ} = 0,7$ В дан кичикдир.

Бундан ташқари, тўғри кучланиш $U_{КБ} = 0,3$ В га тенг бўлганда транзистор берк ҳисобланганлиги учун резистор R_B га бўлган талаб ҳам йўқолади.

ТА занжирида ягона технологик босқичда ҳосил қилинган кремнийли транзистор ва Шоттки диоди комбинацияси асосида яратилган **Шоттки барьерли транзистор** номини олган (11.11 а-расм) транзистор қўлланилган бўлиб, унинг шартли белгиси 11.11 б-расмда келтирилган.

а)



б)



11.11-расм. Шоттки барьерли транзистор (а) ва унинг шартли белгиси (б).

$$I_{БТ\dot{U}} \approx E_M / \beta R_K.$$

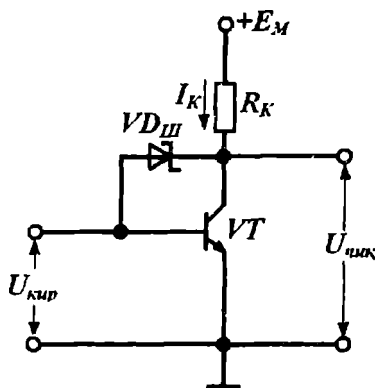
База токи $I_{БТ\dot{U}}$ қийматидан ортиши мумкин. База токининг бундай ортишини *тўйиниш коэффициенти* деб аташ қабул қилинган.

$$S_{T\dot{U}} = I_B / I_{БТ\dot{U}}.$$

$S_{T\dot{U}}$ нинг ортиши $U_{чик}$ ни камайишига олиб келади, яъни БТ чиқиш занжирида сочилаётган қувват камаяди. Аммо $S_{T\dot{U}}$ нинг керагидан ортиқ ортиши БТ кириш занжирида сочилаётган қувватни сезиларли ортишига олиб келади. Ҳисоблар $S_{T\dot{U}} = 1,5 \dots 2,0$ қийматлар оптимал бўлишини кўрсатди.

Кўриб ўтилган содда калит схемасида БТ иш режими билан боғлиқ бўлган катта инерцияликка эга. Транзистор тўйиниш режимига ўтаётганда базада кўп сонли ноасосий заряд ташувчиларнинг тўпланиши учун вақт талаб қилинади. Транзистор тўйиниш режимдан берк режимга ўтаётганда эса бу заряд ташувчиларнинг тўпланиши ва айниқса, уларнинг базадан чиқариб юборилиши табиатан жуда секин кечадиган жараён.

Берилган $I_{БТ\dot{U}}$ қийматида ноасосий заряд ташувчиларни базадан чиқариб юбориш вақтини камайтириш мақсадида ночизикли ТАли калит қўлланилади. Унда транзистор актив режим билан тўйиниш режими чегарасида ишлайди (11.10-расм).



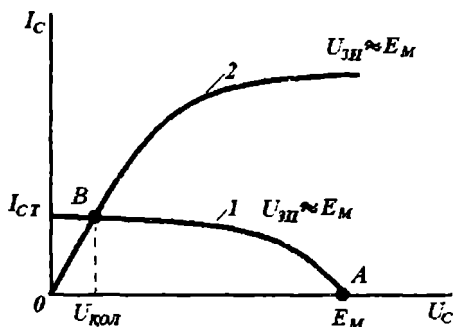
11.10-расм. Шоттки диоди билан шунтланган БТли калит схемаси.

мида бўлади. Бу режимда VT2 транзисторнинг ВАХи (6.16) формулага асосан қуйидаги кўринишда ёзилади:

$$I_{C2} = \frac{B_2}{2} (U_{ш2} - U_{o2})^2 \quad (11.12)$$

БТдаги каби, МДЯ – транзисторларда бажарилган калитлар ҳам статик режимда қолдиқ ток (берк ҳолатда) ва қолдиқ кучланиш (очик ҳолатда) билан ифодаланади.

Калит қуйидагича ишлайди: Агар VT1нинг затворига $U_{КНР} = U_{ЗИ1} < U_{O1}$ кучланиш берилса (U_{O1} VT1нинг бўсағавий кучланиши), бу транзистор берк бўлади. Берк ҳолатда калит орқали VT1нинг сток $p - n$ ўтишидан тескари токка тенг бўлган қолдиқ ток $I_{КОЛ}$ оқиб ўтади. Унинг қиймати $I_{КОЛ} = 10^{-9} - 10^{-10}$ А дан катта эмас. Шунинг учун чиқиш кучланиши ўзининг максимал қийматига яқин бўлади: $U_{ЧИК} = E_M$ (11.13-расмдаги А нукта). Қолдиқ кучланиш $U_{КОЛ}$ ни эса графо-аналитик ва аналитик усулда аниқлаймиз. Бунинг учун VT1 транзисторнинг $U_{ЗИ1} = E_M$ (2-эгри чизиқ) бўлганда ўлчанган сток характеристикасининг бўлиши ва унда VT2 транзисторнинг (11.12) формула ёрдамида аниқланган юклама чизигини ўтказиш керак (1-эгри чизиқ). Чиқиш характеристикасининг юклама чизиги билан кесишган В нуктаси қолдиқ кучланиш $U_{КОЛ}$ ва тўйиниш токи $I_{СТ}$ ни ишчи қийматларини белгилайди.



11.13-расм. Сток характеристикасида ишчи нукталарнинг жойлашиши.

Калит тўйиниш токини $U_{ЗИ2} = E_M$ деб фараз қилиб, аналитик усулда (11.12) формуладан аниқлаш мумкин

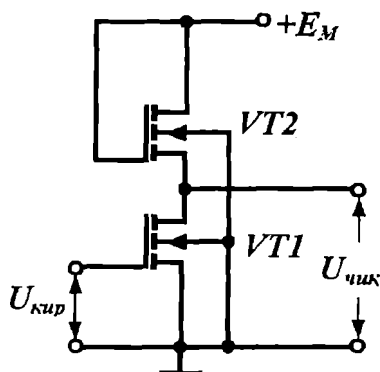
$$I_{СТ} = \frac{B_2}{2} (E_M - U_{C2})^2 \quad .$$

11.6. Майдоний транзисторли электрон калит схемалар

Юклама ва қайта уланиш элементлари бир турдаги МДЯ – транзисторларда ҳосил қилинган калитлар технологиклик қулай ва универсал ҳисобланадилар. Шу сабабли улар КИС ва бевосита алоқали ЎКИСларда кенг қўлланилади. КИС яна ҚУЭ бўлиб канали индукцияланган МДЯ – транзисторда, ЮЭ эса, ўтказувчанлик тури бир хил бўлган канали қурилган МДЯ – транзисторда ҳосил қилинган калитлар ҳам қўлланилади. Бундай калитлар ёрдамида ночизикли, квазичизикли ва токни барқарорловчи юкламали инверторлар ҳосил қилиш мумкин.

Бир турдаги ва комплементар МДЯ – транзисторлар асосида тайёрланган электрон калитларнинг статик параметрларини кўриб чиқамиз.

Бир турдаги МДЯ – транзисторли электрон калит. n – канали индукцияланган МДЯ – транзисторли калит схемаси 11.12-расмда келтирилган.



11.12-расм. Динамик юкламали МДЯ – транзисторли калит.

Затвори сток билан уланган VT_2 транзистор ЮЭ ҳисобланади. Бундай транзистор динамик юклама деб аталади. VT_2 транзисторнинг ВАХи куйидаги мулоҳазалардан келиб чиқади. Затвор сток билан уланганлиги сабабли, $U_{СИ} < (U_{ЗИг} - U_{02})$ тенгсизлик бажарилади. Бу ерда U_{02} VT_2 транзисторнинг бўсағавий кучланиши бўлиб, затвордаги кучланиш U_{02} дан ортиб кетсагина унда канал индукцияланади ва транзистор очилади. Демак, транзистор тўйиниш режи-

ҚУЭ сифатида n – канали индукцияланган МДЯ – транзистор (VT_1), ЮЭ сифатида эса, p – канали индукцияланган МДЯ – транзистор (VT_2) қўлланилган. ҚУЭ сифатида n – МДЯ – транзисторнинг асоси кучланиш манбаининг мусбат кутбига, p – МДЯ – транзисторнинг асоси эса, схеманинг умумий нуқтасига уланади. Кириш сигнали иккала транзисторнинг затворларига бир вақтда берилади. Схема қуйидагича ишлайди. Агар $U_{КИР} = 0$ бўлса, у ҳолда, $U_{ЗИ1} = 0$ бўлади, демак, n – МДЯ – транзисторда канал индукцияланмайди, яъни транзистор берк ҳолатда бўлади. Бу вақтда VT_2 нинг затворида $U_{ЗИ2} = U_{КИР} - E_M = -E_M < 0$ бўлади.

Бу вақтда чиқиш кучланиши манба кучланишига деярли тенг бўлади:

$$U_{ЧИК} = E_M - |U_{СИ2}| \approx E_M.$$

$U_{КИР} = E_M$ бўлсин. У ҳолда, $U_{ЗИ1} > U_{О1}$, $U_{ЗИ2} = 0$ бўлади. Демак, n – МДЯ транзисторда канал индукцияланади, яъни VT_1 очик, p – МДЯ транзистор, яъни VT_2 эса берк бўлади. Бу вақтда умумий занжирдаги ток аввалгидек $I_{КОЛ}$ га тенг бўлади. Калит чиқишидаги қолдиқ кучланиш (11.13) ифодадан, индекслар ўрнини алмаштириб аниқланади:

$$U_{КОЛ1} = \frac{I_{КОЛ2}}{B_1(E_M - U_{О1})} \approx 2 - 3 \text{ мкВ.}$$

Қолдиқ кучланишнинг кичиклиги комплементар калитларнинг афзаллиги ҳисобланади. Схема иккала ҳолатда ҳам қувват истеъмол қилмаслиги бу калитларнинг яна бир афзаллиги ҳисобланади.

Назорат саволлари

1. *Позицион саноқ тизими нопозицион саноқ тизимдан нимаси билан фарқланади?*
2. *Рақамларни бир саноқ тизимидан иккинчисига ўтказиш қандай амалга оширилади?*
3. *Мантқиқ алгебрасидаги Буль константаси ва ўзгарувчиси деб нимага айтилади?*
4. *Буль алгебрасининг асосий амалларини санаб беринг. Улар ҳақиқийлик жадваллари ва алгебраик ифодалар орқали қандай ифодаланади?*

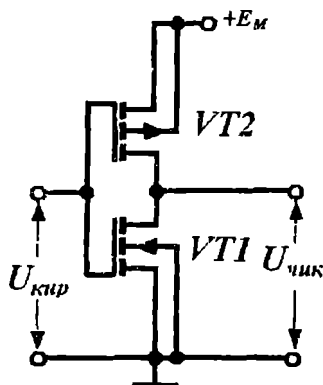
I_{CT} токни VT1 нинг канал қаршилиги $R = 1/[B_1(U_{зи1} - U_{01})]$ га кў-
пайтириб ва $U_{зи1} = E_M$ деб фараз қилиб, қолдиқ кучланишни аниқ-
лаш мумкин:

$$U_{кол} = \frac{B_2 (E_M - U_{02})^2}{2B_1 E_M - U_{01}}. \quad (11.13)$$

(11.13) формуладан кўриниб турибди-ки, қолдиқ кучланиш қийматини камайтириш учун $B_2 \ll B_1$ бўлиши керак. Эслатиб ўтамиз, транзисторнинг нисбий тиклик қиймати B биринчи нав-
батда канал кенглиги Z ни унинг узунлиги L га нисбати (Z/L) билан аниқланади. Бундан, қайта уланувчи транзисторнинг Z/L қиймати имкон қадар катта, юклама вазифасини бажарувчи транзисторники эса, имкон борича кичик бўлиши кераклиги келиб чиқади. Техно-
логик жиҳатдан қалитларда $B_1 / B_2 = 50 \div 100$ таъминланади. Қалитдаги статик режим ва ўтиш жараёнларининг таҳлили кўрса-
тади-ки, тезкорлиги ва истеъмол қуввати нуқтаи назаридан $E_M = (2 \div 3)U_0$ кучланиш манбаи оптимал ҳисобланади. Мазкур шартларда қолдиқ кучланиш $50 \div 100$ мВ оралиғида ётади.

Комплементар МДЯ — транзисторли электрон қалит.

Бир турдаги МДЯ – транзисторларда ҳосил қилинган қалитларнинг камчилиги шундаки, транзистор очик бўлган статик режимда қалитдан доим ток оқиб ўтади. Комплементар, яъни ўтказувчанлик каналлари тури қарама-қарши бўлган МДЯ – транзисторлар асо-
сида тайёрланган электрон қалит бу камчиликдан ҳоли (11.14-
расм).



11.14-расм. КМДЯ транзисторли электрон қалит (инвертор).

XII БОБ МАНТИҚИЙ ИНТЕГРАЛ СХЕМАЛАРНИНГ НЕГИЗ ЭЛЕМЕНТЛАРИ

12.1. Умумий маълумотлар

Мантиқий интеграл схема ёки мантиқий элемент (МЭ) деб иккилик санок тизимида берилган ахборотларни мантиқий ўзгартиришга мўлжалланган электрон схемаларга айтилади.

МЭлар саноатда мураккаблик даражасига кўра турли сериялар кўринишида ишлаб чиқарилади. Серия деганда, турли функциялар бажара оладиган, ягона конструктив-технологик усулда бажарилган ва биргаликда ишлашга мўлжалланган ИМС мажмуига айтилади. Шундайлигига қарамасдан, ҳар бир серияда ушбу сериядаги бошқа схемаларга асос ҳисобланадиган негиз МЭлар (инверторлар, ҲАМ-ЭМАС МЭ, ЁКИ-ЭМАС МЭ, триггерлар, счетчиклар, регистрлар ва ҳ.к.) мавжуд.

Ҳозирги вақтда РИСларни лойиҳалашда қуйидаги негиз МЭлар кенг қўлланилади: транзистор - транзисторли мантиқ; эмиттерлари боғланган мантиқ; интеграл - инжекцион мантиқ; бир турдаги МДЯ – транзисторли мантиқ; комплементар МДЯ – транзисторли мантиқ.

Негиз МЭларнинг схема вариантларини *транзисторли мантиқлар* деб аташ қабул қилинган. Мантиқ тури қўлланилган электрон калит ва элементлар орасида ўрнатилган боғлиқлик билан аниқланади. Санаб ўтилган МЭларнинг ҳеч бири тезкорлик, истеъмол қуввати, жойланиш зичлиги ва технологиклиги билан схемотехниканинг барча талабаларига тўлиқ жавоб бера олмайди. Шунинг учун ИС ишлаб чиқаришда у ёки бу негиз схемани танлаш бюртмачининг техник талабалари ва ишлатиш шароитларига боғлиқ.

12.2. Транзистор - транзисторли мантиқ элементлар

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

Содда инверторли ТТМ схемаси 12.1-расмда келтирилган.

5. Мантиқ алгебраси функциялари ишига сўз билан; ҳақиқийлик жадавали ёрдамида; алгебраик ифодалар ёрдамида мисоллар келтиринг.
6. Қандай амал функция суперпозицияси деб аталади?
7. Функционал тўлиқ мажмуа деб нимага айтилади?
8. Функционал тўлиқ мажмуа иккита ўзгарувчидан қандай функциялар ҳосил қилади?
9. Қандай функциялар мажмуаси асосий функционал тўлиқ мажмуа деб аталади?
10. Рақамли тизимларда қандай физик катталик мантиқий ўзгарувчиларнинг мумкин бўлган қийматлари билан намоён қилинади?
11. Дискрет кучланишни кодлашнинг икки усулини айтиб беринг.
12. Потенциал кодлаш усулида мантиқий сигнални кодлашнинг тўртта усулини айтиб беринг.
13. МЭнинг узатиш характеристикаси деб нимага айтилади?
14. Узатиш характеристикаларининг қандай турларини биласиз ?
15. Рақамли схемаларнинг узатиш характеристикаларига қандай талаблар қўйилади?
16. Мантиқий ўзгарувчиларнинг статик параметрларини айтиб беринг.
17. Мантиқий ўзгарувчиларнинг динамик параметрларини айтиб беринг.
18. Транзисторли электрон калитлар қандай параметрлар билан ифодаланадилар?
19. Электрон калит қандай элементлардан ташкил топган?
20. Электрон калит ясаида қандай қурилмалардан фойдаланилади?
21. РИСларда қўлланиладиган калит турларини айтиб беринг.
22. Шоттки барьерли транзисторларда ҳосил қилинган калитлар оддий БТларда бажарилган калитларга нисбатан қандай афзалликларга эга?

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 очиқ ва ундаги кучланиш $U^* = 0,7 \text{ В}$;

- $p-n$ 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 ораллиғидаги кучланиш $U_{кэ.тўй}^* = 0,3 \div 0,4 \text{ В}$.

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.

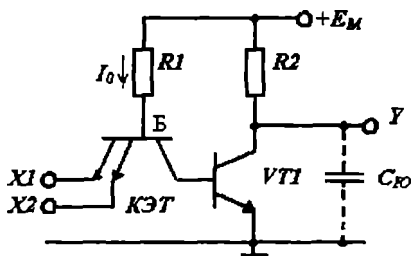
Дейлик, барча киришлар ($X1$ ва $X2$) потенциаллари кучланиш манбаи потенциалига тенг бўлган максимал қийматга эга бўлсин. Бунда мантиқий 1 сатҳ шаклланади, яъни $U^* = E_M$ эканлиги равшан. У ҳолда, барча ЭЎлар тескари йўналишда уланган бўлади, чунки база потенциали (Б) $R1$ даги кучланиш пасайиши ҳисобига доим эмиттер потенциалидан паст бўлади. КЭТ таркибидаги параллел ишлаётган транзисторлар инверс уланган бўлади. Айтиб ўтилганидек, α_n кичик бўлганлиги сабабли, ҳисоблашларда эмиттер токни 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

$$I_0 = (E_M - 2U^*) / R1 \quad (12.1)$$

$R1$ 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 мантиқий нол сатҳга тенг, яъни $U^0 = U_{кэ.тўй}^* \leq 0,4 \text{ В}$. Демак, барча киришларга мантиқий 1 берилса, чиқишда мантиқий 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.

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 компонентаси ҳисобланади. У умумий база ва умумий коллекторга эга бўлган транзисторли тузилмадир. Стандарт схемаларда киришлар (эмиттерлар) сони $K_{БИРЛ} \leq 8$. ТТМ элементлар таркибидаги КЭТ инверс режимда ёки тўйи-ниш режимда ишлаши мумкин. КЭТ тузилмаси ва ясалиш техно-логияси шундайки, ток бўйича кучайтиришнинг инверс коэффи-циенти $\alpha_{\text{н}}$ жуда кичик бўлиб, $0,01 \div 0,05$ оралиғида ётади.



12.1-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.

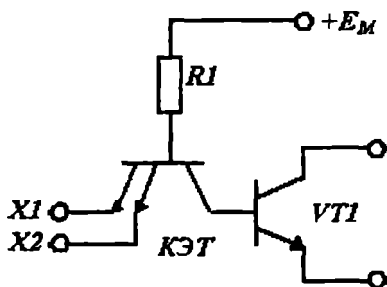
МЭларда транзисторлар калит режимида ишлашини инобатга олган ҳолда, таҳлилда очик ёки берк $p-n$ ўтиш тушунчаси қўлланилади. Эслатиб ўтамиз, агар ўтишнинг тўғри токи $I = 10^{-3} \div 10^{-4}$ А оралиғида ётса, бу диапазон *нормал ток режими* деб аталади. Токларнинг бу оралиғида кремнийли ўтишда кучланиш U атиги $0,70 \div 0,68$ 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*

ланиш ва разрядланиш вақти давомийлиги билан аниқланади. Юклама сиғими $C_{Ю}$ $p-n$ ўтишлар, электр боғланишлар, чиқишлар ва ҳ.к.лар сиғимларининг умумий йиғиндиси. Демак, тезкорликни таҳлил қилганда МЭ чиқишига уланган бошқа элементни RC – юклама деб қарашимиз керак. Схемада (12.1-расм) МЭ кириши мантикий 0 ҳолатдан мантикий 1 ҳолатга ўтаётганда $VT1$ транзистор беркилади. Шунинг учун юклама сиғими $R2$ резистор орқали зарядланади. $R2$ нинг қиймати катта бўлганлиги сабабли, зарядланиш вақти доимийси $\tau_r = R_2 \cdot C$ сезиларли бўлади. МЭ чиқиш сатҳи U^0 бўлганда юклама сиғими тўйинган $VT1$ транзистор орқали разрядланади. Ток узатиш коэффициенти α_n унча катта бўлмаганлиги сабабли, разрядланиш вақти доимийси τ_p ҳам кичик қийматга эга бўлади.

Кўриб ўтилган камчиликлар туфайли, 12.1-расмда келтирилган схема кенг қўлланилмайди. Бу схема асосан ташқи индикация элементларини улаш учун очик коллекторли микросхемаларда (12.2-расм) қўлланилади.

Мураккаб инверторли ТТМ схемаси (12.3-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.



12.2-расм. ТТМ сериядаги ЁКИ бўйича кенгайтириш схемаси.

Фаза тушунчаси (юнонча пайдо бўлиш)га биноан $VT1$ транзистор берк ва унинг коллекторида (А нуқта) юқори потенциал пайдо бўлиши натижасида $VT2$ транзистор очилади. $VT1$ транзисторнинг очик ҳолатида унинг эмиттерида (В нуқта) юқори потен-

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 мантикий 1 сатҳини $U^j = E_M$ беради. Бу вақтда I_0 қуйидагича аниқланади:

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

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

Энди, унча катта бўлмаган юклама қобилиятига ва нисбатан кичик тезкорликка эга бўлган ТТМ негиз элементни кўриб чиқамиз. Бу қуйидагилар билан шартланган. Очик ҳолатда VT1нинг тўйиниш режими таъминланиши учун $R2$ қаршилик қиймати *катта* (бир неча кОм) бўлиши керак. У ҳолда, транзисторнинг берк ҳолатдаги мантикий 1 сатҳи юклама қаршилиги $Z_{Ю}$ га кучли равишда боғлиқ бўлиб қолади. $Z_{Ю}$ деганда мазкур МЭ чиқишига уланган *итта* худди шундай МЭларнинг комплекс қаршилиги тушунилади. Мантикий 0 ҳолатида (VT1 транзистор очик) КЭТ - VT1 тизимнинг ток узатиш коэффициентини қиймати кичик бўлганлиги сабабли, чиқиш кучланиши сатҳи ҳам юклама қаршилиги қийматига қайсидир маънода боғлиқ бўлади. Сабаби, КЭТ инверс уланишида ток узатиш коэффициентини $\alpha_{\text{н}}$ 1дан кичик бўлади. Актив режимда эса 1га яқин. Шу сабабли, бу турдаги МЭ юклама қобилияти 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 заряд-

аниқлаймиз. Бунинг учун элемент чиқиш қисми кучланиши учун қуйидаги муносабатларни ёзиб оламиз:

$$U_{БВТ2} = U_{БЭВТ3} + U_{КЭ.ТҮЙ.ВТ1} = 1 \text{ В}; U_{ЭВТ2} = U_{КЭ.ТҮЙ.ВТ3} = 0,3 \text{ В}.$$

У ҳолда, $U_{БЭВТ2} = U_{БЭВТ3} + U_{КЭ.ТҮЙ.ВТ1} - U_{КЭ.ТҮЙ.ВТ3} = 0,7 \text{ В}$.

Бу вақтда VT2 транзистор очик бўлади. Шундай қилиб, VD диод бўлмаганда VT2 транзистор очик, $U^0_{ЧИҚ}$ кучланиш эса нозик бўлади. Схемага VD диод уланганда очик VT3 транзистор кучланиши $U_{БЭВТ2} + U_{VD} > U_{БЭВТ3} + U_{КЭ.ТҮЙ.ВТ1} - U_{КЭ.ТҮЙ.ВТ3}$; $U_{БЭВТ2} + U_{VD} > U_{БЭВТ3}$ бўлади. Бу қийматларни мос ўринларга қўйиб $1,4 \text{ В} > 0,7 \text{ В}$ 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 $K_{ТАРМ}$ **коэффициенти** VT3 транзисторнинг максимал коллектор токидан келиб чиққан ҳолда аниқланади. Бу вақтда

$$K_{ТАРМ} = I_{К_{max}} / I^0_{кыр}$$

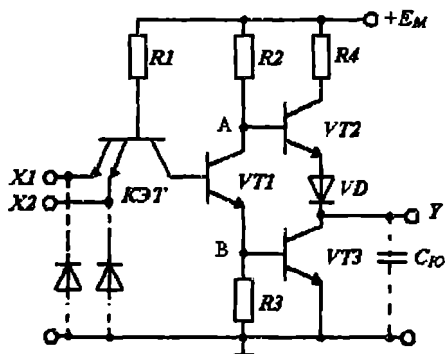
деб ёзиш мумкин. Бу ерда, $I^0_{кыр}$ — ИМС маълумотномасидан олинадиган параметр. $I_{К_{max}} = E_M / R_4 = 30 \text{ мА}$ бўлгани сабабли, $I^0_{кыр} = 1,35 \text{ мА}$ бўлганда $K_{ТАРМ} = 22$.

Хулоса қилиб шуни айтиш мумкин-ки, 12.3-расмда кириш занжирида пунктир билан тасвирланган диодлар **акс-садога қарши диодлар** деб аталади ва мувофиқлашмаган линия охирларидан қайтган манфий сигналлар (ҳалақитлар) 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 қўшимча имкониятлари билан ажралиб туради.

Масалан, чиқиш каскадида ток бўйича катта кучайтириш коэффициентига эга бўлган таркибий транзисторлар қўлланиши юклама қобилиятини оширади (12.4,а-расм). Схеманинг ишлаш принципи ўзгармайди. Таркибий транзистор (VT4 ва VT2 транзисторлар) VT3 инверторнинг динамик юкласини ҳосил қилади. Масаланинг бундай ечилиши барча резисторлар номиналарини икки баробар кичрайтиришга ва бу билан тезкорлик ҳамда юклама қобилиятини оширишга имкон беради. А ва В нукталар оралиғида

циал 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.

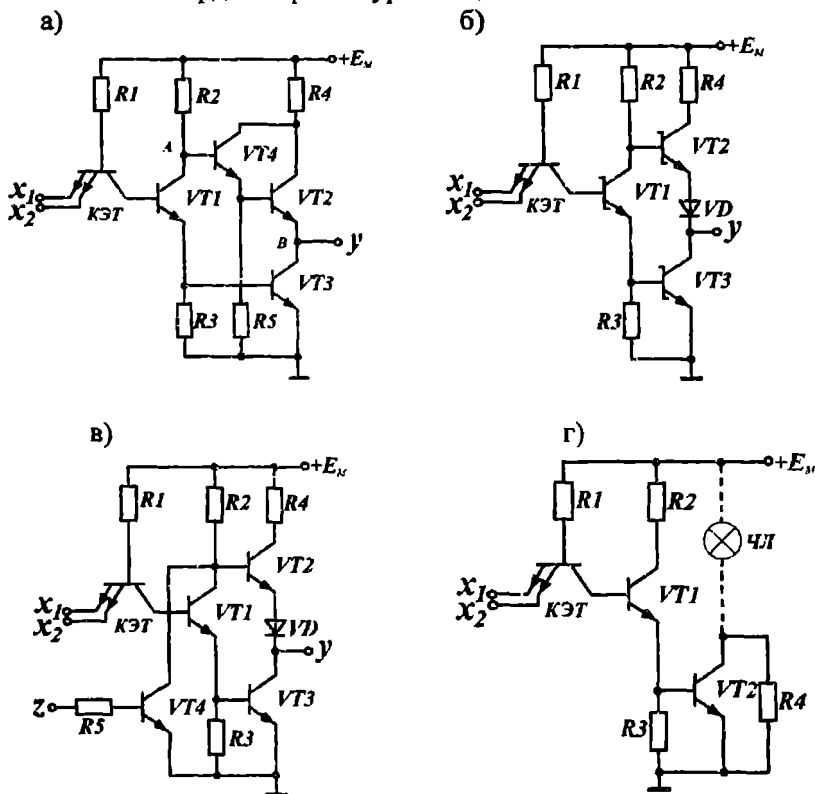


12.3-расм. Мураккаб инверторли ТТМ МЭ схемаси.

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 сигими $C_{Ю}$ эса 12.1-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 нуқтага 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 momentiда кучли қисқа импульслар пайдо бўлиши олдини олади. Элемент қайта уланиш вақтида юклама сигими $C_{Ю}$ тўйинган VT3 транзисторнинг кичик қаршилиги орқали разрядланади. Бу билан элементнинг юкори 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 $U_{БЭУТ2}$ кучланиш қиймати 0,7 В дан кичик бўлиши керак. $U_{БЭУТ2}$ нн

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



12.4-расм. ТТМ МЭнинг турли схема вариантлари.

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

Бу схеманинг юқорида кўриб ўтилган элементдан (12.3-расм) фарқи шундаки, чиқиш каскади юклама резисторсиз бир тактли схемада бажарилган.

12.4г-расмда очиқ коллекторли ҲАМ-ЭМАС МЭда индикация элементи сифатида чўлғанувчи лампа (ЧЛ) қўлланилган схема

иккита кетма-кет уланган транзисторларнинг $p-n$ ўтишларининг мавжудлиги эса VD диод бўлишини талаб қилмайди.

Шоттки диоди ва транзисторларини қўллаш ёрдамида (12.4,б-расм) ТТМ элементининг тезкорлиги оширилган (ТТМШ). Улар транзистор базасида ортиқча зарядларни чиқариб юбориш вақтини сезиларли камайтириш 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 $U^0_{ЧИҚ}$ ортади, бу эса, ўз навбатида оддий схемаларга нисбатан ҳалакитбардошликни 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 (12.4,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 мантиқий киришлардаги ахборот сигналлари комбинациясига боғлиқ эмас. Бундай элементлар чиқишларини умумий юкламага улаш мумкин, чунки ихтиёрий вақт momentiда юкламага фақат битта элемент «хизмат кўрсатади», қолган элементлар эса учинчи ҳолатда бўлади.

(12.2), (12.3) за (12.4)лардан фойдаланиб,

$$I_{Э1} = \frac{I_0}{1 + e^{\frac{U_0(1 - \frac{U_{КНР}}{U_0})}{\phi_T}}}, \quad I_{Э2} = \frac{I_0}{1 + e^{-\frac{U_0(1 - \frac{U_{КНР}}{U_0})}{\phi_T}}} \quad (12.5)$$

га эга бўламиз.

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

Таянч кучланиш $U_0 = 1,2$ В бўлсин. Агар $U_{КНР}$ қиймати $\Delta \leq 0,1$ В га камайса, у ҳолда, (12.5) га мувофиқ, $I_{Э1}$ ток I_0 га нисбатан 1 % гача камайди, $I_{Э2}$ ток эса 99 % гача ортади. Демак, кириш сигнали $U_{КНР} \leq U_0 - \Delta$ (манتيкий 0) бўлганда VT1 транзистор берк бўлади, VT2 транзистордан эса тўлиқ I_0 токи оқиб ўтади.

Агар аксинча бўлса, яъни $U_{КНР}$ қиймати $\Delta \geq 0,1$ В га ортса, у ҳолда, (12.5) га мувофиқ, $I_{Э1}$ ток I_0 га нисбатан 99 % гача ортади, $I_{Э2}$ ток эса 1 % гача камайди. Демак, кириш сигнали $U_{КНР} \geq U_0 + \Delta$ (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 $U_{КУ} = U_{КНР}^+ - U_{КНР}^- = 2\Delta \approx 0,3$ В қийматга ўзгариши билан аниқланади. Демак, халақитбардошлик 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 $U_{КБ} \geq 0$ ($U_{КБ} \geq U_B$) шарт бажарилиши керак. Транзисторнинг база потенциали кириш сигнали билан, коллектори потенциали эса,

$$U_K = E_M - \alpha I_0 R_K \quad (12.6)$$

ифода ёрдамида аниқланади.

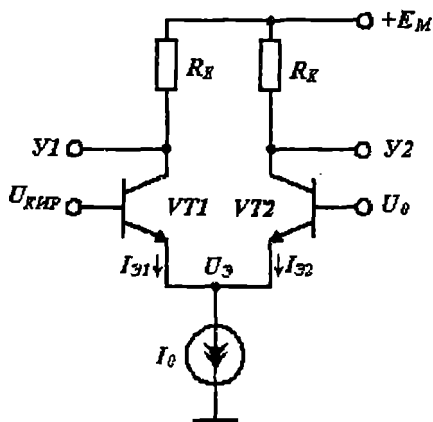
У ҳолда, транзистор актив режим чегарасида ($U_K = U_B$) қоладиган $U_{КНР}^+$ қиймати қуйидаги муносабат билан аниқланади:

$$U_{КНР}^+ = E_M - \alpha I_0 R_K = U_0 + \Delta. \quad (12.7)$$

ДЖдан фаркли 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 ихтиёрый қийматларида эмиттер ўтишларда автоматик равишда

$$I_{\varepsilon 1} + I_{\varepsilon 2} = I_0 \quad (12.2)$$

шарт ўрнатилади.



12.6-расм. Ток қайта улагичи.

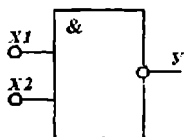
Актив режимда эмиттер токининг база-эмиттер кучланишига боғлиқлиги киришдаги VT1 транзистор учун қуйидаги ифода билан аппроксимацияланади:

$$I_{\varepsilon 1} = I_{\varepsilon 01} e^{(U_{К1P} - U_э) / \varphi_T} \quad (12.3)$$

VT2 транзистор учун эса,

$$I_{\varepsilon 2} = I_{\varepsilon 02} e^{(U_0 - U_э) / \varphi_T} \quad (12.4)$$

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



12.5-расм. Икки киришли Шейффер элементи шартли белгиси.

Икки киришли Шейффер элементининг хакикийлик жадвали

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

12.3. Эмиттерлари боғланган мантик элементлар

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

ЭБМ шундай схематехник ечимлардан бири ҳисобланади. БТнинг тўйинмаган режими юклама ва паразит сизимларни 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 юкори тезкорликка эга.

ЭБМ элемент асосини тоқ қайта улагичи ташкил этади (12.6-расм).

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

кўрсатилган. ЧЛ VT2 транзисторнинг коллектор занжиридаги юклама ҳисобланади ва мантиқий 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. Шунгловчи R4 резистор VT2 транзисторни ҳимоялайди, акс ҳолда чўлғам симининг қаршилиги совуқ ҳолатда кичик бўлади ва коллектор токининг ортиши кузатилади.

Маълумот. Саноатда ТТМ турли элементларнинг факат бир неча серияси ишлаб чиқарилади (стандарт 133, 155; тезкорлиги юқори бўлган 130, K131; микро қувватли 134; Шоттки диодили 530, K531; Шоттки диодили микро қувватли K555). Бу элементларнинг асосий параметрлари 12.1-жадвалда келтирилган.

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

Асосий ТТМ тури бўлиб мантиқий кўпайтириш инкори билан яъни, ҲАМ-ЭМАС амалини бажарадиган Шеффер элементи ҳисобланади. Шеффер элементининг шартли белгиланиши 12.5-расмда кўрсатилган. Бу ерда, X1, X2 - киришлар, У - чиқиш. Минимал киришлар сони нолга тенг. Икки киришли Шеффер элементининг ишлаши ҳақиқийлик жадвалида келтирилган (12.2-жадвал).

12.1-жадвал

ТТМ элементи сериялари тури

ТТМ РИС параметри	серия				
	стандарт	тезкорлиги юқори	микро-қувватли	Шоттки диодили	
	K155	130	158	531	K555
R_{KIP} , МА	1,6	2,3	0,15	2	1
R_{KIP} , МА	0,04	0,07	0,01	0,05	0,05
$U^1_{ЧИК}$, В	0,4	0,35	0,3	0,5	0,5
$U^0_{ЧИК}$, 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
$t_{ИЧ.ВСТ}$, нс	20	10	70	5	20
$R_{ИСТ}$, МВТ	22	44	5	15	3,7
$f_{ЧЕГ}$, МГц	10	30	3	50	10

Агар X_3 киришга мантикий 0 берилса, ЭБМни юқорида кўриб ўтилган хоссаларидан келиб чиққан ҳолда, X_1 ва X_2 киришларнинг ихтиёрий комбинацияларида Y_1 ва Y_2 чиқишларда мантикий 1 ҳосил бўлади. Агар X_3 киришга мантикий 1 берилса ва $X_1=X_2=0$ бўлса, у ҳолда, Y_1 чиқишда мантикий 1 сақланиб қолади. Бошқа ҳолатларда Y_1 чиқиш мантикий 0 га мос келади. Y_2 чиқишда эса аксинча, фақат $X_1=X_2=0$ бўлгандагина мантикий 0 ҳосил бўлади. X_3 нинг берилган қийматларида учинчи ва тўртинчи чиқишлар, \bar{X}_3 га мос келувчи биринчи ва иккинчи чиқишлар қийматларини такрорлайди. Бу тўрттала функция ҳақиқийлик жадвалини тузиб, улар

$$Y_1 = (\bar{X}_1 + \bar{X}_2) + \bar{X}_3 ; Y_2 = (X_1 + X_2) + \bar{X}_3 ;$$

$$Y_3 = (\bar{X}_1 + \bar{X}_2) + X_3 ; Y_4 = X_1 + X_2 + X_3$$

эканинга ишонч ҳосил қиламиз.

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 (К137, К187, К229, 100, К500, 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 бажарилишини таъминлайди. ЭБМ элементлар параметрлари 12.3-жадвалда келтирилган.

12.3-жадвал

ЭБМ серия элементлари турлари

ЭБМ РИС параметрлари	серия		
	К137	100, К500, 700	1500
$I_{\text{КПР}}, \text{мкА}$	0,5	0,5	0,5
$I_{\text{КПР}}, \text{мкА}$	200	265	200
$U_{\text{ЧИК}}, \text{В}$	-1,6	-1,6	-1,65
$U_{\text{ЧИК}}, \text{В}$	-0,8	-0,9	-0,96
$K_{\text{ТАРМ}}$	15	15	15

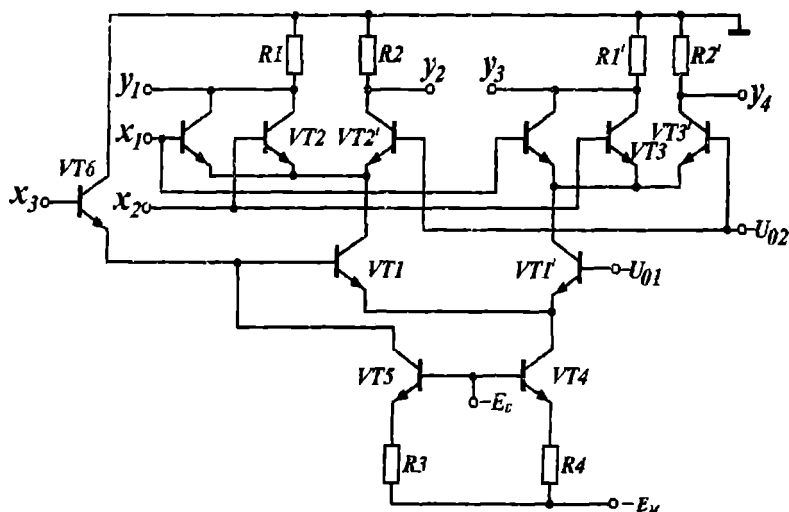
Инверслайдиган киришларини бирлаштирсак, $\overline{XAM-ЁКИ-ЭМАС}$ амалини бажарувчи МЭга эга бўламиз:

$$Z = (\overline{X1} + \overline{X2}) + (\overline{X3} + \overline{X4}) = (\overline{X1} + \overline{X2} + \overline{X3} + \overline{X4}).$$

ЭБМ элемент функционал имкониятларини кенгайтиришга мисол қилиб ток қайта улагичларининг *зинасимон* (кўп ярусли, дарахтсимон) уланишини келтиришимиз мумкин. Бунда сочилиш қуввати камаяди ва КИС кристаллида схема эгаллайдиган сирт юзаси кичраяди. Икки зинали ЭБМ схемаси 12.10-расмда келтирилган (чиқишида эмиттер қайтаргичлар кўрсатилмаган).

Схема учта ток қайта улагичдан ташкил топган, улар: $VT1$ ва $VT1'$ дифференциал жуфтликдан иборат пастки зина қайта улагичи ва $VT2 - VT2'$ ва $VT3 - VT3'$ дифференциал жуфтликлардан ташкил топган юқори зина қайта улагичлари.

Пастки зина ток қайта улагичи $X3$ сигнали ёрдамида, юқори зина ток қайтаргичлари эса $X1$ ва $X2$ сигналлари билан бошқарилади. Юқори зинадаги ҳар бир қайта улагич пастки зина қайта улагичи елкаларидан бирини ташкил этади. Қайта уланиш токи $VT4$ транзисторда тузилган ток генераторидан берилади. Ток киймати манба кучланиши E_M , таянч кучланиши E_B ва резистор $R4$ қаршилиги билан белгиланади. Схема амалга ошираётган мантиқий функция турини аниқлаймиз.

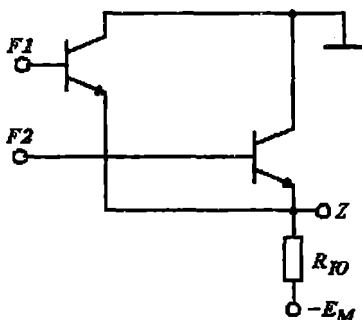


12.10-расм. Икки зинали ЭБМ схемаси.

ларни 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 коэффициенти ортиб, частота параметрлари яхшиланади. Одатда, битта U_0 манба ягона кристаллда жойлашган бир неча (5-10тагача) 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.

Айтайлик, монтаж усули билан иккита ЭБМнинг инверсламайдиган чиқишлари бирлашган бўлсин (12.9-расм).



12.9-расм. Иккита ЭБМ МЭ чиқишларини биргаликда уланиши.

Агар элементлардан бири $F1$ функцияни, иккинчиси эса $F2$ ни бажарётган бўлса, у ҳолда, бирлашган Z чиқишда $Z = F1 + F2$ амали, яъни «Монтажли ЁКИ» бажарилади. Бундан монтаж усули билан иккита ЭБМнинг инверсламайдиган чиқишлари бирлашса

$$Z = (X1 + X2) + (X3 + X4) = X1 + X2 + X3 + X4$$

амални бажарувчи, яъни киришлар сони ортишига эквивалент элемент ҳосил бўлиши кўриниб турибди. Схепада $X1$ ва $X2$ киришлар биринчи МЭга, $X3$ ва $X4$ киришлар эса иккинчи МЭга тегишли.

Манбанинг манфий кутби умумий деб олинган ЭБМ схеманинг камчилиги бўлиб, чиқиш сигнали мантикий сатҳларининг кучланиш манбаи қийматига боғлиқлиги ҳисобланади. Бу (12.8) ва (12.9)лардан келиб чиқади. Бундан ташқари, чиқиш умумий нукта билан қисқа туташганда эмиттер қайтаргич транзистори ишдан чиқади.

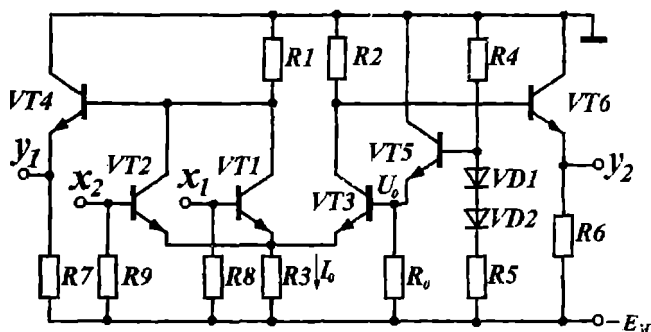
Кучланиш манбаи E_M нинг мусбат кутбини умумий нуктага улаб, айтиб ўтилган камчиликларни бартараф этиш мумкин. У ҳолда,

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

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

Бунда, схеманинг иш принципи, албатта, ўзгаришсиз қолади.

500 серияга мансуб ЭБМ элементнинг принципиал электр схемаси 12.8-расмда келтирилган.



12.8-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 R_3 қўлланган. Унинг қаршилиги R_1 (R_2) резисторларнинг максимал қийматларидан анча катта бўлиши керак. Бундай манбада I_0 қиймати қайта уланиш вақтида ўзгаради, лекин U^0 ва U^1 қийматларига таъсир кўрсатмайди.

Таянч кучланиш U_0 қиймати ҳамда U^0 ва U^1 қийматлари температура ва бошқа омиллар таъсирида ўзгаради. ЭБМ схемаларда ҳалақитларга бардошлик юқори бўлмагани сабабли, схема-

VT4 ва VT5 эмиттер қайтаргичлар коллектор потенциаллари сатҳлари U^* катталikka 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, У1 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

$$U^1 = E_M - U^* \quad (12.8)$$

эканлиги келиб чиқади.

VT3 транзистор билан VT5 қайтаргич ҳам мантикий функция бажарадилар. $X1=X2=U^0$ бўлганда VT3 транзистор очик, демак У2 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 ($U_{ҚОЛ} = U^*$). U^* кучланишни олиб ташласак ва (12.8) ифодага кўйсак, мантикий 0 саҳига эга бўламиз

$$U^0 = E_M - 2U^* \quad (12.9)$$

(12.8) ва (12.9) ифодалардан фойдаланиб, мантикий ўтиш қийматини аниқлаймиз

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

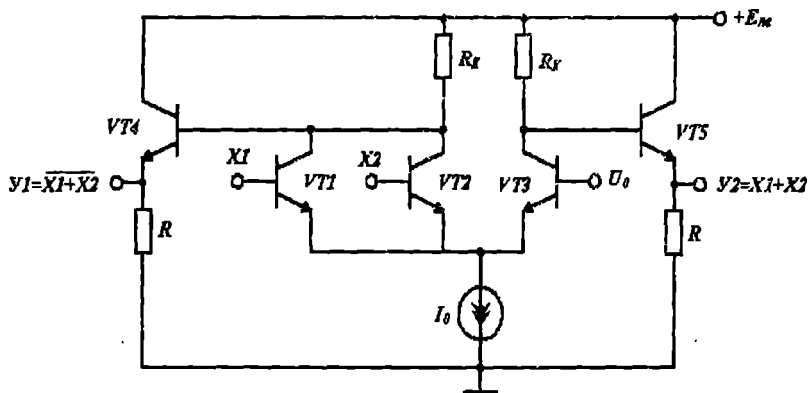
Энди, бирор киришга, масалан X1 га мантикий 1 потенциал берилган бўлсин. У ҳолда, VT1 транзистор очилади, VT3 транзистор эса беркилади. Натижада У1 чиқишда мантикий 0 кучланиши, У2 чиқишда эса мантикий 1 кучланиши ўрнатилади. Иккала киришга мантикий 1 берилганда ҳам вазият ўзгармайди. Ҳосил бўлган ҳақиқийлик жадвали 12.4-жадвалда келтирилган. Жадвалдан, схема У1 чиқиш бўйича $\gamma_1 = \overline{X1+X2}$ мантикий амалини, У2 чиқиш бўйича эса, $\gamma_1 = X1+X2$ мантикий амалини бажариши маълум бўлиб турибди.

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

(12.7) шарт бажарилиши, берилган E_M , U_0 ва $U^{*}_{КПР}$ қийматларида транзисторнинг актив иш режими таъминланиши учун R_K резисторлар қаршилиги кичик (200 Омгача) қилиб танланади.

Алоҳида калитлар (қайта улагичлар) асосан, аналог схемаларда қўлланилади. Мантикий 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 мантикий 0 ва мантикий 1 сатҳлар мувофиқлаштирилган бўлиши керак. Афсуски, мазкур турдаги қайта улагичларда сатҳлар мослиги мавжуд эмас, чунки U_1 ва U_2 чиқишлардан олинаётган чиқиш қучланиши *доим U_0 дан катта бўлади*. Шу сабабли бундай қайта улагичларни кетма-кет улаб бўлмайди. Бунинг учун махсус мувофиқлаштирувчи каскадлар қўлланилади. Улар қучланиш сатҳини силжитиш қурилмаси деб аталади. Эмиттер қайтаргичлар бундай қурилманинг содда схемаси бўлиб ҳисобланади. Қайтаргичда чиқиш (эмиттер) потенциалнинг сатҳи таянч потенциал сатҳидан U^* катталikka 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 12.7-расмда келтирилган.



12.7-расм. Иккита киришли ЭБМ МЭ схемаси.

VT_1 ва VT_2 транзисторлардан ихтиёрий бирининг (ёки бароварига) беркиилиши I_0 токни чап елқадан ўнг елкага ўтишига олиб келади.

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

Интеграл БТлардан фарқли равишда бир турдаги МДЯ интеграл транзисторларда изоляцияловчи чўнтаклар хосил қилиш талаб этилмайди. Шунинг учун, бир хил мураккабликка эга бўлганда, МДЯ – транзисторли ИМСлар БТларга нисбатан кристаллда кичик ўлчамларга эга ва ясаиш 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 истеъмол қиладиган мантикий схемалар ва КИСлар яратишда қўлланилади. МДЯ ИСларда энг юқори интеграция даражасига эришилган бўлиб, бир кристаллда юз минглаб ва ундан кўп компонентлар жойлашиши мумкин.

МДЯ – транзисторли мантиқ (МДЯТМ) асосида юкломаси МДЯ – транзисторлар (11.6-параграфда кўриб ўтилган) асосида яратилган электрон калит-инверторлар ётади. Схепада пассив элементларнинг ишлатилмаслиги, ИМСлар тайёрлаш технологиясини содалаштиради.

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

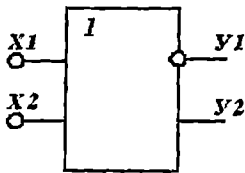
Содда 2ХАМ-ЭМАС ва 2ЁКИ-ЭМАС МЭ схемалари 12.12-расмда келтирилган.

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

$K_{БИРЛ}$	9	9	9
$t_{\text{орт.кеч}}$, нс	6	2,9	0,7
$P_{\text{ИСТР}}$, мВт	70	35	50
I_{M_2} , мА	15	26	-
E_{M_2} , В	- 5,2	- 5,2	- 4,5

ЭБМ негиз элементининг шартли гарфик белгиланиши 12.11-расмда кўрсатилган бўлиб, у ерда, X_1, X_2 – киришлар, Y_1 – инверс чиқиш; Y_2 – тўғри чиқиш. Элемент мусбат мантиқ учун бир вақтнинг ўзида иккита функцияни амалга оширади: Y_1 чиқиш бўйича 2ЁКИ-ЭМАС (Пирс элементи) ва Y_2 чиқиш бўйича 2ЁКИ (дизъюнкция). Икки киришли МЭнинг ҳақиқийлик жадвали 12.4-жадвалда келтирилган.

12.4 - 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

12.11-расм. Икки киришли ЭБМ элементнинг шартли гарфик белгиланиши.

12.4. Бир турдаги МДЯ – транзисторлар асосидаги мантиқ 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.

МДЯТМ элементларда реал $U^{\rho}_{\text{ЧИК}}$ киймати $U^{\rho} = U_{\text{КОЛ}} \approx 0,2 \div 0,3$ В дан катта эмас, $U^{\rho}_{\text{ЧИК}}$ киймати эса $U^{\rho}_{\text{ЧИК}} \approx E_M$.

Мос равишда мантикий ўтиш

$$U_M = E_M - U_{\text{КОЛ}} \approx E_M.$$

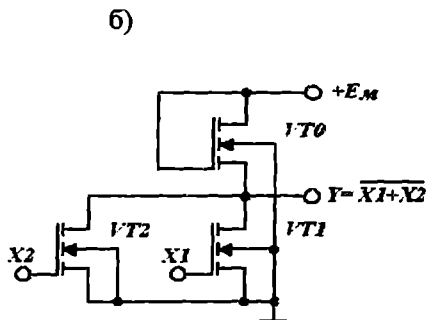
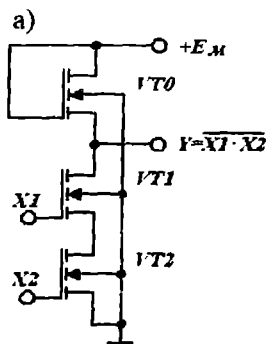
МДЯТМ элементнинг яна бир афзаллиги – ҳалақитбардошлиги юқорилигидадир. БТлардаги МЭларда мантикий Онинг ҳалақитбардошлиги $(1 \div 2)U^{\rho}$, яъни $0,7 \div 1,4$ В бўлганда, МДЯТМда $U^{\rho}_{\text{ХАЛ}} = U_0 - U^{\rho} \approx 1,5 \div 3$ В бўлади.

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

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

12.5. Комплементар МДЯ – транзисторлар асосидаги мантиқ элементлар

Комплементар МДЯ – транзисторли электрон калитларнинг афзалликлари 11.6-параграфда кўриб чиқилган эди. Бу 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 ҳалақитбардош-



12.12-расм. и – МДЯ транзисторли мантйк элементлар схемалари.

2ХАМ-ЭМАС схемада (12.12,а-расм) пастки VT1 ва VT2 транзисторлар кетма-кет, 2ЁКИ-ЭМАС схемада эса (12.12,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 $U_{КНР} < U_0$ (мантйкий 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 мантйкий бирга мос кучланиш ўрнатилади.

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

2ЁКИ-ЭМАС элементда (12.12,б-расм) бирор киришга юқори сатх кучланиши ($U_{КНР}^1 > U_0$) берилса, мос равишда VT1 ёки VT2 транзистор очилади ва чиқишда мантйкий 0 ($U_{ЧИҚ}^0 < U_0$) ўрнатилади.

Агар иккала киришга мантйкий 0 сатхи берилса, VT1 ва VT2 берк бўлади. Чиқишда эса юқори сатх кучланиши – мантйкий 1 ўрнатилади.

$U_{ЧИҚ}^0 < U_0$ 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 нуқтаи назаридан $E_M = (2÷3)U_0$ кучланиш қиймати оптимал ҳисобланади. Демак, $U_0 = 1,5 ÷ 3$ В бўлганда $E_M = 4,5 ÷ 9$ В бўлади.

2ХАМ-ЭМАС схема (12.13,а-расм) куйидагича ишлайди. Схема киришларига $U^0_{КИР} < U^n_{БҮС}$ кучланиш берилса, барча қайта уланувчи (n – каналли транзисторлар) очиқ бўлиб, чиқиш кучланиши U^0 га тенг бўлади. Кириш сигналларининг бошқа комбинацияларида кетма-кет уланган қайта уланувчи транзисторлардан бири беркилади. Бу вақтда чиқиш кучланиши $U^1 = E_M$ га тенг бўлади.

2ЎКИ-ЭМАС схема (12.13,б-расм) куйидагича ишлайди. Схема киришларига $U^0_{КИР} < U^n_{БҮС}$ 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 нолга тенг бўлади ва чиқиш кучланиши $U^1 = E_M$ бўлиб мантиқий 1 га мос келади.

Агар қайта уланувчи транзисторлардан бирининг затворидаги кириш кучланиши бўсағавий кучланиш қийматидан катта бўлса $U^1_{КИР} > U^n_{БҮС}$, 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 мантиқий 0 сатҳ $U^0 = 0$ деб ҳисоблаш мумкин.

Демак, мантиқий 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.

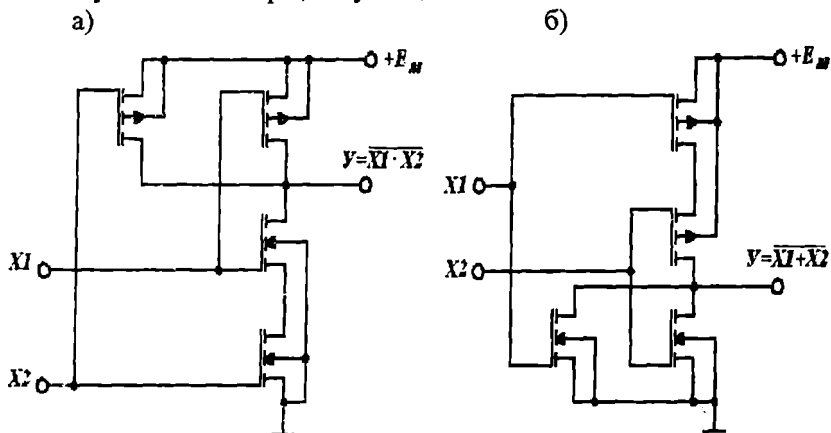
КМДЯТМ элементларнинг тезкорлиги МДЯТМ элементлар тезкорлигига нисбатан сезирларли даража юқори. Бу ҳолат КМДЯТМ элементларида канал кенглигига чекланишлар қўйилмаганлигидан келиб чиқади. Чунки паразит сиғимлар қайта зарядланадиган очиқ транзисторларда етарли ўтказувчанликни таъминлаш мақсадида канал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

ликка 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 (12.13,а-расм), 2ЁКИ-ЭМАС схемада эса, кетма-кет (12.13,б-расм). Бундай усул ёрдамида фақат икки киришли элементлар эмас, балки киришлар сони катта бўлган схемалар ҳам тузилади.

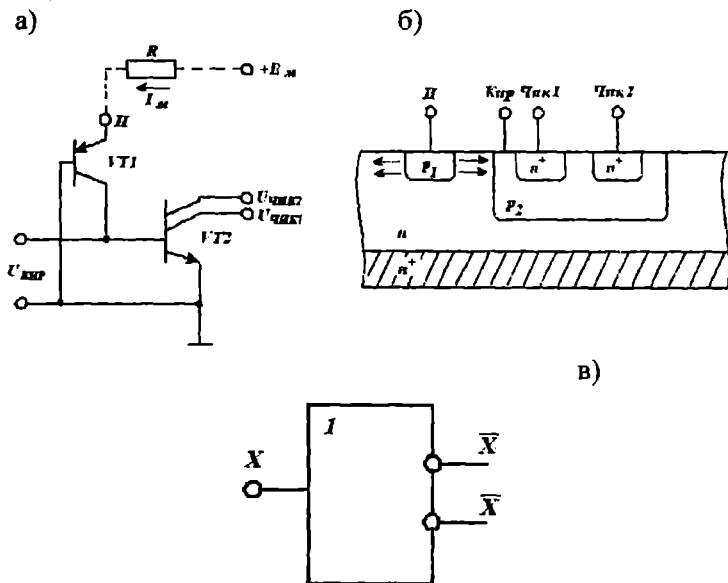


12.13-расм. КМДЯ транзисторлар асосидаги 2ҲАМ-ЭМАС (а) ва 2ЁКИ-ЭМАС (б) мантиқ элементларнинг схемаси.

Ўзариши мумкин, яъни VT1 транзистор ЭЎидаги кучланишни озгина орттириб (хар 60 мВда ток 10 марта ортади), ток кийматини 6 тартибга ўзгартириш мумкин.

И²М ИС кремнийли n^+ -асосда тайёрланади (12.14б-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 ҳажми эгаллайди.

Элементнинг ишлаш принципи. Иккита кетма-кет уланган И²М элементлар занжири 12.15-расмда тасвирланган. Агар схеманинг киришига берилган кучланиш $U_{КП}^0 < U^*$ бўлса, у ҳолда, қайта уланувчи VT2 транзисторнинг иккала ўтиши берк бўлади. VT1 инжектордан берилган ток I_M қайта уланувчи транзистор базасидан кириш занжирига узатилади.



12.14-расм. И²М негиз элементнинг схемаси (а), топология қирқими (б) ва шартли белгиланиши (в).

арифметик ва мантикий амалларни, ҳамда сақлаш, ёрдамчи ва махсус функцияларни бажаради.

Турли сериядаги КМДЯТМ асосий параметрлари 12.5-жадвалда келтирилган.

12.5-жадвал

КМДЯТМ серия элементларининг асосий параметрлари

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

12.6. Интеграл – инжекцион мантик элементлари

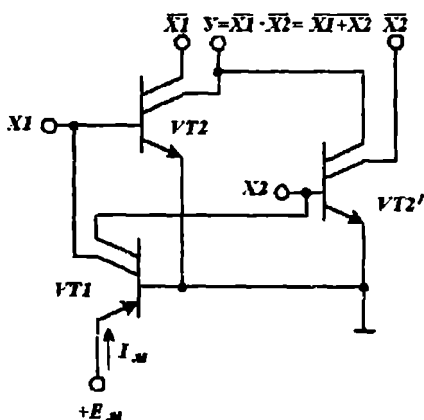
Микроэлектрон аппаратлар ривожини КИС ва ЎКИС ларни кенг қўллашга асосланган. Бу билан аппаратларнинг техник-иктисодий кўрсаткичлари; ишончлилиқ, ҳалақитбардошлиқ ортмоқда, масса-си, ўлчамлари, нархи камаймоқда ва ҳ.к.

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

I^2M негиз элементи схемаси 12.14-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 мантикий чиқишларини ташкил этади. I^2M турдаги элементларда ҳосил қилинган мантикий 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

чиқишлар киришдаги ўзгарувчиларга нисбатан умумий нуқтага параллел уланса ЁКИ-ЭМАС мантиқий амал бажарилади. Чиқиш сигналларига нисбатан эса ХАМ амали бажарилади. Шунинг таъкидлаш керакки, инверторларнинг иккинчи коллекторлари ёрдамида қўшимча кириш сигналларини инкор этиш мантиқий амалини (\bar{X}_1, \bar{X}_2) бажариш мумкин, бу эса, ўз навбатида МЭ имкониятларини кенгайтиради.

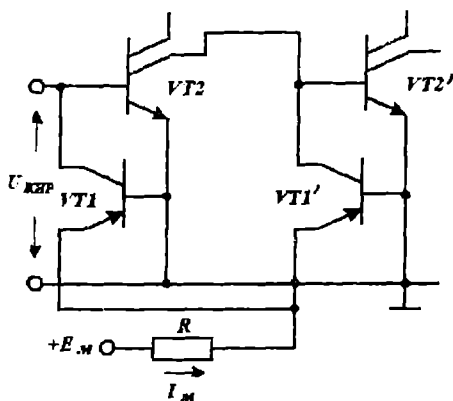
I^2M схемалар тезкорлиги инжекция токи I_M га кучли боғлиқ бўлиб, ток ортган сари ортади. Бу вақтда $A_{КУ}$ озгина ортади ва $4 \div 0,2$ пДжни ташкил этади. Элемент қайта улашининг ўртача кечикиш вақти $10 \div 100$ нс, яъни ТТМ элементниқига нисбатан бир неча марта катта. Аммо кувват истеъмоли 1-2 тартибга кичик бўлади. Мантиқий ўтиш кичиклиги туфайли I^2M элементининг ҳалакитбардошлиги 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.



12.16-расм. ЁКИ-ЭМАС амалини I^2M мантиқий элементлар асосида ташкил этиш схемаси.

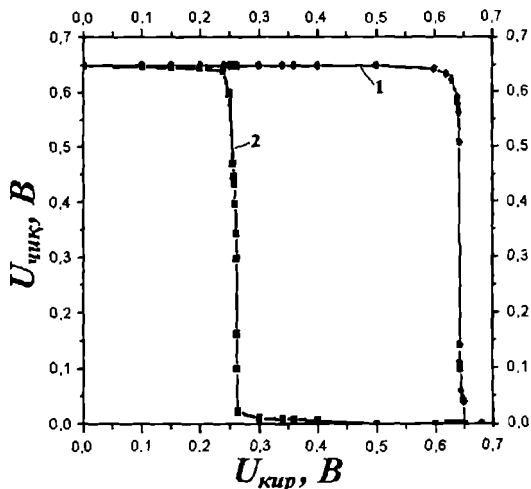
I^2M МЭнинг X киришига статик режимда мантиқий 1га мос кучланиш берилганда манба E_M дан энергия истеъмол қилиши, унинг камчилиги ҳисобланади. Бу камчиликни 12.6-жадвалда келтирилган комплементар БТ (КБТ)ларда тузилган инвертор схемалар ёрдамида бартараф этиш мумкин (12.17-расм). КБТларда инжекция – вольтаик режимда ишловчи икки ($n-p-n$ ва $p-p-p$) турли БТлар кетма-кет уланади.

Бу ҳолатда чиқиш кучланиши кейинги каскад қайта уланувчи VT2' транзисторининг тўғри силжитилган p-n ўтиши кучланишига тенг бўлади, яъни $U'_{\text{ЧИК}} = U^* \approx 0,7$ В. Агар схеманинг киришидаги кучланиш $U'_{\text{КПР}} > U^*$ 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 ўрнатади. 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; $U^f = 0,6 \div 0,7$ В. Бундан И²М негиз МЭ учун мантикий ўтиш $U_{\text{МЭ}} = 0,4 \div 0,6$ В эканлиги келиб чиқади.

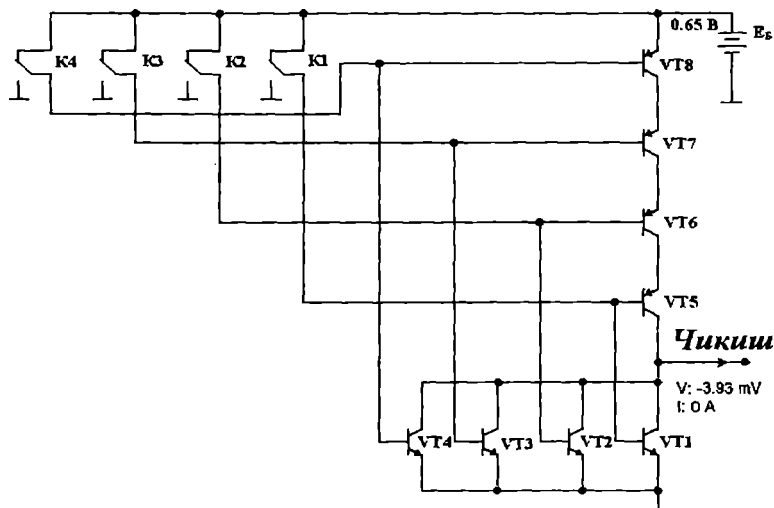


12.15-расм. И²М МЭ занжири.

12.14-расмдаги схемадан фойдаланиб 2ХАМ-ЭМАС ва 2ЎКИ-ЭМАС мантикий амалларини бажарувчи МЭларни тузиш мумкин. Масалан, 12.16-расмда иккита инверторни металл ўтказгичлар билан туташтириш йўли билан 2ЎКИ-ЭМАС функциясини амалга ошириш мумкин. Бу вақтда иккала инвертор VT1 транзисторда ҳосил қилинган ягона кўп коллекторли (икки коллекторли) инжектордан таъминланади. Келтирилган схемадан кўриниб турибдики,

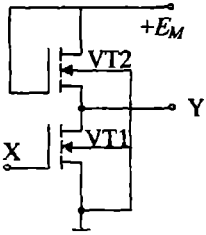
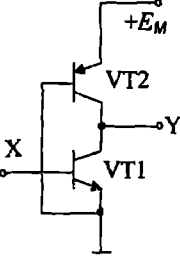
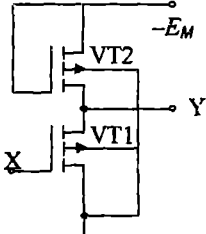
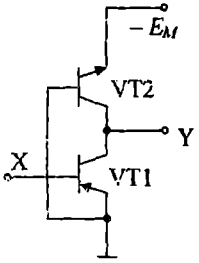
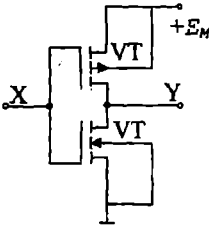
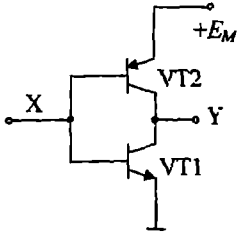


12.17-расм. И²М (1) ва КБТ (2) инверторларнинг амплитуда узатиш характеристикалари.



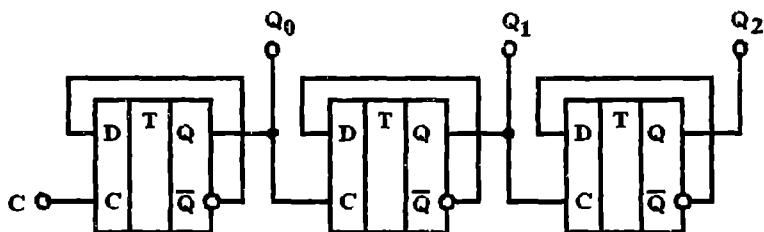
12.18-расм. «4ХАМ-ЭМАС» МЭ схемаси.

МДЯ – ва БТлар асосидаги инверторларни таққослаш

№	МДЯ – транзисторлар асосидаги инвертор схемалари	БТлар асосидаги инвертор схемалари
1	<p style="text-align: center;">n – МДЯ</p> 	
2	<p style="text-align: center;">p – МДЯ</p> 	
3	<p style="text-align: center;">КМДЯ</p> 	<p style="text-align: center;">КБТ</p> 

циал ўзгариш частотаси C киришдаги импульслар частотасидан 2 марта кичик. T -триггернинг бу хоссаси улар асосида иккилик счетчиклари тузиш имконини беради. Шу сабабли бу триггерлар санок триггерлари деб аталади. $T=1$ бўлганда T киришга эга бўлмаган санок триггери T -триггер каби ишлайди.

Счетчиклар. Кириш импульслари сонини ҳисоблаш учун мўлжалланган қурилма **счетчик** дейилади. C киришга ҳар бир импульс келганда счетчик ҳолати бирга ўзгаради. Бир неча триггерлар асосида счетчик тузиш мумкин, бу вақтда счетчик ҳолати триггерлар ҳолати билан аниқланади. Жамловчи счетчикларда ҳар кириш импульси чиқишдаги сонни бирга кўпайтиради, айирувчи счетчикда эса, ҳар кириш импульси чиқишдаги сонни бирга камайтиради. Энг содда счетчиклар – иккилик счетчикларидир. Жамловчи иккилик счетчиги 12.23-расмда келтирилган.



12.23-расм. Жамловчи иккилик счетчиги схемаси.

Счетчик тузишда триггерлар кетма-кет уланади. Ҳар бир триггер чиқиши бевосита кейинги триггернинг такт киришига таъсир кўрсатади. Жамловчи счетчик яшаш учун навбатдаги триггернинг санок киришини олдинги триггернинг инверс чиқишига улаш керак. Санок йўналишини ўзгартириш учун (айирувчи счетчик), қуйидаги усулларни таклиф этиш мумкин:

- счетчикнинг чиқиш синалларини триггернинг тўғри чиқишидан эмас, балки инверс чиқишидан ўқиш;
- триггернинг санок киришига олдинги қурилманинг инверс чиқишидан эмас, балки тўғри чиқишидан сигнал бериш йўли билан алоқа тузилмасини ўзгартириш.

Счетчиклар санокнинг бир даври (цикл) мобайнидаги ҳолатлар сони билан ифодаланади. Ҳолатлар сони тузилмадаги триг-

RS-триггер иккита ахборот S ва R киришларга эга. S киришга 1 сигнали, R киришга 0 сигнали берилса триггернинг Q чиқишида 1 сигнал ўрнатилади. Аксинча бўлганда, яъни $S=0$ ва $R=1$ бўлса, триггер чиқиши $Q=0$. SR -триггер иши қуйидаги ифода билан аниқланади:

$$Q_{n+1} = \overline{R}_n S_n + \overline{R}_n Q_n \quad (12.15)$$

бу ерда, Q_n ва Q_{n+1} - мос равишда триггернинг олдинги ва янги ҳолатлари.

RS -триггер учун $S=1$ ва $R=1$ комбинация тақиқланган ҳисобланади. Бу вақтда триггернинг ахборот киришлари ҳолати аниқ бўлмайди: Q чиқишда 0 ҳам, 1 ҳам бўлиши мумкин.

RS -триггернинг E -, R - ва S -триггерлар деб номланувчи турлари ҳам мавжуд. Улар учун $S=R=1$ ҳолат тақиқланмаган. E -триггер $S=R=1$ бўлганда ўз ҳолатини ўзгартирмайди ($Q_{n+1}=Q_n$). S -триггерда $S=R=1$ бўлганда $Q=1$, R -триггерда эса $Q=0$ бўлади.

JK-триггер иккита ахборот J ва K киришларга эга. RS -триггер каби JK -триггерда ҳам Q чиқишда 1 ёки 0 ўрнатилиши J ва K - киришларга боғлиқ. Лекин RS -триггердан фарқли равишда JK -триггерда $J=K=1$ бўлса триггернинг Q чиқиши ҳолати тесқари ҳолатга ўтказилади. JK -триггерлар фақат C киришдаги потенциал ўзгарганда синхронлашади. JK -триггер иши қуйидаги шарт билан аниқланади:

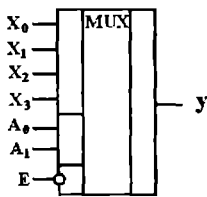
$$Q_{n+1} = J_n \overline{Q}_n + \overline{K}_n Q_n \quad (12.16)$$

D-триггер ёки кечикиш триггерида, C киришга синхросигнал берилганда, D киришдаги потенциалга мос ҳолат ўрнатилади. D -триггер иши тенгламаси: $Q_{n+1}=D_n$ кўринишга эга бўлади. Демак, Q_{n+1} чиқиш ҳолати D кириш сигнали ўзгариши билан эмас, балки синхросигнал келиши билан ўзгаради, яъни бир синхронизация импульси даврига кечикади (Delay – кечикиш). D -триггер импульс ёки фронт ёрдамида синхронизация қилинади.

T-триггер, ёки санок триггери, чиқиш ҳолатини C киришдаги импульс fronti ўзгартиради. C синхронизация киришидан ташқари T -триггер T тайёрлов киришига ҳам эга бўлади. Бу киришдаги сигнал C киришдаги импульс fronti ($T=1$ бўлганда) ишга рухсат беради ёки ($T=0$ бўлганда) тақиқлайди. T -триггер иши қуйидаги шарт билан аниқланади:

$$Q_{n+1} = T_n \overline{Q}_n + \overline{T}_n Q_n \quad (12.17)$$

Демак, $T=1$ бўлганда C киришдаги сигналнинг мос fronti триггерни тесқари ҳолатга ўтказди. T -триггер чиқишидаги потен-



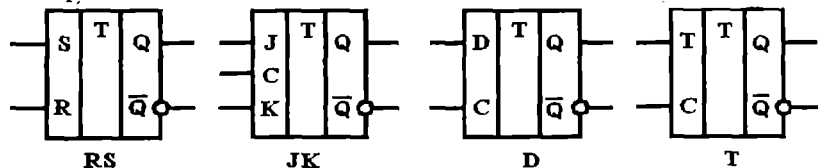
12.21-расм. 4x1 мультимплексор шартли белгиси.

Умуман олганда, n та бошқарув (манзилни кўрсатувчи) киришлар ва 2^n та ахборот киришларга эга бўлган тўлиқ мультимплексор учун n – киришли мантикий функция тузиш мумкин. Ҳар бир бошқарув киришлари комбинациясига битта ахборот кириши мос келади, демак, шу киришга мантикий функциянинг талаб этилган қиймати берилади ва u мультимплексор чиқишига узатилади.

Триггерлар. Триггер деб, иккита турғун ҳолатга эга бўлган содда қурилмага айтилади. Унинг электр занжирида мусбат ТА бўлгандагина бу ҳолатлар орасида ўтиш жараёнлари содир бўлади.

Триггернинг иккита турғун ҳолатлари: $Q=1$ ва $Q=0$ деб белгиланади. Триггернинг қайси ҳолатда бўлиши триггер киришларидаги сигнал ҳолатига ва олдинги ҳолати билан аниқланади, яъни триггер хотирага эга. Бошқача айтганда, триггер элементар хотира ячейкаси ҳисобланади.

Триггер тури унинг иш алгоритми билан аниқланади. Иш алгоритмига кўра триггерлар **ўрнатувчи**, **ахборот** ва **бошқарув киришлари**га эга бўлиши мумкин. Ҳўрнатувчи киришлар бошқа киришлар ҳолатлари қандай бўлишидан қатъи назар, триггер ҳолатини ўрнатади. Бошқарув киришлари, хусусан, ахборот киришларига берилаётган маълумотларни ёзишга рухсат беради. Энг кенг қўлланиладиган триггерлар бўлиб, **RS**, **JK**, **D** ва **T** триггерлар ҳисобланади. Бу триггерларнинг шартли белгиланиши 12.22-расмда келтирилган.



12.22-расм. RS-, JK-, D- ва T-турли триггерларнинг шартли белгиланиши.

дешифраторда чиқиш сигналининг шаклланиши бошқарув сигналини инобатга олган ҳолда қуйидагича ифодаланади:

$$y_i = \begin{cases} 1 \cdot \bar{E}, & \text{агар } i = k; \\ 1, & \text{агар } i \neq k; \\ k = 2^2 \cdot x_2 + 2^1 \cdot x_1 + 2^0 \cdot x_0. \end{cases} \quad (12.12)$$

Бир неча бошқарув киришларига эга бўлган дешифраторлар ҳам мавжуд. Бундай дешифраторлар учун рухсат функцияси, барча бошқарув сигналлари мантиқий кўпайтмаси кўринишида бўлади. Масалан, КР555ИД7 дешифраторида битта $E1$ бошқарув сигнали ва иккита $E2$ ва $E3$ инверс функцияларга эга бўлиб, E қуйидаги кўринишга эга:

$$E = E1 \cdot \bar{E2} \cdot \bar{E3} \quad (12.13)$$

Мультиплексорлар. **Мультиплексор** деб, чиқишига маълумотларнинг ахборот киришидан бирини уловчи, бошқарув қайта улагичини ҳосил қилувчи комбинацион схемага айтилади. Уланувчи киришнинг тартиб рақами, манзилни кўрсатувчи киришларга берилётган мантиқий сатҳлар комбинацияси билан аниқланади. Ахборот ва манзилни кўрсатувчи киришлардан ташқари, мультиплексор схемалари рухсат киришларига эга. Уларга актив сатҳ берилганда мулъттиплексор актив ҳолатта, пассив сатҳ берилса, мультиплексор пассив ҳолатга ўтади. Ахборот ва манзилни кўрсатувчи киришлар ҳолатларидан қатъи назар чиқишдаги сигнал ўзгармас қолади.

Ахборот киришлари сони n ва манзилни кўрсатувчи киришлар сони m га мос равишда мультиплексорлар тўлиқ ва тўлиқ эмас бўлиши мумкин. Агар $n=2^m$ шарт бажарилса мультиплексор **тўлиқ**, агар бу шарт бажарилмаса, яъни $n < 2^m$ бўлса, мультиплексор **тўлиқ эмас** дейилади.

Мультиплексорда ахборот киришлари сони одатда 2, 4, 8 ёки 16 бўлади. 12.21-расмда инверс рухсат кириши E ва тўғри чиқишга эга бўлган 4×1 мультиплексор тасвирланган. У КР555КШ2 мультиплексор микросхемасининг ярмини ташкил этади.

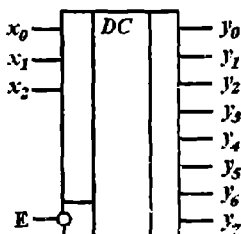
Бундай мультиплексор чиқиш функцияси учун ифода қуйидагича ёзилади:

$$y = x_0 \cdot (\bar{A}_0 A_1) + x_1 \cdot (A_0 \bar{A}_1) + x_2 \cdot (\bar{A}_0 A_1) + x_3 \cdot (A_0 A_1) \quad (12.14)$$

бу ерда, x_0, x_1, x_2, x_3 – мультиплексорнинг ахборот киришлари; A_0, A_1 – манзилни кўрсатувчи киришлари.

Тўлиқ эмас дешифраторларда киришлар сони n та, чиқишлар сони эса $N < 2^n$ бўлади. Демак, масалан, 4та кириш ва 10та чиқишга эга бўлган дешифратор *тўлиқ эмас*, 2та кириш ва 4та чиқишга эга бўлган дешифратор эса *тўлиқ* ҳисобланади. $n = 3$ бўлган дешифратор 12.20-расмда тасвирланган.

x_0, x_1, x_2 киришларга мантикий сатҳларнинг 8та комбинациясини (000, 001, 010, ..., 111) бериш мумкин. Схема 8та чиқишга эга бўлиб, улардан бирида паст потенциал, қолганларида эса юқори потенциал шаклланади. Бу ягона чиқиш тартиб рақами N сонига мос келади ва x_0, x_1, x_2 киришлар ҳолатлари билан қуйидагича аниқланади: $N = 2^2 \cdot x_2 + 2^1 \cdot x_1 + 2^0 \cdot x_0$



12.20-расм . 3x8 дешифраторнинг шартли белгиланиши.

Чиқиш сигнали y_i ҳолатини умумий ҳолда қўйидаги шартлар тизими билан ифодалаш мумкин:

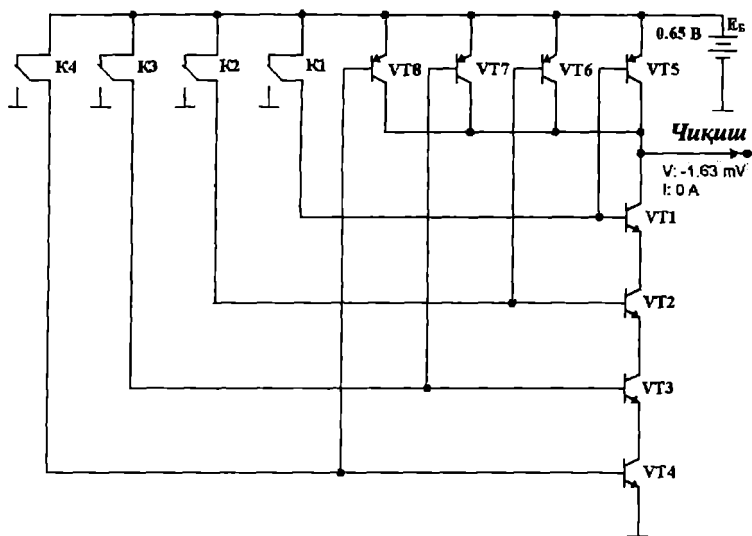
$$y_i = \begin{cases} 0, & \text{агар } i = k; \\ 1, & \text{агар } i \neq k; \\ k = 2^2 \cdot x_2 + 2^1 \cdot x_1 + 2^0 \cdot x_0. \end{cases} \quad (12.11)$$

x_0, x_1, x_2 ахборот киришларидан ташқари, дешифраторлар қўшимча бошқарув киришлари E га эга бўладилар. Бу киришлардаги сигналлар дешифратор ишлашига рухсат беради ёки уларни пассив ҳолатга ўтказади. Пассив ҳолатда ахборот киришларидаги сигналлар қандай бўлишидан қатъи назар, барча чиқишларда мантикий 1 сатҳ ўрнатилади. Демак, бошқарув киришлари ҳолатига боғлиқ равишда маълум рухсат берувчи функция мавжуд.

Дешифраторнинг рухсат берувчи кириши тўғри ва инверс бўлиши мумкин. Тўғри рухсат берувчи киришли дешифраторларда актив сатҳ бўлиб мантикий 1 сатҳ, инверс рухсат берувчи киришли дешифраторларда эса, мантикий 0 сатҳ ҳисобланади. 12.20-расмда тасвирланган дешифратор битта инверс бошқарув киришига эга. Бу

Жадвалдан И²М инвертори *n*-МДЯ транзисторли, *n-p-n* динамик юклагани *p-n-p* БТда бажарилган инвертор эса *p*-МДЯ транзисторли инвертор аналогли эканлиги кўриниб турибди.

КБТларда бажарилган «4ҲАМ-ЭМАС» МЭ 12.18-расмда ва «4ЁКИ-ЭМАС» МЭ 12.19-расмда кўрсатилган.



12.19-расм. «4ЁКИ-ЭМАС» МЭ схемаси.

12.7. Асосий комбинацион схемалар

Кириш ва чиқиш сигналлари қийматлари орасидаги аниқ мосликни амалга оширувчи мантиқий схемалар **комбинацион схемалар** деб аталади. Уларга дешифраторлар ва мультиплексорлар киради.

Дешифраторлар. Дешифратор деб, *n*-разрядли иккилик кодни унитар 2^n – разрядли кодга ўзгартирувчи МЭга айтилади. Унинг битта разрядидан ташқари барча киришлари мантиқий 1га тенг. Дешифраторлар тўлиқ ва тўлиқ эмас бўлиши мумкин. Тўлиқ дешифратор учун

$$N = 2^n \tag{12.10}$$

шарт бажарилади. Бу ерда, *n* – киришлар сони (одатда, *n* 2, 3 ёки 4 бўлади); *N* – чиқишлар сони.

Туннель ва атом - куч микроскоп характерли ўлчамлари бир неча нмдан кичик объектларнинг кимёвий, физик ва фазовий хусусиятларини текшириш имкониятини бергани учун нанотехнологиянинг энг кенг тарқалган асбоби ҳисобланади. Атом - куч микроскоп (АКМ) ёрдамида ўтказгич ва электр ўтказмайдиган материалларнинг алоҳида атомларини кўришдан ташқари, уларга алоҳида таъсир ўтказиш, хусусан, атомларни сирт бўйича силжи-тиш мумкин.

Нанотехнологиялар объекти – авваламбор, ўлчамлари $12\div 100$ нм бўлган «нанозаррача» деб аталувчи зарралардан иборат. Нанозаррачалар катализатор ва адсорбцияловчи моддалар сифатида қизиқ. Оксиллар, нуклин кислоталар билан таъсирлашувида нанозаррачалар қизиқ хусусиятларга эга. Нанозаррачалар ўз-ўзидан янги хусусиятларни намоён этувчи маълум тизимни ҳосил қилиши мумкин.

Нанозаррачаларнинг қуйидаги турлари маълум:

- ўтказгичларни портлатиш, плазма синтези, юпқа пардаларни тиклаш ва бошқа йўллар билан олинувчи уч ўлчамли объектлар;
- молекуляр ва атом нури эпитақсия, газ фазали эпитақсия, ион ўстириш ва бошқа усуллар билан ҳосил қилинувчи наноқатламлар – икки ўлчамли объектлар;
- бир ўлчамли объектлар – вискерлар;
- ноль ўлчамли объектлар – квант нуқталар.

Нанотехнологиялар олдидаги энг муҳим масалалардан бири табиатда мавжуд биополимерларнинг ўз-ўзини ташкил этишига ўхшаш нанозарраларни ўз-ўзидан ташкилланишидан иборат.

Қўлланилиши нуқтаи назаридан, жумладан, наноэлектроникада энг қизиқ ва истиқболли нанообъектлар:

– Углеродли нанотрубкалар – одатда, яримсферик бошқа билан тугалланувчи ва диаметри бир нм дан бир неча нм гача узунлиги бир неча см ни ташкил этувчи, бир ёки бир неча (кўп қатламли нанотрубка) трубка шаклида ўралган гексагонал графит текисликлар (графен).

– Фуллеренлар – жуфт сонли уч координатали углерод атомларидан тузилган қаварик туташ кўпёқликлар.

– Графен – углерод атомларининг моноқатлами. Графен хона температурасида электронларнинг юқори ҳаракатчанлигига, тузилиши бўйича ноёб тақиқланган зонага эга ва шунинг учун нисбатан арзон кремнийни алмаштириш истиқболи мавжуд.

XIII БОБ

ЭЛЕКТРОНИКАНИНГ ИСТИҚБОЛЛИ ЙЎНАЛИШЛАРИ

13.1. Нанoeлектроника

Нанoeлектроника нанотехнологияларнинг илмий ва технология усулларидан фойдаланишга асосланади.

Нанотехнология – алоҳида атом ва молекулаларни бошқаришни (манипуляция), шунингдек, бунинг учун зарур назарий ва амалий текширишларни қўллаш асосида нанообъектларни ишлаб чиқиш ва ишлаб чиқариш билан шуғулланувчи фан ва техника соҳасидир.

ISO/TK 229 техник комитетда нанотехнология деганда:

– бир ёки undan ортиқ координаталарда 100 нм дан кичик ўлчамларда ўлчамли ҳодисаларни эътиборга олиш одатда, янги қўлланишларга олиб келувчи нмли диапазонда материалларни тушуниш ҳамда материалдаги жараён ва хусусиятларни бошқариш;

– алоҳида атом ва молекула, шунингдек, ҳажмий материаллар хусусиятларидан фарқ қилувчи нмли материаллардан янги хусусиятларни намоён қилувчи мукаммаллашган материаллар, асбоблар ва тизимлар ҳосил қилиш учун фойдаланиш назарда тутилади.

Дунё тузилиши ва унинг механикаси тасаввурига асосланган одатий технологиялар микроолам қонуниятлари ўзгачалиги сабабли атом масштабларда яроқсиз. Бунга квант ҳодисаларнинг аёнлашуви Ван-дер-Ваальс кучлари, алоҳида атомлар ва молекулаларнинг хусусиятлари мисол бўла олади.

Махсус технологик ускуналар ва нанотехнология асбобларининг ривожланиши эвазига нанотехнологиянинг янги усуллари пайдо бўлди. Ушбу ускуналар нанообъектларни кузатиш, улар параметрларини ўлчаш, алоҳида атомларни ва нанообъектларни бошқариш имконини беради. Бундай ускуналарга растр ва электрон микроскоп, сканерли конфокал микроскоп, ёруғлик дифракцияси билан боғлиқ чегарадан чиқиш имкониятини берувчи майдони яқин микроскоп, туннель микроскоп (электр ўтказувчи материаллар учун), рентген дифрактометр, лазерли интерферометрлар киради.

18. Бир турдаги МДЯ – транзисторли ЗҲАМ-ЭМАС ва ЗЁКИ-ЭМАС амалларини бажарувчи МЭ схемасини келтиринг ва уларнинг ишлашини тушунтиринг.
19. КМДЯ – транзисторли ЗҲАМ-ЭМАС ва ЗЁКИ-ЭМАС МЭлари схемасини тушунтиринг.
20. И²М МЭ технология ва схемотехник ечими хоссалари нимадан иборат?
21. Негиз И²М МЭ схемаси ва унинг топологиясини келтиринг.
22. Дешифратор қандай мантиқий функцияни бажаради?
23. Дешифратор бошқарув киришларининг вазифаси нимада?
24. Мультиплексор мантиқий сигналлар учун қандай қуршма функциясини бажаради?
25. RS-, JK-, D- ва T- триггерлар шини изоҳланг.
26. Нима учун T-триггер санок триггери деб аталади?
27. Қайдай триггерлар асосида иккилик счетчиги ясаш мумкин?
28. Счетчикнинг қайта санаш коэффициентини нима?
29. Счетчикнинг қайта санаш коэффициентини қийматини қандай усуллар билан ўзгартириш мумкин?

$K_{КС} = 5$ бўлган счетчик ва триггер кетма-кет уланганда $K_{КС} = 10$ бўлган ўнлик счетчиги ҳосил бўлади. Бундай счетчиклар оператор учун қулай бўлган, ўнлик ҳисоб қурилмасига эга бўлган рақамли ўлчов қурилмаларда кенг қўлланилади.

Назорат саволлари

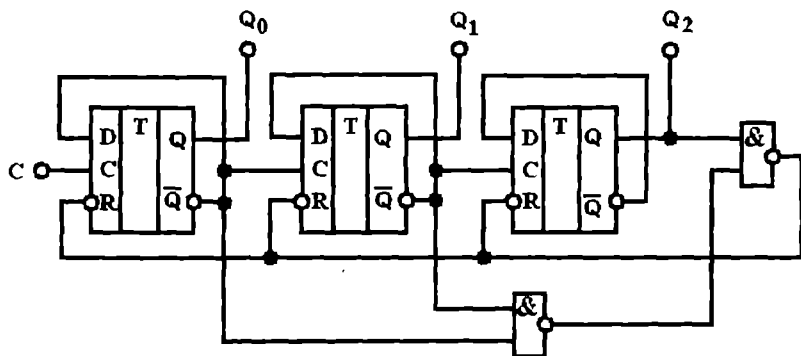
1. ТТМ МЭларнинг кенг тарқалганлигини нима билан тушунтириш мумкин?
2. Нима сабабдан U^0 ва U^1 сатҳлар ТТМ элементлар занжиридан ўтганда стандарт сатҳларга айланади?
3. ТТМ МЭлардаги КЭТ тузилмаси хоссалари нима билан тушунтирилади?
4. ТТМ МЭларнинг асосий статик ва динамик параметрлари ҳамда характеристикаларини санаб беринг.
5. ТТМ МЭлар модификацияси вариантларини санаб беринг ва қандай мақсадларда ишлаб чиқилганлигини тушунтиринг.
6. ЭБМ МЭларнинг тезкорлиги нима билан тушунтирилади?
7. ЭБМ негиз МЭ схемасида асосий тугунларни ажратиб кўрсатиш мумкинми?
8. Нима сабабдан кўпчилик ЭБМ МЭларда эмиттер қайтаргичлар қўлланилади?
9. Кириш бўйича бирлаштириш ва чиқиш бўйича тармоқланиш коэффициентлари нимани англатади ва уларнинг қийматлари қандай бўлиши мумкин?
10. Инверсловчи кучайтиргич амплитуда узатиш характеристикасини ифодаланг.
11. МЭ халақитбардошлик соҳаси қандай аниқланади?
12. ТТМда бажарилган ЗХАМ-ЭМАС негиз МЭ схемасини келтиринг ва унинг ишлашини тушунтиринг.
13. ТТМШ схемадаги диодлар ва Шоттки транзисторлари вазифасини тушунтиринг.
14. ТТМ сериядаги ИС асосий параметрларини солиштиринг. Уларни фарқи нимадан келиб чиқади?
15. Ток қайта улагичи схемасини келтиринг.
16. Қандай усуллар ёрдамида ЭБМ ИС функционал имкониятларини кенгайтириш мумкин?
17. Динамик юкламали МДЯ – транзисторли электрон калит схемасини келтиринг.

эмас, 000 сонига ўтишини англатади. Санокнинг одатий тартибини ўзгартириш учун счетчик триггерлари оралиғига қўшимча алоқалар киритиш талаб қилинади. Бунинг учун қуйидаги усулдан фойдаланиш мумкин: счетчик ишчи ҳолатидан чиқиши билан (биз кўраётган мисолда бу 101), бу ҳолат аниқлаш ва счетчикни 000 ҳолатга ўтказиш учун сигнал ишлаб чиқариш керак.

Счетчикнинг ишчи ҳолатидан чиқиши қуйидаги мантиқий муносабат билан ифодаланади:

$$F = (101) \vee (110) \vee (111) = Q_3 \cdot \overline{Q_2} \cdot Q_1 \vee Q_3 \cdot Q_2 \cdot \overline{Q_1} \vee Q_3 \cdot Q_2 \cdot Q_1 = Q_3 \cdot Q_1 \vee Q_3 \cdot Q_2 \quad (12.20)$$

110 ва 111 ҳолатлар ҳам ишчи ҳисобланмайди ва шу сабабли тенглама тузилишида улар ҳисобга олинган. Агар эквивалент мантиқий схема чиқишида $F=0$ бўлса, у ҳолда счетчик қуйидаги ишчи ҳолатлардан бирида бўлади: $0 \vee 1 \vee 2 \vee 3 \vee 4$. Счетчик $5 \vee 6 \vee 7$ бўлган ишчи бўлмаган ҳолатлардан бирига ўтса $F=1$ сигнал шаклланади. Бундай сигналнинг пайдо бўлиши счетчикни дастлабки 000 ҳолатга ўтказди. Ундан сигнални счетчик триггерларининг ўрнатувчи киришларига таъсир кўрсатишда фойдаланиш мумкин. Бунда ўрнатувчи киришлар счетчик ҳолатини $Q_1=Q_2=Q_3=0$ га ўтказди. $K_{КС} = 5$ бўлган счетчик тузишнинг бир усули 12.24-расмда келтирилган.



12.24-расм. Қайта санаш коэффициенти 5 га тенг бўлган счетчик схемаси.

герлар сони k билан аниқланади. $k = 3$ бўлса, ҳолатлар сони $N=2^3=8$ га тенг бўлади (000 дан 111гача).

Счетчик ҳолатлари сонини *қайта санаш коэффициентини* $K_{КС}$ деб аташ қабул қилинган. Бу коэффициент киришдаги импульслар сони $N_{КИР}$ ни чиқишдаги катта разрядли импульсларнинг санок давридаги сони $N_{ЧИК}$ га нисбати билан аниқланади:

$$K_{КС} = \frac{N_{КИР}}{N_{ЧИК}} . \quad (12.18)$$

Агар счетчик киришига даврий равишда частотаси $f_{КИР}$ бўлган импульслар кетма-кетлиги берилса, у ҳолда, счетчик катта разряди чиқишидаги $f_{ЧИК}$ частота $K_{КС}$ марта кичик бўлади:

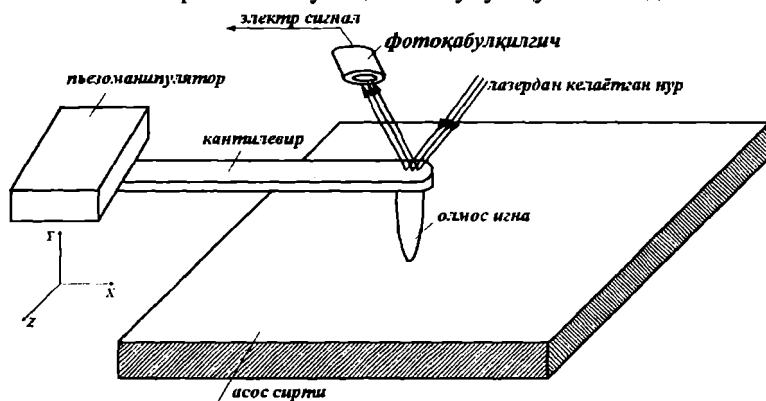
$$K_{КС} = \frac{f_{КИР}}{f_{ЧИК}} . \quad (12.19)$$

Шу сабабли счетчикларни частота бўлгичлари сифатида ҳам ишлатиш мумкин. Бу вақтда бўлиниш коэффициентини $K_{КС}$ га тенг бўлади. $K_{КС}$ қийматини ошириш учун занжирдаги триггерлар сонини кўпайтиришга тўғри келади. Қўшилган ҳар бир триггер счетчик ҳолатлари сони ва $K_{КС}$ қийматини икки мартага оширади. $K_{КС}$ қийматини камайтириш учун оралик каскадларнинг чиқишларини счетчик чиқиши деб қараш мумкин. Масалан, учта триггерда бажарилган счетчик учун $K_{КС}=8$, агар иккинчи триггер чиқиши олинса, у ҳолда, $K_{КС}=4$ бўлади. Бу вақтда, $K_{КС}$ доим тўлиқ 2 даража қийматига тенг бўлади, яъни: 2, 4, 8, 16 ва х.з.

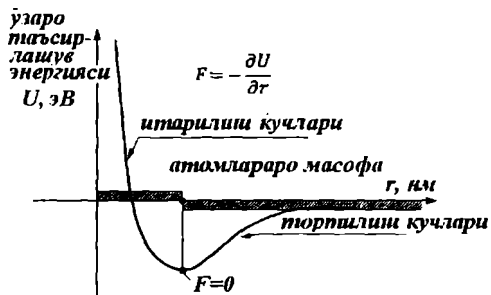
$K_{КС}$ қиймати ихтиёрий тўлиқ сон бўлган счетчик ҳам тузиш мумкин. Масалан, учта триггерда бажарилган счетчик учун $K_{КС}$ қиймати 2 дан 7 гача бўлган ораликда бўлсин, лекин бу вақтда бир ёки иккита триггер ортқича бўлиши ҳам мумкин. Барча учта триггер ишлатилганда $K_{КС}=5..7$ бўлишига эришиш мумкин, яъни $2^2 < K_{КС} < 2^3$. $K_{КС}=5$ бўлган счетчик 5 та ҳолатга эга бўлиши керак, улар оддий $\{0,1,2,3,4\}$ кетма-кетликни ташкил этади. Бу кетма-кетликнинг циклик такрорланиши счетчикнинг бўлиниш коэффициентини 5 га тенглигини аниқлатади.

$K_{КС}=5$ бўлган жамловчи счетчик яратишда $\{0, 1, 2, 3, 4\}$ кетма-кетликнинг сўнгги сони 5 сонига эмас, балки 0 сонига ўтиши билан шакллантирилади. Иккилик кодда бу 100 сонини 101 сонига

батан тортилиши ёки итарилиши ишлатилади. Одатда, асбобда олмос игна ишлатилади. Кантлевир игнаси ва намуна сирти атомлари орасидаги масофа бир ангстремга яқин бўлганда итариш кучлари, ундан катта масофаларда эса тортишиш кучлари таъсир этади (13.3-расм). Шундай қилиб, АКМ ёрдамида ўрганилаётган намуна материали электр ўтказувчанлиги ихтиёрий бўлиши мумкин. Махсус кантлевирлар ишлатилган ҳолда сиртнинг электр ва магнит хусусиятларини ўрганиш мумкин. АКМда ўрганилаётган намуна «таъсирлашув кучи тенг юзалар» бўйлаб сканерланади. АКМ 1986 йилда АҚШда Герд Биннинг ва Кристоф Герберлар томонидан ихтиро қилинган. АКМ сирт нотекисликларини ўрганиш учун ва юзадаги нанообъектларни манипуляциялаш учун қўлланилади.



13.2-расм. Атом – куч микроскоп тузилиши.

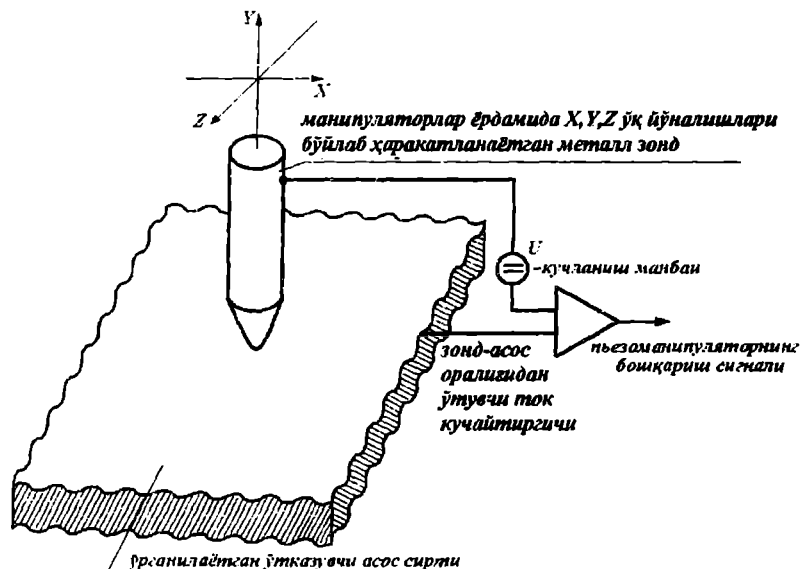


13.3-расм. Атомлар орасидаги ўзаро таъсирлашув кучлари.

$$I = I_0 \exp(-k\Delta Z), \quad k = \sqrt{2mU/\hbar}$$

бу ерда, m – электрон массаси, ΔZ – ўзганилаётган намуна ва игна орасидаги масофа, \hbar – Планк доимийси, U – берилган кучланиш, I_0 – сирт турига боғлиқ ўзгармас қиймат. Масофа 10 Å дан кичик бўлганда туннель ток қиймати одатда 1÷1000 пА ни ташкил этади. Сканерлаш жараёнида игна намуна сирти бўйлаб ҳаракат қилади. Бунда туннель ток қиймати тескари электрон алоқа ҳисобига ўзгармас сақланиб қолади. Пьезоэлектрик двигателга (X , Y , Z – позициянерга) берилган бошқарувчи потенциаллар сканерлаганда ёзиб олинади ва намуна сиртдаги баландликлар картасини ҳосил қилиш учун ишлатилади.

СТМ намуна сиртига адсорбцияланган молекула ва бошқа на-нообъектларни ўрганиш учун ишлатилиши мумкин.



13.1-расм. Сканерловчи туннель микроскоп тузилиши.

Атом - куч микроскоп (АКМ). СТМнинг асосий камчилиги намуна материалга қўйиладиган талаб – унинг албатта, электр ўтказувчан бўлиши шартлиги билан боғлиқ. АКМда (13.2-расм) кантлевир игнасининг Ван-дер Ваалс кучлари таъсирида юзага нис-

каблигининг ошиши билан ҳаражатларнинг экспоненциал ошиши кузатилади. Муаммони нанотехнологиялар усулларини қўллаган ҳолда янги сифат даражасида ечишга тўғри келади.

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

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

Планар технологиянинг замонавий процессорлар, хотира қурилмалари ва бошқа рақамли ИМСлар ҳосил қилишдаги ютуқлари ўлчамлари 90нм, 45нм ва ҳатто 28нмни ташкил этувчи ИМСлар ишчи элементларини ҳосил қилиш имконини яратганлиги бугунги кунда кўпчилик тадқиқотчилар томонидан нанотехнологияларнинг қўлланилиш натижасидек қаралмоқдалигини айтиб ўтамыз. 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.

Сканерловчи туннель микроскоплар (СТМ) ҳавода ёки вакуумда, хона температурасида ёки паст (криоген) температураларда ишлайди. СТМлар электр ўтказувчи қаттиқ жисмлар юзасини ўрганишга, масалан, ИМСлар ишлаб чиқаришдаги технологик жараёнларнинг турли босқичларида асос сиртини назоратлашга мўлжалланган.

СТМларда сирти назоратланаётган намуна билан игна (электримёвий усулда игна кўринишига олиб келинган вольфрам сим) орасига $(0,01 \div 10)$ В потенциал фарқи берилган. Электронлар туннель токини ҳосил қилган ҳолда, намунадан игнага туннелашади, шундай қилиб, СТМ намунадаги электронлар зичлигини сезади. Иккита металл жисмлар орасидаги туннель ток туннель эффект формуласига биноан куйидаги тенглама билан ифодаланади:

– Нанокристаллар – турли кристал нанозаррачалар – наностерженлар, наносимлар, нанотрубкалар, наноленталар, наноҳалқалар, нанопружиналар ва бошқалар, микро ва оптоэлектроникада, микросенсорларда, фотокатализада, пьезоўзгартгичларда ва шунга ўхшашларда истиқболли. Барча нанозаррачалар кристалл тузилишга эга бўлгани сабабли нанокристалл ва нанозарра синонимлардир. Нанокристалл атамаси билан нанообъектнинг кристаллигига қўшимча урғу берилади. Шу билан биргаликда, охириги вақтда нанокристалл деб кристаллга ўхшаш икки ўлчамли ва уч ўлчамли нанозаррачалардан иборат тузилмалар атала бошланди, яъни ушбу атама янги маънога эга бўлди.

– Наноқурилма, хусусан, наноэлектроникада асосий объект – электрон наноқурилма.

Наноўлчамларга ўтганда модда хусусияти (нанообъект хусусияти) ўзгаради. Биринчидан, моддалар ҳажмидаги атомларга нисбатан нанозаррачалар сиртидаги кимёвий боғланишлари тўйинмаган атомлар бошқача хусусиятга эга бўлади. Микрозаррачаларда сиртки атомларнинг нисбий зичлиги улуши эътиборга олмаса бўладиган даражада кичик, нанозаррачаларда эса, сезиларли ва ҳатто кўп бўлади. Иккинчидан, 12мкм дан кичик ўлчамларда, электр ўтказишнинг классик назарияси нотўғри бўлади ва нанозарралар ўлчами электроннинг эркин юриш йўли узунлигидан кичик бўлгани учун Ом қонуни бузилади. Электронлар ҳаракати баллистик бўлиб қолади. Учинчидан, нанотузилмаларда электронлар ҳаракатининг квант табиати ва нанотузилмаларнинг де-Бройль тўлқин узунлигига яқин $\lambda = h/(mv)$ кичик ўлчамлари ҳамда электронлар ҳаракатининг квант табиати билан боғлиқ турли квант-ўлчамли эффектлар кузатилади.

Микроэлектроника ўзининг ярим асрлик тарихи давомида ИМСлар элементлари ўлчамларини камайтириш йўлида Мур қонунига мувофиқ 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 ўтамыз.

Микроэлектрон қурилмалар (ИМСлар) яратишнинг ананавий, планар жараён каби, усуллари яқин 10 йиллик ичида иқтисодий, технологик ва интеллектуал чегарага келиб қолиши мумкин, бунда қурилмалар ўлчамларини камайтириш ва уларни тузилиш мурак-

ни беради. Легирлаш (металлаорганик бирикмалардан эпитаксия қилишдан фарқли равишда) жараёни инерциясиз амалга ошириш муносабати билан мураккаб тақсимланишига эга легирлашни амалга ошириш мумкин. МНЭда эпитаксиал қатламнинг ўсиш тезлиги тахминан 1 моноқатлам/с ёки 1мкм/соатни ташкил этади. Бу эса ўз навбатида қалинлиги атом қатламни ташкил этувчи кристалл қатламларни ишончли равишда олиш имконини яратади. МНЭда эпитаксиал қатлам параметрларини бевосита ўстириш жараёнида ўлчаш мумкин. Бунинг учун МНЭ қурилмаси таркибида қайтган электронлар дифракциясини таҳлил қилувчи қурилма, масс-спектрометр, сочилган ионлар оже-спектрларини текшириш имконини берувчи оже-спектрометр мавжуд.

Металл – органик бирикмалардан (МОБ) эпитаксия қилиш. МОБ эпитаксия қилиш усули эпитаксиал қатлам ўстириладиган зонага ташувчи – газ оқими ёрдамида ташкил этувчи компонента-ларни учувчи модда (ёки бирикма) шаклида элитидан иборат. Реакторда, одатда, юқори температура таъсирида элитилган материаллар парчаланаяди ва монокристал асос сиртига эпитаксиал қатлам кўринишда ўтказилади.

МОБ эпитаксиянинг асосий афзалликлари:

– ўсиш тезлиги катта бўлиши билан ўстириладиган қатламларнинг юқори сифатлилиги;

– МНЭга нисбатан иқтисодий афзаллиги, чунки юқори вакуум талаб этилмайди;

– МНЭга нисбатан катгароқ технологик имкониятларга эга-лиги;

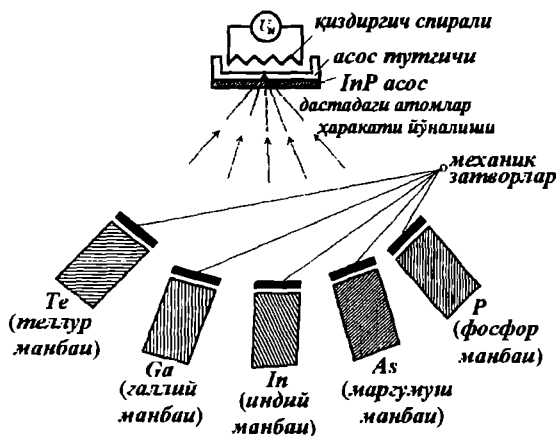
– кескин чегараларга эга гетеротузилмалар ҳосил қилишга яроқли технологияга эгалиги.

Кимёвий йиғиш усули. Тузилма ташкил этувчиларини тўғри келувчи матрицада талаб этилган тартибда мажбурлаб жойлаш-тириш кимёвий йиғиш дейилади. Биомолекулаларни кимёвий йи-ғиш жараёни тирик организмларда содир бўлади. Яқинда чизикли ва стереорегуляр полимерларнинг сунъий синтези амалга оши-рилди. Бунда мономерлар молекулалари қатъий аниқланган йўна-лиш олар эдилар. Кимёвий йиғиш усулларининг бири молекуляр қатламлашиш усулидан иборат бўлиб қаттиқ асос – матрица сирти-га талаб этилган кимёвий таркибли моноқатлам тузилма бирикма-ларини кетма-кет ўстиришдан иборат. Молекуляр қатламлашиш усули билан наноқатламлар атомларини кимёвий реакцияларнинг

Зонднинг четлашуви силжишларни ўлчовчи асбоб, масалан, оптик сенсор ёрдамида қайд қилинади.

АКМлар ҳавода ёки суюқликда ишлаши мумкин. Суюқликда ишлаши ДНК молекулаларини, тўқимасимон мембраналарни, оксилларни, аминокислоталар кристалларини ва бошқа макромолекулаларни ўрганишда айниқса муҳим. Ўта юқори вакуум шароитида АКМ атомлар даражасида ажратиш имконига эга.

Молекуляр - нурли эпитакия (МНЭ). МНЭда қиздиргичда буғлатилган элементар компоненталар молекуляр даста кўринишида монокристал асос сиртига ўтказилади (13.4-расм).



13.4-расм. InP асосда InP, GaInAs, GaInAsP бирикмалар ўстириш учун молекуляр - нурли эпитакия қурилмаси тузилиши.

Расмда InP ва GaInAsP бирикмаларини ва GaInAsP/InP гетероўтишларни ҳосил қилиш учун зарур асосий элементлар келтирилган. Бирикмаларни ҳосил қилиш жараёни ўта юқори вакуум $10^{-6} \div 10^{-8}$ Па шароитида амалга оширилади. Бунда асос температураси $(400 \div 800)^\circ\text{C}$ ни ташкил этади. Ҳосил қилинаётган эпитаксиал қатлам таркиби қиздиргичлар температурасини ўзгартириб бошқарилади. Қатламлар ўстириш жараёнининг инерциясиз бошқарилиши қиздиргич билан асос орасида жойлашган тўсқичлар ёрдамида амалга оширилади.

МНЭда жараён паст температураларда амалга оширилади. Бу асосдан киритмалар диффузияланишини ва автолегирлашни камайтиради, сифатли юққа эпитаксиал қатламлар ҳосил қилиш имкони-

DUV технологияни алмаштиришга тўлқин узунлиги 13,5 нмли экстремал УВ соҳасидаги литография (инглизча атама Extra Ultra Violet (EUV) – литография) келмоқда. У 10 нм ажратувчанликка эришиш имконини беради.

Оддий синдирувчи оптика тўлқин узунлиги 13,5 нмни ташкил этувчи нурлар билан ишлай олмайди, чунки бундай нурланиш барча материалларда интенсив ютилади. Шунинг учун рентген кўзгулари қайтарувчи оптик тизимлар ишлатилади. Рентген кўзгулар кўп қатламли тузилмалар (ўта панжара) бўлиб кремний асосдаги кремний – молибдендан иборат (13.5-расм).

Графен ва нанотрубкалар нанозлектроника материаллари сифатида. Графен деб, sp^2 боғлар орқали боғланган углерод атомлари моноқатламига айтилади. Графен икки ўлчамли кристалл бўлиб, идеал ҳолда олти бурчакли ячейкалардан тузилган бўлади. Графитни механик шилиш йўли билан графен ҳосил қилинади. Графен ҳосил қилишнинг бошқа усули карбид кремний кристаллини термик парчалашдан иборат. Графен биринчи марта 2004 йилда олинди ва ҳозирча яхши ўрганилмаган.

Хона температурасида заряд ташувчилар ҳаракатчанлиги қийматининг катталиги ва электронларнинг жуда оз иссиқлик ажратиб қаршиликка учрамай (баллистик) ҳаракатланиши графенни нанозлектроника учун истиқболли материал сифатида қарашга олиб келади. Кремний асосидаги электроника тезкорлиги бўйича ўзининг чегараси – ГГцли диапазонга эришди. Графен ишчи частоталарни терагерц диапазонга силжитиш истиқболига эга.

Ўлчамлари 10 нмли ва ундан кичик бўлган кремнийли транзисторларда электронларнинг каналдаги ҳаракатининг квант хусусиятлари наомён бўла бошлайди ва электр ўтказувчанлик хусусиятлари ёмонлашади. Графен асосидаги транзистор хусусиятлари ўзгармаган ҳолда 1 нмга яқин ўлчамга эга бўлиши мумкин. Лекин графен асосидаги транзисторларнинг ўзига хос камчиликлари мавжуд, уларни ҳал қилиш технологияга боғлиқ. Графен асосидаги транзисторларнинг асосий камчилиги шундан иборатки, унда транзисторнинг очиқ ва берк ҳолатларини бир биридан ажратиш қийин. Графенда тақиқланган зона бўлмагани сабабли, затвордаги кучланишни ўзгартириб канал қаршилигида фарқ ҳосил қилиш қийин. Лекин графенда тақиқланган зона ҳосил қилишнинг бир неча имконияталари мавжуд ва шулар ёрдамида транзистор ҳолатини бошқариш масаласи ҳал этилиши мумкин.

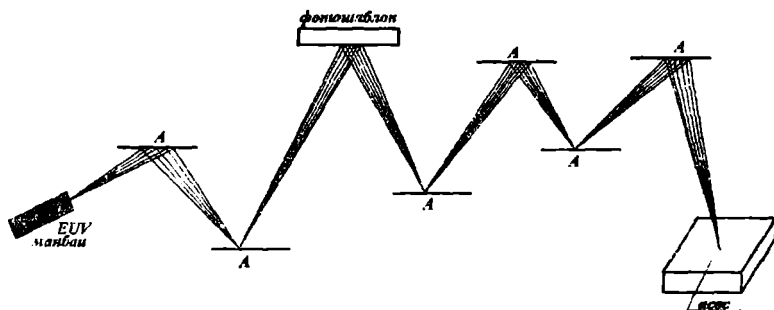
берилган дастури асосида кўп маргалаб қайтарган ҳолда битталаб кимёвий йиғиш мумкин. Ҳозирги вақтда ушбу усулдан микро-электрон асбобларни кейинги микроминиатюрлашда фойдаланиш имкониятлари ўрганилмоқда.

Юқори ажратувчанликка эга литография. ИМСлар элементлари ўлчамларини кичиклаштиришда литографиянинг ажратувчанлиги R белгиловчи технология сифатида хизмат қилади ва у Рэлей формуласидан топилиши мумкин:

$$R = k1\lambda/NA$$

бу ерда, $NA = n \sin\alpha$ -- оптик тизимнинг санок апертураси, λ – манбанинг тўлқин узунлиги, $k1$ –литография жараёни хусусиятларига боғлиқ коэффициент. Шундай қилиб, ажратувчанлик литографияда қўлланилаётган ёритувчи манбанинг тўлқин узунлигига пропорционал.

Тўлқин узунлиги 248 нмни ташкил этувчи ультрабинафша (УБ) нурланишдан фойдаланилганда микроэлектроника литография ажратувчанлиги 180 нмни ташкил этувчи технология (Deep Ultra Violet (DUV) – литография)га эга бўлди. Бугунги кунда илғор компаниялар манба тўлқин узунлиги чуқур УБ диапазонида бўлган (193нмли) қурилмалардан фойдаланмоқдалар. Литографиянинг ажратувчанлиги иммерс техникадан фойдаланилганда ортади. Иммерсион литографияда объективнинг ташқи линзаси ва кристалл орасидан узлуксиз равишда ёруғлик нуруни синдириш кўрсаткичи бирдан катта бўлган суюқлик оқиб ўтади. Санок апертураси иммерсион муҳит синдириш кўрсаткичига пропорционал бўлгани сабабли ортади. Ҳозирги замонда иммерсион суюқлик сифатида сув ишлатилади. Синдириш кўрсаткичи $n = 1,6 \div 1,8$ бўлган суюқликлардан фойдаланиш назарда тутилмоқда.



13.5-расм. Оптик литография схемаси.

A – кўпкатламли Si – Mo ўта панжаралар асосидаги кўзгу.

Элементар заррачалар ҳаракатининг тўлқин назариясини Э. Шредингер яратди. Ушбу назарияга мувофиқ бир ўлчамли ҳолатда W энергияли микрозаррачанинг U потенциал энергияли майдондаги ҳаракати Шредингер тенгламаси билан ифодаланади:

$$\frac{d^2\psi}{dx^2} + \frac{2m}{\hbar^2}(W - U)\psi = 0. \quad (13.2)$$

Бу ерда, U – координаталар ва вақтга боғлиқ функция, ψ тескари ишора билан олинган кучланганлик майдони потенциалига тенг, W – заррачанинг тўлиқ энергияси. Шредингер тенгламаси пси-функцияни, яъни алоҳида олинган электрон фазонинг турли нуқталарида бўлиш эҳтимоллигини аниқлаш имконини беради. Пси – функция наноэлементларнинг асосий характеристикасидир. У боғланган тизимлар, яъни заррачалари маълум чегарадан чиқмайдиган (атомдаги ёки кристаллдаги электронлар) тизимларнинг стационар ҳолати ҳақида тўлиқ маълумотга эга. Масалан, (13.2) тенглама ва пси – функцияга қўйиладиган шартлардан энергиянинг квантланиш қоидалари бевосита келиб чиқади. Боғланган тизимларнинг стационар ҳолати фақат W_i энергияларнинг маълум қийматларидагина рухсат этилар экан. Рухсат этилган W_i энергиялар тўплами узлукли (квантланган) спектр ҳосил қилади. Қаттиқ жисмда рухсат этилган энергияларнинг иккита зонаси – ўтказувчанлик ва валент зоналарини эсга олинг.

Қаттиқ жисмда ҳаракатланаётган электрон қандай дискрет қийматларга эга бўлиши мумкинлигини кўриб чиқамиз. Маълумки, электронлар оддий шароитда кристаллдан чиқиб кетолмайди. Демак, электронлар потенциал чуқурда жойлашган ва улар ҳаракати кристал ўлчамлари билан *локаллашган* (чегараланган). Соддалаштириш учун чуқурлик чексиз баланд ва тик потенциал тўсиқлар билан чегараланган, электрон эса фақат $0x$ ўқ бўйлаб ҳаракатланиши мумкин деб қараймиз (13.7-расм). $0 \leq x \leq L$ соҳада электрон эркин ҳаракат қила олади, лекин чегарадан чиқа олмайди. Электроннинг бундай ҳаракати бир ўлчамли потенциал чуқурдаги ҳаракат ёки *квант чуқурлик*даги ҳаракат деб аталиши қабул қилинган.

Электроннинг ҳаракати де Бройл тўлқин тарқатиш билан амалга ошади. Тўлқин чуқурлик деворларидан қайтади ҳамда тушувчи ва қайтувчи тўлқинлар интерференцияси ҳисобига турғун тўлқинлар ҳосил

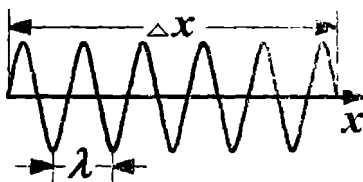
бўлиб квант механикаси хизмат қилади. Квант механикаси қонунларига мувофиқ электрон заррача бўлатуриб, тўлқинга ўхшайди. Лекин микроэлектроника асбобларда электроннинг тўлқин табиатидан келиб чиқадиган квант эффе́ктлар шунчалик кичик-ки, электроннинг ҳаракати классик механика қонунлари чегарасида ифодаланади.

Электронларнинг тўлқин табиатидан келиб чиқувчи физик ҳодисалар ўзларини нанозлектроника асбобларида тўлиқ намоён этади. Бундай ҳодисаларга ўлчамли квантлаш, электрон тўлқинлар интерференцияси, потенциал тўсиқлар (барьерлар) орқали туннеллашув киради. Квант механикасига мувофиқ ϑ тезлик билан ҳаракатланаётган m массали заррачалар билан *де Бройл тўлқинлари* тарқалиши боғлиқ. Де Бройл тўлқинларининг узунлиги қуйидаги формула ёрдамида топилади:

$$\lambda = \frac{h}{m\vartheta} = \frac{h}{p}. \quad (13.1)$$

Масалан, бир вольт тезлатувчи потенциал таъсирида бўлган электрон тўлқин узунлиги $12,25 \cdot 10^{-8}$ см ли тўлқин билан характерланади. Электрон тезлиги қанчалик катта бўлса, уни характерловчи тўлқин шунчалик калта бўлади. Электрон ҳаракатланиши давомида кристалл панжара билан тўқнашади. Тўқнашишлар орасидаги τ_0 вақт давомида у тўлқин узунлиги $\Delta x = \bar{\vartheta}\tau_0$ бўлган де Бройл тўлқинларини узлуксиз тарқатади (13.6-расм).

Бу ерда, $\bar{\vartheta}$ – электроннинг ўртача тезлиги. Одатда, Δx ораликда бир неча ўн λ ётади. Шунинг учун зарра координатаси Δx аниқликда топилиши мумкин (Гейзенберг ноаниқлиги). Бунда унинг берилган жойда аниқланиш эҳтимоллиги ҳақидагина сўз юритиш мумкин.



13.6-расм. Узилган синусоида.

ҳам мавжуд. Лекин асосий муаммо квант ҳисоблашларга ёндаш жараёнлар физикасининг яхши ўрганилмаганлигида. Техник ечилиши керак бўлган масалалар, масалан, электрон ёки ядро спини ҳолатини ўлчаш масаласи, кубитлар орасида чалкаш ҳолатларни ҳосил қилиш масаласи ҳам ҳозирча ечилмаган. Амалда кўп нарсаларни амалга ошириш мумкин бўлишига қарамасдан, интерпритация (тушунилиши) қийин натижаларнинг нечоғлик қимматлиги номаълум. Ҳар қандай бўлганда ҳам, чуқур изланишлар ва ҳаммадан аввал назарий изланишлар зарур. 2-3 кубитли тизимларда квант ҳисоблашлар муаммосини принципиал ҳал этиш зарур. Кейинчалик уларни масштаблаш мумкин. Ҳозир ҳосил қилинган квант компьютер чуқур совутилган (100 мК) дагина ишлайди. Бу кубитлар когерент ҳолатини секундлар атрофидаги маълум вақт давомида сақлаш учун зарур. Квант компьютерлар ҳосил қилиш, умуман олганда, тажрибанинг кўрсатишига қараганда, фан ва техниканинг серҳаражат масаласи экан.

13.2. Нанoeлектроника асбоблари

Электрон қурилмалар 1958 йилда микроэлектрон интеграл кўринишда–ИМСлар кўринишида яратилгандан бошлаб микроэлектроника даври бошланди. Бунда «микро» қўшимчаси транзисторлар ўлчамлари сезиларли даражада кичиклашганини англатар эди. Аслида эса, ИМСлар микроолам объектлари – атом ва молекулаларга нисбатан «макроасбоб»лигича қолаверди.

Микросхемаларни иккита афзаллиги: нархи арзонлиги ва юқори тезкорликка эгаллиги бор эди. Иккала афзаллик ҳам миниатюризация (ўлчамларни кичиклаштириш) натижаси эди. Микроэлектрониканинг кейинги ривожини транзисторлар ўлчамларини узлуксиз кичиклашуви билан боғлиқ.

1999 йилдан бошлаб фазовий координаталарнинг бири бўйлаб транзисторнинг ўлчами бир неча ўн нмга ($1 \text{ нм} = 10^{-9} \text{ м}$) камайди, яъни микроэлектроника ўрнига нанoeлектроника келди. Таърифларнинг биттасига мувофиқ *нанoeлектроника* ўлчамлари 0,1÷100 нм гача бўлган яримўтказгич тузилмалар электроникасидир.

Микро- ва нанoeлектроника асбобларида ахборот сигналлар ва энергияни ўзгартириш жараёнлари электронлар ҳаракати ҳисобига ёки уларнинг бевосита қатнашиши ҳисобига амалга ошади. Маълумки, электронлар ва бошқа микрoзаррачалар ҳаракати назарияси

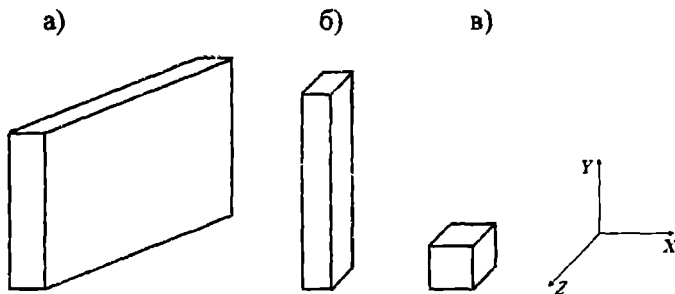
Тарихан нанотрубкалар графенга нисбатан илгарироқ синтез қилинган ва наноэлектроникада қўллаш нуктаи назаридан ўрганилган эди. Углеродли нанотрубкалар цилиндр шаклида ўралган графен варақлар бўлиб, уларнинг барча электр афзалликларига эга. Графенга нисбатан асосий камчилиги берилган параметрли нанотрубкаларни ҳосил қилиш қийинлигидан иборат, чунки маълум усуллар билан ҳосил қилинган нанотрубкалар турли диаметрларга, хиральностьга, узунликка эга, кўпинча ўзаро агрегацияланган ва углероднинг аморф формалари киритмаларига эга. Нанотрубкаларнинг электроникада қўлланилиши нуктаи назаридан қараганда бошқа камчилиги ўтказгичлар билан уланган жойларидаги катта энергия йўқотишлардан иборат. Шундай бўлишига қарамадан шакллари ва хиральности бир хил нанотрубкалар ҳосил қилиш йўлидаги ишлар давом эттирилмоқда. Чунки ушбу параметрлар наноэлектроникада қўллаш учун белгилловчи ҳисобланади.

Квант компьютерлар. Квант компьютерлар ғояси серуним ҳисобланади, чунки квант дунёсига хос параллелизмга мувофиқ квант ҳисоблашларнинг унумдорлиги ҳар қандай суперкомпьютерлар имкониятига қараганда юқори. Квант параллелизмининг маъноси шундаки, алоҳида олинган квант бити (кубити) ҳолатининг ўзгариши чалкаш (entangled) квант ҳолатлардаги барча кубитлар тизими ҳолатларининг ўзгаришига олиб келади. Квант компьютерлар оддий компьютерларни алмаштирамайди, уларни тўлдиради. Квант компьютерлар баъзи муҳим масалалар ечимини тезлаштириш имкониятига эга. Муҳим масалаларга маълумотларни шифрлаш ва дешифровка қилиш, реал вақт давомида катта ахборотлар оқимимни қайта ишлаш ва сақлаш, квант физикаси, кимёси ва биология масалаларини ечиш кабилар киради. Ушбу масалалар квант алгоритмлари асосида ечилиши мумкин. Шундай қилиб, квант компьютерлар яратиш соҳасида, квант ҳисоблашларни амалга ошириш нуктаи назаридан, тўғри келадиган алгоритмларни ишлаб чиқиш муаммоси бирламчи ҳисобланади. Назариянинг амалиётга нисбатан биринчилигини реал ишловчи квант компьютерларни яратиш жараёни ҳам намоён қилаяпти.

Қаттиқ жисмли мавжуд квант компьютерлар технологиялари моноатомли технологиялардир. Бу технологиялар кристалл матрицада бир-биридан тахминан 10 нм масофада атомларни (квант тизимлар) жойлаштириш масаласига келади. Ўзаро таъсирлашувчи квант тизимлар тўпламини амалга оширишининг бошқа усуллари

ўзгаришини англатади. Лекин агар электрон ҳаракати 10^{-8} см ўлчам билан чегараланган бўлса, мураккаб бошқа натижа кузатилади. Бу ҳолда, $\Delta W \approx 10^2$ эВ, энергетик сатҳлар дискретлиги жуда сезиларли.

Шундай қилиб, яримўтказгич асбоб ўлчамларидан бири де Бройл тўлқин узунлигига яқинлашганда ўлчамли квантлаш содир бўлади. Электрон энергиясининг квантланиши *локаллашув эффекти* деб аталади. Агар локаллашув битта йўналиш билан чегараланган бўлса, бундай нанотузилма квант *чуқурлиги* деб аталади. Икки йўналишда локаллашган нанотузилма квант *сим* ёки *ип* деб, барча уч йўналишда локаллашганлари – квант *нуқта* деб аталади. 13.8-рasm шундай тузилмалар тўғрисида тасаввур беради.



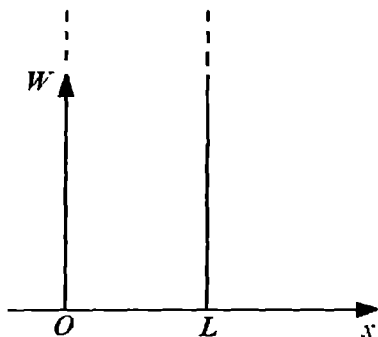
13.8-рasm. Нанотузилмаларга мисоллар: квант чуқурлик (а), сим (б) и нуқта (в).

Интерференция эффектлари (ҳодисалари). Тўлқин интерференцияси деб тўлқинлар устама-уст тушганда фазонинг нуқталарида уларнинг ўзаро кучайиши бошқа нуқталарида эса, сусайиши кузатиладиган ҳодисага айтилади. Энг содда ҳолда *турғун тўлқин* иккита бир-бирига тескари томонларга тарқалаётган тўлқинларнинг устма-уст тушиши натижасида, агар частоталари, амплитудалари ва тебраниш йўналишлари бир хил бўлса, ҳосил бўлади.

Туннеллашув. Нанoeлектрон асбоб микроелектрон асбоблардаги *p-n* ўтишларга ўхшаб потенциал чуқурлар ва потенциал тўсиқлардан ташкил топади. Электрон чапдан ўнгга ҳаракатланади ва йўлида U_0 баландлик ва L кенгликка эга бўлган потенциал тўсиққа рўпара келади деб фараз қилайлик (13.9-рasm).

бўлади. Бунда L узунликда *бутун сон ярим тўлқинлар жойлашиши*

$$\text{керак} \quad n \frac{\lambda_n}{2} = L \quad (n=1,2,3\dots) \quad (13.3)$$



13.7-расм. L кенгликка эга квант чуқурлик.

Электрон тезлиги $g_n = h/(m\lambda_n) = nh/(2mL)$ ифода билан аниқланади. Кўришиб турибдики, тўлқин узунлиги ҳам, электрон тезлиги ҳам квантланган. Потенциал чуқурга «қамалган» электроннинг тўлқин энергияси W_n квантланган ва қуйидаги тенглама билан аниқланади:

$$W_n = \frac{mg_n^2}{2} = \frac{n^2 h^2}{8mL^2} = W_0 n^2, \quad (13.4)$$

бу ерда, W_0 – асосий ҳолат энергияси, ҳеч қандай ўта паст температураларда нолга айланмайди ва одатда, $0,02 \div 0,2$ эВ. Энергетик сатҳлар (13.4) формуладан $n=1,2,3\dots$ кийматларни қўйган ҳолда топилади. Иккита қўшни сатҳлар орасидаги масофа

$$\Delta W = W_{n+1} - W_n = (2n+1) \frac{n^2 h^2}{8mL^2}, \quad (13.5)$$

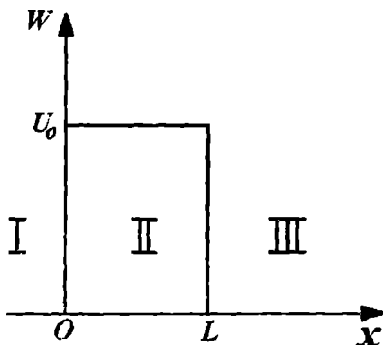
га тенг ва квант сони n нинг ортиши билан ортиб боради, заррача массасига ва чуқур кенглиги L га боғлиқ. (13.5) формуладан хатто чизикли ўлчамлари тахминан 10 мкм бўлган микроскопик кристалларда ҳам сатҳлар орасидаги масофа $\Delta W = 10^{-12}$ эВдан ошмаслиги чиқади. Бу ҳаракатланаётган электрон энергияси амалда узлуксиз

сий актив элементи бўлиб кремнийли МДЯ – транзисторлар хизмат қилади. МДЯ – транзисторлар «диэлектрик сиртига кремний олиш» (ДСКО) технологияси бўйича тайёрланадилар. Бунда тузилманинг механик мустаҳкамлигини таъминловчи, етарлича қалин кремнийли асос сиртига кислород ионлари имплантация қилинади, натижада сиртдан маълум чуқурликкача кириб борган ионлар чуқурлашган диэлектрик қатламни ҳосил қилади. Шундан кейин молекуляр – нурли эпитақсия (МНЭ) ёрдамида асоснинг диэлектрикли томони сиртига берилган ўтказувчанлик турига эга яримўтказгичнинг кристалл тузилишли мукамал монокристалл қатлами ўстирилади. МНЭ қалинлиги бир неча кристал панжара даври қалинлигига эга қатлам олиш имконини беради (бир давр 2\AA га яқин). Монокристалл қатлам қалинлиги H – транзистор канали қалинлиги билан аниқланади. Кейин юқори ажратувчанликка эга литография ёрдамида нанотранзистор канали ҳосил қилинади. Канал SiO_2 сиртида жойлашган қалин брусоч шаклига эга бўлади. Диэлектрик қатлам юқалаштирилгани сабабли у орқали оқувчи сизилиш токи (туннель ток) транзисторларни микроминиатюрлашда катта тўсик бўлиб турибди. Амалий натижалар билан тасдиқланган назарий баҳолашларнинг кўрсатишига қараганда, кремийли МДЯ – транзистор канали узунлиги 6 нм гача, SiO_2 қатлам қалинлиги 1,2 нм гача камайтирилганда «очиқ–берк» ҳолатлар тоқлари нисбатини 10^8 тартибда сақланган ҳолда, характеристиканинг юқори тиклигига эга бўлади. SiO_2 қатлам қалинлиги яна ҳам юқалаштирилганда сизилиш токи ортиб кетиши ҳисобига транзисторни бошқариш имконияти йўқолади.

Ноқулай ҳолатдан қутилиш учун диэлектрик сингдирувчанлиги юқорироқ (high-k) бошқа диэлектрикдан фойдаланиш зарур бўлади. Бундай материал сифатида Al_2O_3 , ZrO_2 , HfO_2 ва бошқалар хизмат қилди. Натижада, сизилиш токини ўн мартадан ортиқроқ камайтиришга эришилди. Янги диэлектрик нанотранзисторларда 2007 йилдан қўлланила бошлади. Ушбу ютуқни Г. Мур «60-йиллардан буён транзисторлар технологиясида энг муҳим ўзгариш» деб атади.

Лекин янги диэлектрик поликремнийли затвор билан «чиқиш-мади». Бу юқори тезкорликка эришишга қаршилиқ қилди. Шунинг учун затвор материални ҳам ўзгартиришга тўғри келди. Бу материал таркиби ҳозиргача Intel корпорацияси томонидан сир сақланиб келинмоқда. Затвор узунлиги 20 нмни ташкил этувчи янги тран-

Агар электроннинг тўлиқ энергияси $W < U_0$ бўлса, классика нуқтаи назаридан, у барьер соҳаси II га кира олмайди, чунки у ерда унинг кинетик энергияси $W_{кин} = W - U$ манфий бўлиб қолади, бундай бўлиши эса мумкин эмас. Лекин электроннинг тўлқин табиати эътиборга олинса, у тўлқиндек, энергиясини йўкотса ҳам I соҳадан III соҳага ўтиши мумкин. Туннелашув эҳтимоллиги Шредингер тенгламасидан топилади ва $\exp(-10^8 L\sqrt{U_0})$ экаспонента билан характерланади. L нинг қиймати 10 нм атрофида ва ундан кичик бўлганида ушбу эҳтимоллик билан ҳисоблашиш керак. Потенциал тўсиқни енгиб ўтишда электрон барьердаги туннелдан ўтгандек бўлади, шунинг учун бу ҳодиса *туннель эффект*и деб аталади.



13.9-расм. Потенциал тўсиқ.

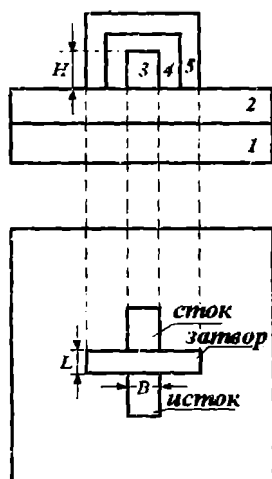
Ўлчамли квантланиш туннеллашувга ҳам ўзига хослик бахш этади. Бир йўналишда даврий жойлашган жуда юққа (1÷10 нм) потенциал чуқурлардан ташкил топган нанотузилмаларда туннелашув *резонанс* характерга эга бўлади. Бундай тузилмалар *ўта панжара* деб аталади. Бунда иккита шарт бажарилиши керак. Биринчидан, потенциал чуқурлар кенглиги электронларнинг эркин югуриш йўлидан кичик бўлмоғи, лекин кристалл панжара доимийсидан катта бўлмоғи керак. Иккинчидан, бир потенциал чуқурнинг асосий ҳолати кейингисининг уйғотилган ҳолати билан бир хил бўлмоғи керак. Ушбу эффект де Бройль тўлқинларининг интерференцияси билан боғлиқ.

Кремнийли майдоний нанотузилмалар. ИМСларнинг, шу жумладан, микропроцессорлар ва хотира микросхемаларининг асо-

каналда заряд ташувчилар ҳаракатчанлигини ошириш билан боғлиқ.

Асбобнинг n – каналида электр токи электронларнинг бўйлама электр майдондаги дрейф ҳаракати ҳисобига ҳосил бўлади. Электронлар ҳаракатланганда яримўтказгичнинг тебранма ҳаракат қилаётган атомлари (фононлари), киритмалар ионлари ва кристал панжара нуқсонлари билан тўқнашадилар, яъни сочиладилар. Дрейф ҳаракатнинг ўртача тезлиги $\bar{v}_{др}$ тезланишни тўқнашувлар орасидаги ўртача вақт τ_0 га кўпайтирилганига тенг:

$$\bar{v}_{др} = \frac{q\tau_0}{m} \bar{E} = \mu \bar{E}. \quad (13.8)$$



13.10-расм. Уч затворли кремнийли нанотранзистор.

1 – кремнийли асос; 2 – чуқурлашган SiO_2 қатлам;
3 – канал; 4 – затвороти диэлектрик (high-k); 5 – метал затвор.

Электронлар (коваклар) ҳаракатчанлиги фонолардаги

$$\mu_l \approx (m^*)^{-5/2} T^{-3/2} \quad (13.9)$$

ва киритмалар ионларидаги

зистор очилиши ва беркилиши учун 30 % кам энергия талаб этилади, микропроцессорлар эса 10^9 та атрофидаги транзисторларга эга ва 20 ГГц частотада 1 Вдан кичик кучланишларда ишлайди. ДСКО технология АМД ва Intel компаниялари томонидан ёппасига ишлаб чиқарилаётган замонавий Pentium ва Athlon серияли микропроцессорларда қўлланилмоқда.

Замонавий кремнийли МДЯ – нанотранзисторлар конструкцияси стандарт МДЯ – микротранзисторлардан затвор тури билан ҳам фарқ қилади. Затворларнинг асосий турлари: а) бир затворли планар; б) икки затворли «балиқ сузгичли» (адабиётларда FitFET деб номланади); в) уч затворли.

ДСКО технология асосида яратилган кремнийли уч затворли нанотранзистор конструкцияси 13.10-расмда кўрсатилган. Канал уч томондан затворости диэлектрик қатлам билан ўралган. Унинг номи шундан келиб чиқади.

Шундай қилиб, кремнийли МДЯ – транзисторлар тезкорлиги затвор материали ва затворости диэлектрик тури ўзгартирилгандан кейин канал узунлигини камайтириш ҳисобига оширилади.

МДЯ – транзисторларнинг тезкорлиги унинг характеристика тиклиги S билан аниқланиши маълум. У чегаравий частота $f_{\text{чег}}$ билан қуйидаги ифода орқали боғланган:

$$f_{\text{чег}} = \frac{1}{2\pi} \frac{S}{C_{\text{зи}}}. \quad (13.6)$$

Бу ерда, $C_{\text{зи}}$ – истокка нисбатан метал затвор сифими. Характеристика тиклиги (6.22) га мувофиқ

$$S = \mu_n C_0 \frac{B}{L} (U_{\text{зи}} - U_{\text{БҶС}}), \quad (13.7)$$

бу ерда, μ_n – электронларнинг каналдаги ҳаракатчанлиги ;

C_0 – диэлектрикнинг солиштирма сифими;

$U_{\text{зи}}$ – затвор ва исток орасидаги кучланиш;

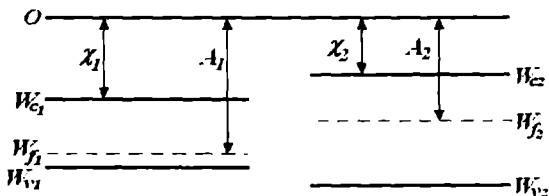
$U_{\text{БҶС}}$ – бўсағавий кучланиш;

L, B – мос равишда канал узунлиги ва кенглиги.

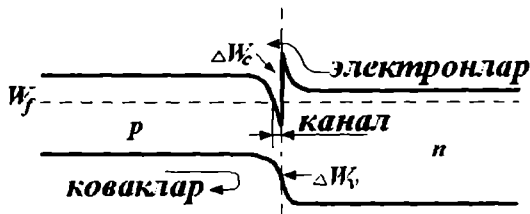
(13.7) формулага мувофиқ характеристика тиклиги ва мос равишда транзистор тезкорлигини оширишнинг иккинчи йўли

зовий заряд ҳосил бўлади, энергетик зоналар чети юқорига эгилади. Нисбатан тор зонали яримўтказгичнинг чегарадош қисми электронлар билан бойийди, бу электронлар манфий фазовий заряд (канал) ҳосил қилади ва зоналар чети пастга эгилади. χ_1 ва χ_2 катталиклар қийматлари турлича, шунинг учун яримўтказгичлар чегарасида ўтказувчанлик зоналари орасида ΔW_C ва валент зоналари орасида ΔW_V узилишлар ҳосил бўлади.

а)



б)



13.11-расм. $n\text{-Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ ва $p\text{-GaAs}$ яримўтказгичларнинг (а) ва $p\text{-}n$ гетероўтишнинг зоналар энергетик диаграммаларининг тузилиши (б).

Ўтказувчанлик зонасида узилиш қиймати $\Delta W_C = \chi_2 - \chi_1$ га тенг. Валент зонада эса узилиш қийматига контактлашувчи яримўтказгичлар таққиланган зоналари фарқи қўшилади. Шунинг учун электрон ва ковакларда потенциал тўсиқлар баландлиги ҳар хил бўлади. Кўриб чиқиляётган ҳолда коваклар учун тўсиқ катта. Тўғри йўналишда кучланиш берилганда электронлар учун бўлган потенциал тўсиқ камаяди ва электронлар n – яримўтказгичдан p – яримўтказгичга инжекцияланадилар. Ковакларнинг потенциал тўсиғи ҳам камаяди, лекин у катталигича қолади ва p – яримўтказгичдан n – яримўтказгичга амалда инжекция бўлмайди. Шундай қилиб, гетероўтишларда *бир томонлама инжекция*

$$\mu_i \approx (m^*)^{-1/2} N_i^{-1} T^{-3/2}, \quad (13.10)$$

сочилиш билан чегараланади. Бу ерда, m^* – эркин заряд ташувчининг кристаллдаги эффектив массаси, N_i – ионлашган киритмалар концентрацияси. Натижавий ҳаракатчанлик $\mu = \left(\frac{1}{\mu_i} + \frac{1}{\mu} \right)^{-1}$.

(13.9) ва (13.10) формулалардан майдоний транзистор тезкорлиги канални кичик эффектив массали заряд ташувчиларга эга бўлган материалдан ҳосил қилиб ёки легирловчи киритмалар концентрациясини камайтириб (киритмалар ионларида сочилишни бутунлай йўқотиб) ошириш мумкин. Бунинг гетероўтишли нанотузилмаларда амалга ошириш кулай.

Гетеротузилмалар асосидаги майдоний транзисторлар. Яримўтказгич гетеротузилмалар энг юқори частотали транзисторлар, лазерлар ҳамда интеграл схемалар (чиплар) яратилшининг асоси бўлдилар. Гетероўтиш деб тақиқланган зоналари кенглиги бир-бириникидан фарқ қилувчи яримўтказгичлар ҳосил қилган ўтишларга айтилади. Гетероўтишлар монокристалл ва поликристалл материаллар орасида ҳосил қилиниши мумкин. Улар шунингдек, анизотип ($p-n$ – гетероўтишлар) ва изотип ($p-p$ ва $n-n$ гетероўтишлар) бўлиши мумкин. Гетероўтишлар **гетеротузилмани** ҳосил қилади.

13.11-расмда кенг тақиқланган зонага эга $n\text{-Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ ва нисбатан тор тақиқланган зонага эга $p\text{-GaAs}$ ларнинг (а) ва улар орасида ҳосил қилинган гетероўтишнинг энергетик диаграммаси (б) келтирилган. $n\text{-Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ нинг тақиқланган зонаси кенглиги қаттиқ эритма таркибидаги алюминийнинг моляр миқдорига боғлиқ ва 1,43 ÷ 2,16 эВ оралиқда (AlAs бирикманинг тақиқланган зонаси кенглиги) ўзгариши мумкин.

Бу ерда, вакуумдаги электрон энергияси нол сатҳ сифатида қабул қилинган. χ – катталиқ электроннинг яримўтказгичдан вакуумга асчиқиш иши. Термодинамик чиқиш иши A деб белгиланган.

Яримўтказгичлар контактга келтирилганда уларнинг Ферми сатҳлари W_f бир хил бўлади. $\chi_1 > \chi_2$ бўлгани учун n – соҳанинг чегарадош қисмидан p – соҳадан келган электронларга нисбатан кўпроқ электронлар нариги соҳага ўтади.

Тақиқланган зонаси кенглиги катта яримўтказгичнинг чегарадош қисми электронлар билан камбағаллашади, унда мусбат фа-

КФД кўчки ҳосил қилувчи катта тескари кучланишларда ишлайди. ФДга тушаётган фотонлар унинг легирланмаган, амалда эркин заряд ташувчиларга эга бўлмаган i – соҳасида ютилади. p^+ – қатлам қалинлиги иложи борича юпқа бўлиши керак. p^+ – соҳа тақиқланган зонаси кенглигидан катта энергияга эга бўлган Ф фотонлар окими билан ёритилсин. Бунда фотонлар яримўтказгич i – қатламда ютилгани ҳисобига электрон - ковак жуфтликлар ҳосил бўлади. Электр майдон таъсирида улар ажратилади ва ўз электродлари томон ҳаракатланиб фототок ҳосил қилади. Яримўтказгич i – қатлам қалинлиги етарли катта бўлганда тушаётган нур тўлиқ ютилади, бу эса ўз навбатида квант чиқишини оширади.

Тўқнашиб ионлаштиришни ҳосил қилиш учун i – қатлам орқасида электр майдон кучланганлиги юқори ($E > 10^5$ В/см) p – қатлам ҳосил қилинади. Бу қатламда заряд ташувчиларнинг кўчкили кўпайиши содир бўлади. ФД тезкорлиги тахминан 0,3 нс бўлганда кўпайтириш коэффициенти M 1000ни ташкил этиш мумкин. Шунинг учун ҚҚОМ кўчкили кўпайиш шовқинларидек суст оптик сигналларни аниқлаш учун қўлланилади. Шовқин кўчкисимон кўпайиш тасодифий жараёнлиги сабабли ҳосил бўлади. Бу ўзига хос ортиқча шовқин қиймати ионлаштириш коэффицентларининг нисбатига α_n/α_p боғлиқ бўлади. Ушбу коэффицентлар бирлик йўлда заряд ташувчилар ёрдамида ҳосил қилинадиган электрон-ковак жуфтликларнинг ўртача сони сифатида аниқланадилар. Агар $\alpha_n = \alpha_p$ бўлса, тушаётган нурланиш ҳисобига ҳосил қилинаётган ҳар бир фотозаряд ташувчига кўпайтириш соҳасида учта заряд ташувчи (бирламчи заряд ташувчи ва иккиламчи электрон ва ковак) тўғри келади. Агар зарбдан ионлаштириш коэффицентларининг бири кечиб юборса бўладиган даражада кичик (масалан $\alpha_p \rightarrow 0$) бўлса, кўчки шовқини сезиларли кичик бўлади. Демак, КФД қўлланса бўладиган даражадаги кўчкили шовқин ҳосил бўлиши учун электрон ва ковакларнинг зарбдан ионлаштириш коэффицентлари бир-биридан катта фарқ қилиши керак.

Тўлқин узунлигининг $\lambda = 0,8 \div 0,9$ мкм оралиғида ишловчи КФДларда $\alpha_n/\alpha_p \approx 50$ ни ташкил этади. Магистрал ОТАЛларда 1,3 ва 1,55 мкмли оптик «ойна»лардан фойдаланилади. Оптик толадаги йўқотишлар $\lambda = 1,3$ мкм да тахминан уч марта, $\lambda = 1,55$ мкмда эса 8÷10 марта камаяди. Шунинг учун рентрансляциясиз ўта узоқ участкаларда тўлқин узунлиги $\lambda = 1,55$ мкмли нурлардан фойдаланилади.

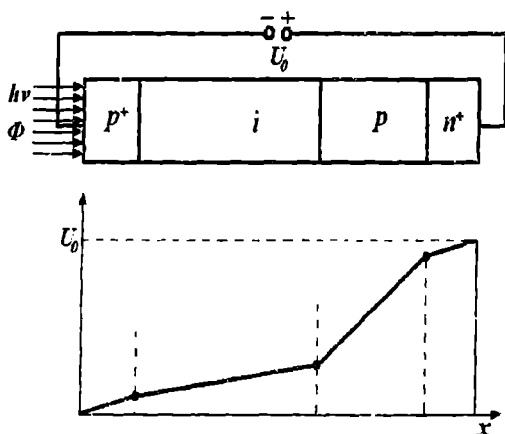
ларга эга бўлади. Бу тўлқинларда улар самарадорлигининг максимал қийматига эришилади.

Оптик алоқа тизимининг ток узатиш коэффициенти K_t муҳим параметрлардан ҳисобланади. У нурлатгич, фотоқабулқилгич ва оптик муҳитнинг спектрал мувофиқлаштирилгани, оптик муҳитнинг (оптик толанинг) шаффофлиги, квант чиқиши ва фотоқабулқилгичнинг ички кучайтириш коэффициенти билан аниқланади. Битта нурланиш кванти таъсирида ҳосил бўладиган электрон – ковак жуфтликлар сони квант чиқишни белгилайди. Ананавий оптик толаларда учта шаффофлик соҳаси мавжуд. Бу шаффофлик соҳаларида тарқалаётган нур ютилиши кам бўлади. Уларга 850, 1300, 1550 нм тўлқин узунликдаги соҳалар киради.

Кўчкили фотодиодлар (КФД) оптик толали алоқа линияларида (ОТАЛ) кенг қўлланилади ва ички кучайтиришга эга фотоқабулқилгичдан иборат, шунинг учун юқори серзиликка эга бўлади.

Қабул қилинадиган нур тўлқин узунлиги кремнийли ФДлар учун $\lambda = 0,4 \div 1,0$ мкм, $A^{III}V$ бирикмалар асосидаги фотоқабулқилгичлар учун $\lambda = 1,0 \div 1,7$ мкм ни ташкил этади. Шунинг учун $\lambda = 0,8 \div 0,9$ мкм тўлқин узунлигида ишловчи ОТАЛда кремнийли КФДлар, $\lambda = 1,3 \div 1,6$ мкм ли ларда эса $A^{III}V$ яримўтказгич бирикмалар асосидаги КФДлар ишлатилади.

Кремнийли КФД тузилиши, уланиши ва унда потенциал тақсимланиши 13.13-расмда кўрсатилган.



13.13-расм. Кремнийли КФД тузилиши, уланиши ва унда потенциалнинг тақсимланиши.

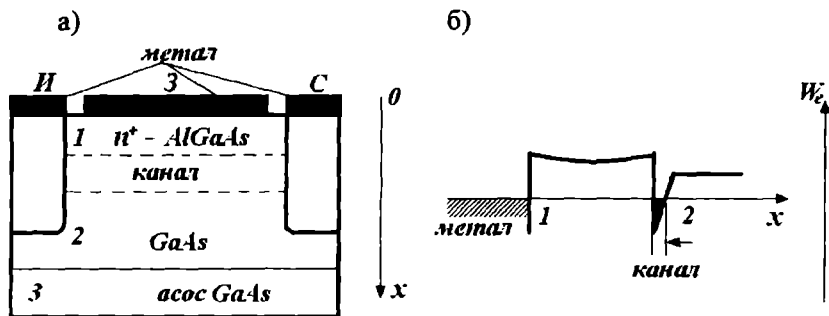
ташувчилар ҳаракатчанлиги юқорилигидан тўлиқ фойдаланиб бўлмайди. Катта интеграл схемаларда канал узунлиги 1 мкм дан кичик. Бунда бўйлама майдон кучланганлиги шунчалик катта-ки, дрейф тезлик $v_{др}$ тўйинишга эга бўлади. Бу электронлар ҳаракатчанлигининг камайишини англатади ва (13.8) ифодада тезлик ва майдон кучланганлиги орасидаги пропорционаллик бузилади. Шунинг учун майдоний транзисторлар тиклигини катта даражада оширишни иложи йўқ. Шунга қарамасдан гетеротузилмали майдоний транзисторлар сунъий йўлдошли алоқа тизимларининг кам шовқинли кучайтиргичларида кенг ишлатилади, чунки шовқин коэффиценти затвор узунлигига пропорционал. Ҳозирги замонда бундай транзисторлар асосида $f = 20$ ГГц частотада шовқин коэффиценти $K_{ш} < 1$ дБ, кучайтириш коэффиценти $K_p \approx 12$ дБ бўлган кучайтиргичлар ишлаб чиқилмоқда, частота 60 ГГцдан юқори бўлганда $K_p \approx 4$ дБ, $K_{ш} < 3$ дБ ташкил этади.

Ахборотларни қайта ишлаш ва узатишнинг оптик усуллари ривожланиши билан оптоэлектрон қурилмалар ва тизимларни ишлаб чиқиш муҳим касб этмоқда. Улар учун самарадорлиги юқори фотоқабулқилгичлар ва лазерлар яратилган. Бундан кейин кенг тарқалган кўчкили фотодиодлар ва гетеротузилмалар асосидаги наноэлектрон лазерлар кўриб чиқилади.

Оптик тизимли алоқа (оптоэлектроника)нинг электрон компонентлари. Оптик алоқа тизимлари узатувчи (УОМ) ва қабул қилувчи (ҚҚОМ) оптик модулларга эга. УОМ электр сигналларни оптик сигналларга ўзгартириш учун хизмат қилади. УОМнинг бош элементи нурланувчи манба – нуланувчи диод (НД) ёки яримўтказгич лазердан иборат. НД ва лазернинг бир-биридан нурланиш спектри кенглиги билан фарқланади. НДларда $\Delta\lambda = 30\div 50$ нм ни, бир модалли лазерларда эса $\Delta\lambda = 0,1\div 0,4$ нм ни ташкил этади. ҚҚОМ оптик толадан олинган оптик сигнални электр сигналга айлантириш учун хизмат қилади. ҚҚОМнинг бош элементи фотоқабулқилгич–фотодиоддан (ФД) иборат. ФДларнинг бир қанча турлари мавжуд. Кўчкили ФДларда заряд ташувчиларнинг кўчкисимон кўпайиши амалга олади ва шу ҳисобига сезгирлиги юзларча – мингларча марта ошади. Шоттки тўсиқли ФДлар тезкорлиги юқори бўлади. Гетероўтишга эга кўчкили ФДлар бошқа турдаги ФДларга нисбатан яхшироқ хусусиятларга эга. Турли материаллардан тайёрланган ФДлар ишчи тўлқин узунлиги турли киймат-

режими амалга ошади. Агар кенг зонали яримўтказгич p – турли бўлса, тўсиқ баландлиги электронлар учун катта бўлади.

Затвор сифатида Шоттки барьеридан фойдаланилган ва гетероўтишли майдоний транзистор тузилиши 13.12а-расмда, канал кўндаланг кесимидаги зоналар диаграммаси 13.12б-расмда кўрсатилган.



13.12-расм. Гетероўтишли майдоний транзистор тузилиши (а) ва зоналар диаграммаси (б).

Асос 3 сифатида одатда, яримизоляцияловчи галлий арсениди қўлланилади. Асос сиртига легирланмаган юқори омли GaAs 2 қатлам ўстирилади. Кейин ўтиш ҳосил қилиш учун юқори легирланган кенг зонали n^+ AlGaAs қатлам 1 ўстирилади. 1 қатлам қалинлиги 50÷60 нмни ташкил этади, шунинг учун у диэлектриклик хусусиятини намоён этади, чунки электронларнинг бир қисми затвор металига ўтади, бошқа қисми эса каналга ўтади. Шундай қилиб, бундай тузилмада канал соҳаси ва легирловчи киритмали соҳа фазовий ажратилган ва электронлар ҳаракатчанлиги сезиларли ошади.

Транзисторнинг ишлаш принципи. Затворда кучланиш бўлмаган ҳолда сток токи ($U_{СИ} > 0$) бўлганда максимал қийматга эга бўлади. Затвордаги манфий кучланиш ортган сайин потенциал чуқур чуқурлиги камаяди, у билан биргаликда канал ўтказувчанлиги камаяди. Затвордаги кучланишнинг маълум қийматида чуқур йўқолади. Бу каналнинг тўлиқ беркилишига тўғри келади.

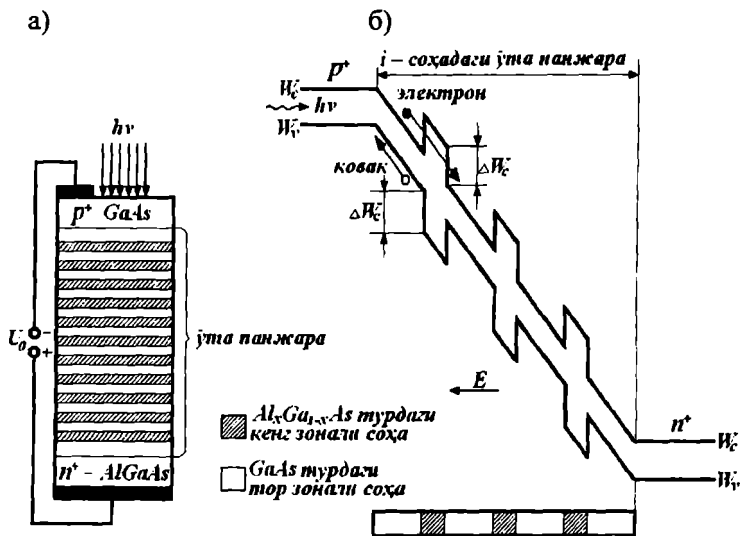
Заряд ташувчилар ҳаракатчанлигининг ортишига асосланган транзисторлар, ҳаракатчанлиги юқори ёки HEMT (High Electron Mobility Transistor) транзисторлар номини олган. Амалда заряд

зонадагиси эса $\Delta W_V \approx 0,08$ эВ ни ташкил этсин. Чеккаларда жойлашган қатламларнинг юқори даражада легирланганлиги уларни электр ўтказувчан қатламга айлантиради. i – қатламда электр майдон кучланганлиги 10^5 В/см дан катта қийматга етади. Бундай майдон таъсирида заряд ташувчилар зарб билан ионлаштиришга етарли энергия оладилар. Агар таъсир этувчи нурланиш оқими бўлмаса, ФДдан бошланғич тескари ток оқади, у ток қоронғулик токи деб аталади. Тўлкин узунлиги $\lambda = 1,55$ мкмли нурланиш (ёруғлик) оқими мавжуд бўлганда i – қатламнинг нисбатан тор зонали қисмида (GaAs қатламларда) эркин электрон-ковак жуфтликлар ҳосил бўлади. Электрон ташқи электр майдон E таъсирида кенг зонали яримўтказгичда тезланилади. Бундан кейин тор зонали GaAs қатламга ўтиб у ўз энергиясини $\Delta W_C \approx 0,48$ эВга оширади. Бу зарбдан ионлашишнинг бўсағавий кучланиши шу қийматга тушганига эквивалент. Зарбдан ионлашиш коэффициенти α_n бўсағавий энергия камайган сари экспоненциал ортгани сабабли α_n нинг электронлар учун эффектив қиймати кескин ортади. Навбатдаги $Al_xGa_{1-x}As$ барьер қатламда бўсағавий кучланиш ΔW_C қийматга ортади. Бунда α_n камаяди. Аммо тақиқланган энергетик зоналарининг фарқи ҳисобига α_n нинг ўртача қиймати ўта панжаранинг иккита ёнма-ён қатламида сезиларли даражада ортади.

$\Delta W_V \ll \Delta W_C$ сабабли, худди шундай эффект α_n коваклар коэффициенти учун сезиларли даражада кичик бўлади. Шундай қилиб кўчкили кўпайиш жараёни асосан электронлар ҳисобига амалга ошади. Кўчкили кўпайиш соҳаси 25 барьер қатламга эга бўлгани учун $\alpha_n / \alpha_p \gg 1$, бўлади. Бу кичик сигналларни юқори даражада кучайтирган ҳолда диоддаги шовкинлар даражаси кичик бўлишини таъминлайди.

Нанозлектрон лазерлар. Лазер оптик диапазондаги электромагнит тебранишларни кучайтириш ва генерациялаш учун хизмат қилувчи квант асбоб. Унинг ишлаши яримўтказгичдаги электронлар ички энергиясини ўзгартиришга асосланади. Оптик диапазондаги квант асбоблар инглизча Light Amplification by Stimulation Emission of Radiationга мувофиқ, яъни мажбурий нурланиш ёрдамида нурни кучайтириш маъносини англатади. Нурланиш электрон-ковак жуфтликларнинг рекомбинацияси ҳисобига юз беради, электрон энергия йўқотиб уни электромагнит нурланиш (фотон) кванти кўринишда чиқаради. Бундай рекомбинация *нурла-*

Тўлқин узунлиги каттароқ соҳага ўтиш учун тақиқланган зонаси кремнийга нисбатан каттароқ материаллардан фойдаланилади. Бундай материал бўлиб $A^{III}B^V$ яримўтказгич бирикмалар ва улар асосидаги каттик эритмалар хизмат қилади. Бу яримўтказгичларнинг кўплари учун $\alpha_n/\alpha_p \approx 1$, шунинг учун уларни шовқин жиҳатдан қўллаб бўлмайди. i – соҳаси ўта панжара тузилишига эга гетероўтишли КФДларда i – соҳа кучли электр майдон таъсирида бўлганда α_n/α_p нисбатни зарур қийматларгача кўтариш имкони туғилади. 13.14-расмда ўта панжарали КФД зоналар энергетик диаграммаси ва тузилиши келтирилган. Гетероўтишли КФДда квант чиқиши p^+ – соҳа қалинлигига жуда ҳам критик боғлиқ эмас, чунки катта тақиқланган зонага эга бўлган материал $\lambda = 1,55$ мкмли нурларни ютмасдан ичкарига ўтказиб юборади.



13.14-расм. Ўта панжарали КФД конструкцияси (а) ва зона диаграммаси (б).

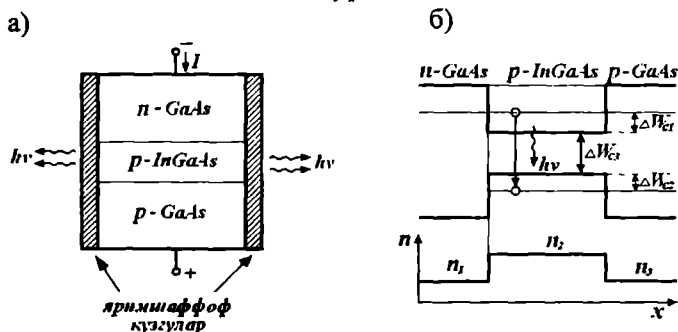
КФДда ўта панжара тахминан 50 та ўзаро алмашувчи, қалинлиги 45 нмни ташкил этувчи легирланмаган GaAs ва қалинлиги 55 нмни ташкил этувчи кенг зонали $Al_xGa_{1-x}As$ яримўтказгичлардан иборат. GaAs/ $Al_xGa_{1-x}As$ гетеротузилмада x нинг мос моляр қийматларида ўтказувчанлик зонадаги узилиш $\Delta W_C \approx 0,48$ эВни, валент

келаётган фотонлар сонига тенглашмагунча ортиб бораверади. Шундагина турғун генерация режими юзага келади.

Инжекция нурланиш ҳосил қилишнинг энг муҳим усули. $p-n$ ўтиш тўғри силжитилганда ноасосий заряд ташувчиларнинг ўтиш орқали инжекцияси эффектив нурланувчи рекомбинацияга олиб келади, чунки бу ҳолда электр энергия бевосита фотонлар энергиясига ўзгартирилади.

Гомо $p-n$ ўтишларда ҳосил қилинган биринчи инжекцион лазерлар генерацияси ва эксплуатация (фойдаланиш) параметрлари нисбатан паст эди - $20 \div 100$ кА/см² гача катта бўсағавий ток, хизмат қилиш даври қисқа ва кичик ФИК. Бу лазер генерациялаш жараёнининг квант самарадорлиги пастлиги ва катта оптик йўқотишлар билан боғлиқ эди. Оптик йўқотишлар лазернинг актив соҳасида эркин заряд ташувчилар ва нуқсонлар томонидан нурнинг ютилиши билан боғлиқ эди. Гап шунда-ки, гомоўтишларда инверс тўлдирилиш юқори легирлангандагина амалга ошириларди, натижада мувозанат ҳолатда заряд ташувчилар концентрацияси катта бўлар ва актив соҳада кристал панжара нуқсонлари ортиб кетарди. Бундан ташқари, актив соҳада ҳосил бўлаётган нурлар актив бўлмаган қўшни соҳаларга тарқаларди. Лазер генерациялаш жараёнининг квант самарадорлигининг пастлиги асосан кўп электронларнинг тезлиги катта бўлгани ҳисобига актив соҳадан сакраб ўтиши ва коваклар билан рекомбинациялашиб улгурмаслиги билан боғлиқ эди.

Гетероўтишли тузилмалардан фойдаланиш масалани мутлақо ўзгартиради. 13.15-расмда икки томонлама гетеротузилмага эга лазернинг тузилиши, унинг энергетик диаграммаси ва синдириш кўрсаткичининг тақсимланиши кўрсатилган.



13.15-расм. Инжекцион гетеролазер: икки томонлама гетеротузилма (а), энергетик диаграммаси (б) ва синдириш кўрсаткичи.

нурчи рекомбинация деб аталади. Рекомбинация ўз-ўзидан бошқа нурланишлар бўлмаган ҳолда амалга ошиши мумкин. Бунда ҳосил бўлувчи нурланиш спонтан нурланиш дейилади. Бундай нурланиш маъноси шунда-ки, фотон ўтказувчанлик электрони билан таъсирлашиб уни валент зонадаги бўш сатҳга ўтишга мажбурлайди, бундай ўтишда электрон ўзининг ортиқча энергиясини фотон сифатида чиқаради. Мажбурий нурланиш ҳисобига ҳосил бўлган фотонлар нурланиш ҳосил қилган фотонларнинг айнан нусҳаси бўлиб худди шундай частота, ўша ҳаракат йўналишига, бир хил бошланғич фазага ва бир хил кутбланишга эга. Натижада, битта квант ўрнига иккита квантга эга бўлинади, яъни нур кучайиши кузатилади. Бундай нурланиш **лазер нурланиш** деб аталади.

Фотон электроннинг валент зонадан ўтказувчанлик зонанинг бўш ҳолатига ўтиши ҳисобига ютилиши ҳам мумкин. Иккала жараён – ютилиш ва мажбурий нурланиш жараёнлари эҳтимоллиги бир хил. Кристалл валент зонасидаги электронлар сони унинг ўтказувчанлик зонасидаги электронлар сонига қараганда анча кўп бўлгани сабабли, ютилиш актлари сони нурланиш актлари сонига қараганда бир неча мартаба кўп бўлади, яъни бундай яримўтказгич фақат нур ютади.

Яримўтказгич нурни кучайтириш имконияга эга бўлиши учун иккита асосий шарт бажарилиши зарур. Биринчидан, яримўтказгичда **энергетик сатҳларнинг тўлдирилишида инверсия**га эришиш, яъни ўтказувчанлик зонада валент зонага нисбатан кўпроқ электронлар бўлишига эришиш лозим. Бу ҳолда нурланиш актлари сони ютилиш актларига нисбатан кўпроқ бўлади ва яримўтказгич нурни кучайтиради. Иккинчидан, яримўтказгичда шундай шароит ҳосил қилиш керак-ки, фотонлар фақат мажбурий ўтишларда ҳосил бўлсин. Бунинг учун мажбурий нурланиш актлари содир бўладиган актив муҳитни оптик резонаторга ёки қайтариш коэффициенти етарли катта кўзгулар тизимига жойлаштириш зарур. Шунда актив соҳада юзага келувчи бирламчи спонтан фотон ҳаракати давомида ўзига ўхшаш фотон чиқаради. Демак, модда ҳажмида 2 та фотон бўлади, кейин 4 та ва х.з. Резонатор кўзгуларига етиб борган деярли ҳар бир фотон қайтади ва яна актив модда ҳажмига киради, у ерда янги фотонлар ҳосил бўлишида қатнашади. Резонатор ичида лазер нурланиш зичлиги резонатор ҳажмидан ташқарига чиқаётган фотонлар сони резонатор ичида мажбурий ўтишлар ҳисобига юзага

Икки томонлама гетеротузилмаларда қатлам қалинлиги $0,1 \div 0,2 \mu\text{м}$ бўлганда бўсағавий токнинг зичлиги $1 \div 3 \text{ кА/см}^2$ гача камайди. Квант чуқурликли лазерларда ушбу токнинг минимал чегаравий қиймати 30 А/см^2 атрофида бўлади. Бўсағавий токнинг сезиларли камайишига волновод эффекти ва актив соҳанинг кичик қалинлигидан ташқари яна иккита ҳолат кўмаклашади. Биринчидан, актив соҳага инъекцияланган ва коваклар билан биринчи мартада таъсирлаша олмаган электронлар потенциал тўсиқлардан қайтади ва актив соҳага киради. Бунда уларнинг коваклар билан рекомбинациялашиш эҳтимоллиги юқори бўлади. Иккинчидан, кенг тақиқланган зонага эга эмиттернинг электронлари нисбатан тор тақиқланган зонага эга n – GaAs ли актив соҳасига ўз потенциал энергиясини йўқотиб киради, худди «тоғдан юмалаб тушгандек». Ушбу ҳодиса *суперинжекция* деб аталади.

Икки томонлама гетероўтишга эга лазернинг хона температурасида узлуксиз ишлаш режимдаги хизмат қилиш вақти ҳозирги вақтда 10минг соатни ташкил этади, унда электр қувватнинг 60% ёруғлик нурига айлантирилади.

Фабри-Перо резонаторли лазерда нур волновод қатламнинг ён томонидан, яъни *горизонтал жойлашган резонаторлар* орқали чиқади. Лазерда волновод қатлам уйғотилган нур волноводдан бўйлама йўналишда чиққунча кучайтириладиган қатлам – кесим. Бунда актив соҳа қалинлиги кичиклиги ҳисобига волновод қатламга тик йўналишда нур дастаси $800 \div 600 \text{ мрад}$ бурчак остида тарқалади.

Ҳозирги вақтда ингичка йўналган нурланиш ҳосил қилиш учун нур волновод қатлам сиртига юритилган дифракцион панжара орқали чиқарилади. Бу ҳолатда нур тарқоқлиги актив соҳа қалинлиги билан эмас, спектрал чизиқ ярим кенглиги билан аниқланади ва бир неча ўн бурчак минутни ташкил этади. Дифракцион панжарали инъекцион гетеролазернинг тузилиши 13.16-расмда кўрсатилган.

Бундай лазер Фабри-Перо резонатори даври ёруғлик тўлқин узунлигига тенг ёки унга каррали бўлган дифракцион панжара билан ҳосил қилинади. Бундай даврли панжара ясси кўзгу сифатида хизмат қилади, чунки унда Вульф-Брегг шарти бажарилган нур модалари қайтади.

Кўзгулар кристални синдириб ёки ўтиш текислигига тик иккита ён томонларини сайқаллаб ҳосил қилинади. Қолган икки ён томон сирти нур бошқа томонларга тарқалмаслиги учун нотекис қилиб тайёрланади. Бундай тузилма Фабри-Перо резонатори деб аталади.

Актив қатлам сифатида тақиқланган зонаси кенглиги кичикроқ ва диэлектрик доимийси катта (катта синдириш кўрсаткичга эга) материалдан фойдаланилади. Рекомбинация, нур ҳосил бўлиш ва инверс эгалланганлик соҳалари ўзаро устма-уст тушади ва ўрта қатламда жойлашади. Лазер ишлаши қуйидагича амалга ошади: $n-p$ ўтиш тўғри силжитилганда электронлар $n - GaAs$ дан актив соҳага инъекцияланади ва унда инверс эгалланганликни ҳосил қилади. Шундан кейин электронлар ўтказувчанлик зонадан валент зонага ўтиб электромагнит нурланиш квантларини ҳосил қилади. Бу нурлар частотаси

$$h\nu = \Delta W_n + W_{C1} + W_{C2} \quad (13.11)$$

га тенг. Гетероўтишлар чегарасида потенциал тўсиқлар ҳисобига пассив соҳаларда рекомбинацион йўқотишлар бўлмайди, электрон-ковакли плазма ўрта қатламнинг квант чуқурларида жойлашади. Генерацияланаётган нурланиш актив ва пассив соҳалар синдириш кўрсаткичларинининг фарқи ҳисобига асбобнинг актив соҳасига тўпланади. Агар қатламларнинг синдириш кўрсаткичлари

$$n_2 > n_1 \geq n_3$$

шартни қаноатлантирса, электромагнит нурланиш қатламлар чегараларига параллел йўналишларда тарқалади. Шу ҳисобига пассив соҳаларда нурланиш йўқолиши эътиборга олмаса бўладиган даражада кичик бўлади.

Актив қатлам қалинлиги етарли кичик бўлганда у ўзини квант чуқурдек тутати. Унда энергетик спектр квант чуқурликли лазерни параметрларини актив қатлам қалинлигини ўзгартириш ҳисобига ўзгартириб қайта сошлаш мумкин. (13.15)га мувофиқ чуқур ўлчамлари камайтирилганда электронларнинг минимал энергияси W_{C1} ва W_{C2} ортади ва унда (13.11)га мувофиқ лазер нурлари частотаси ҳам ортади. Квант чуқурлиги кенглигини танлаб ОТАЛлар учун $\lambda = 1,6\text{мкм}$ ли лазер ҳосил қиламиз. Бундан ташқари, квант чуқурликларида спектри инфрақизил нурлардан ҳаворанггача ўзгарадиган НДлар яратилган.

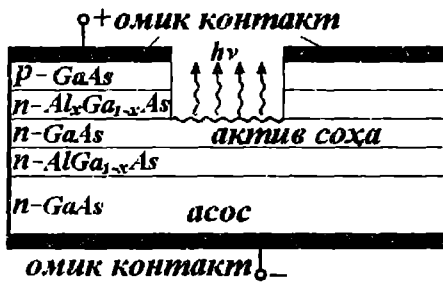
линияси C погон сигимга эга бўлсин. Агар алоқа линияси узунлиги l бўлса, ва у орқали t секунд давомида амплитудаси U бўлган импульс узатилса, ҳар бир импульс билан линияга $P = (CIU^2)/t$ қувват киритилади. Импульс қувватини ошириб мантик элемент қайта ула ниш тезлигини ошириши мумкин. Схемага киритилаётган импульс қувват оширилиши билан унда кўпроқ ажралаётган иссиқликни олиб кетиш ҳам керак. Шунинг учун замонавий схемотехник электроника қурилмаларида ахборотларни қайта ишлаш тезлиги секундига $10^9 \div 10^{10}$ операциядан ошмайди. Бундай характеристикалар ахборотларнинг катта массивларига реал вақт масштабида ишлов беришга имконият бермайди (образларни аниқлаш, конструкцияларни синтез қилиш, билимлар базасини бошқариш, сунъий интеллект яратиш ва ҳ.к.).

Электроника ривожининг тезкорликни оширишга йўналтирилган альтернатив йўлларида бири анъанавий элементлардан четлашишдан ва катта массивга эга ахборотларга ишлов беришда ахборот ташувчи сифатида қаттиқ жисмдаги *динамик нобиржинсликлар*дан фойдаланишдан иборат. Бу бир жинслимасликлар динамик деб аталишига сабаб шундаки, улар турли физик ҳодисалар ёрдамида ҳосил бўлади, силжиши, шаклини, ҳолатини ўзгартириши, бошқа нобиржинсликлар билан таъсирлашиши мумкин.

ИМСларда компонентли тузилишдан четлашиш ва динамик нобиржинсликлардан 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 сигимга эга хотира қурилмаларидир.

Функционал электрониканинг энг истиқболли баъзи асбоблари ишлаш принципларини кўриб чиқамиз.

Заряд алоқали асбоб (ЗАА) (13.17-расм) юпқа диэлектрик қатлам D билан қопланган ва юзасига 12та бошқарувчи метал электродлар тизими жойлаштирилган яримўтказгич кристаллдан (масалан, p – турли) иборат. Шундай қилиб, 12та 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 $10 \div 12$ мкмни, улар орасидаги масофа эса $2 \div 4$ мкмни ташкил этиши мумкин.



13.16-расм. Вертикал резонаторли наноэлектрон лазер тузилиши.

Вульф-Брегг шарт кристал атом қатламлари тўпламига тушаётган нурларнинг қайтиши натижасида ҳосил бўладиган тўлқинлар интенсивлиги ҳолатини аниқлайди. Дифракцион панжаралар (брегг кўзгулари) асосга параллел жойлашган, резонатор ўқи ва нур тарқалиш йўналиши яримўтказгич пластина текислигига нисбатан тик (вертикал). Шунинг учун бундай лазер *вертикал резонаторли лазер* деб аталади. Бу турдаги лазерлар VCSEL (Vertical – cavity surface – emitting laser) ёки VCL (Vertical – cavity laser) номини олган.

13.3. Функционал электроника

Яримўтказгич ИМСлар аналог микроэлектрон аппаратлар ҳисоблаш техникаси тизимлари ва қурилмаларининг элемент базасини ташкил этади. Микроэлектроника ривожининг асосий тенденцияси интеграция даражасини Мур қонунига мувофиқ орттиришдан иборат. Интеграция даражасини оширишнинг битта йўли транзистор тузилмаларнинг ўлчамларини кичиклаштиришдан иборат. Бунда биполяр ИМСлар компоненталари бир-биридан ва яримўтказгич асосдан қўшимча конструктив элементлар ёрдамида электр жиҳатдан изоляцияланади. Компонентлар ички уланишларни металлеш йўли билан функционал схемага бирлаштирилади, чунки уланаётган соҳалар турли электр ўтказувчанликка (электрон ёки ковакли) эга. Схема элементлари ўлчамларининг кичиклашиши (диод, транзистор, резисторлар) схема зичлигини оширади ва натижада, сигнал ўтиш вақтини, яъни қурилмалар тезкорлигини оширади. Интеграция даражасининг ошиши билан кристалнинг ўзаро уланишлар билан банд погон сифимга эга улуши ортади. Алоқа

кувчи элемент мавжуд. $n' - p$ ўтиш орқали чикувчи заряд пакетлар R юклама резисторида видеоимпульслар кетма-кетлигини таъминлайди. Видеоимпульслар амплитудаси турли соҳалар ёритилганлигига пропорционал бўлади. Матрицасифат ЗАФАда бутун кадр бир вақтнинг ўзида ҳосил бўлади, чизиклида эса, кетма-кет иккинчи координата бўйича кўшимча ёйиш билан ҳосил қилинади. Бундай тасвир сигналларни ҳосил қилувчилардан фойдаланиш кичик ўлчамли, кам энергия сарфловчи яримўтказгич узатувчи телевизион камералар, жумладан, рангли телевидение учун ҳам яратиш имконини беради. Пикселларнинг максимал формати пикселнинг минимал ўлчами $3 \div 5$ мкмни ташкил этганда 4080×4080 мкмни ташкил этади. Частота 30 кадр/сек бўлганда истеъмолатилаётган қувват $0,03 \div 0,1$ мВт/пикселни ташкил этади.

ЗАФА фақат тасвирни қабул қилувчи функциясини бажаришини айтиб ўтиш керак. Телевизион сигнал ҳосил қилиш учун бошқарувчи схемалар, ҳар бир устун чиқишида ўқувчи аналог кучайтиргичлар, аналог-рақамли ўзгартгич ва қатор бошқа блоклар бўлиши зарур.

Ҳозирги замонда ЗАФАларни такомиллаштиришдан ташқари кристалл ҳажмида жойлашган бошқарувчи схемаларга ва тасвирга ишлов берувчи бир кристалли ЗАФАлар ишлаб чиқиляпти. Бир кристалли фотоқабулқилувчи қурилмаларнинг элемент базаси сифатида ФД ва комплементар МДЯ – транзисторлар асосида ҳосил қилинган актив фотосезгир элементлар (актив пикселлар) матрицаси хизмат қилади. Шунинг учун ЎКИС деб аталади. КМДЯ-фотодиодли қурилманинг асосий афзаллиги истеъмолат қувватини кичиклиги, фойдаланувчиларни қизиқтирган «ойналарни» дастурлаш имконияти ва ўқиш тезлигининг катталиги билан аниқланади. Асосий камчиликлари – шовқинларнинг юқорилиги, фотосезгирлигининг кичиклиги, актив элемент ўлчамларининг катталиги, ЗАФАларга қараганда кичикроқ ажратиш хусусиятига эгаллиги билан белгиланади. КМДЯ – фотодиодли ЎКИСлар ёрдамида бир кристалли хонадонбоп фото ва видеокамералар, автомобилларни кўриқлаш тизимлари, видеотелефонлар ҳосил қилинади.

Шундай қилиб, ЗААлар универсал тузилмалар бўлиб хизмат қилади. ЗААлар асосида сифими катта хотира қурилмалар, бошқарилувчи кечиктириш линиялари, мослаштирилган ва полосали филтрлар, ҳамда юқорида айтиб ўтилган рақамли камералар ишлаб чиқилган.

(яширин каналли ва икки фазали бошқарувга эга ЗААларда ҳамда кремний оксидига пуркалган кремний нитриди Si_3N_4 ли диэлектрик қатламли МНОЯ – тузилмаларда) ёзиб олинган ахбортни сақлаш вақти бир неча ўн минг соатларни ташкил этади. ЗААларда яратилган хотира қурилмалар рақамли техникада қўлланилади ва катта ($8 \div 16$ Кбит) сифимга эга.

Фотоқабул қилувчи ЗААлар. Зарядли пакет нафақат инъекция йўли билан, балки сиртни локал ёритиш йўли билан ҳам ҳосил қилиниши мумкин. Бу ҳолда заряд алоқали фотосезгир асбоб (ЗАФА) ҳосил бўлади. Ёритилганда мос затвор остида ёритилганлик Φ га пропорционал заряд ҳосил бўлади. Натижада, затворлар остидаги зарядлар мажмуи тасвирни характерлайди. Электродлар чизиқ (сатр) ёки матрица шаклида жойлашади. Электродларга ҳос ўлчамлар: узунлиги 5мкм, кенлиги 40мкм. Электродлар орасидаги масофа $1 \div 2$ мкм. Матрица кўринишидаги ЗАФАда электродлар сони 10^6 дан катта бўлиши мумкин. Шунинг учун ЗАА катта интеграл схемадек қаралиши мумкин.

Уч фазали бошқариш амалга оширилганда ЗАФАнинг элементар ячейкаси (пиксел) битта сатрнинг учта қўшни электродига 1,2,3 (4,5,6 ва ҳ.к.) эга бўлиши шарт. Бунда ячейканинг ҳар бир электроди учта бошқа-бошқа такт шиналари (фазалари) Φ_1, Φ_2, Φ_3 га (13.17-расмдагидек) уланади. Биринчи такт давомида 2 (5,8,11 ш.ў.) электродга мусбат сақлаш кучланиши $U_{САҚ} > U_0$ ($10 \div 20$ В) берилади. Натижада ушбу электрод остида камбағаллашган соҳа ҳосил бўлади. Бу соҳа электронлар учун потенциал чуқурни ҳосил қилади. Сирт ёритилганда электрон-ковак жуфтликлар сони локал ёритилганлик ва ёригиш вақти билан белгиланади. Бунда электронлар потенциал чуқурликда йиғилиб, зарядли пакетни ҳосил қилади. Пакет етарли вақт ($1 \div 100$ мс) сақланиши мумкин.

Иккинчи такт давомида 3 электродга ўқиш кучланиши $U_{ўқ}$ берилади. Ўқиш кучланиши қиймати сақлаш кучланишидан катта бўлади. Натижада, электронлар 3 электрод остидаги чуқурроқ потенциал чуқурликка дрейф силжийди.

Учинчи такт давомида 3 электроддаги кучланиш қиймати сақлаш кучланиши қийматигача камаяди, 2 электроддан эса потенциал олинади. Сақлаш ёки ўқиш кучланиши берилмаган электродларга ҳамма вақт катта бўлмаган силжитувчи кучланиш бериб қўйилади. Шу билан зарядли пакетлар ҳаракатининг бир томонлама бўлишига эришилади. Ҳар бир сатр охирида 3.17-расмдагидек чи-

қилса, қўшни потенциал чуқурлар орасида электр майдон ҳосил бўлади. Ушбу майдон йўналиши шундай-ки, электронлар каттарок потенциалга эга соҳага дрейф ҳаракат қилади, яъни «саёзроқ» потенциал чуқурдан нисбатан «чуқурроқ»га кўчади.

Агар заряд биринчи электрод остида тўпланган бўлса-ю, уни иккинчи электрод остига силжитиш зарур бўлса, унга каттарок кучланиш берилади, бунда заряд юқорироқ кучланишли электрод остига кўчади. Кейинги тактда юқорироқ 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.

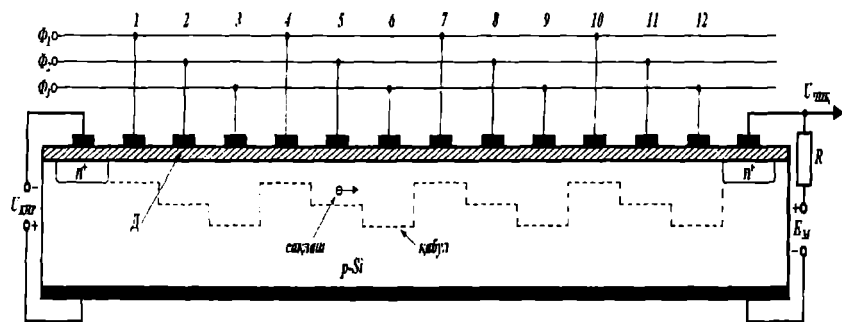
Сигналнинг заряд пакетларини бир неча усуллар билан, масалан, $p - n$ ўтишдан заряд ташувчиларни метал электродлар остига инжекциялаш, МДЯ – турдаги тузилмада юза бўйлаб кўчкисимон тешилиш ёки метал электродлар орасидаги аниқ жойлар орқали ёруғлик киритиб электрон-ковак жуфтликларни генерациялаш билан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

Номувозанат заряд ҳосил қилиш ва уни $p - n^+$ ўтишлардан фойдаланган ҳолда ЗААдан чиқариш усули 13.17-расмда кўрсатилган.

Электронлар пакетини биринчи затвор остига киритиш учун $n^+ - p$ ўтишга тўғри силжитиш берилади. Пакет заряди қиймати кириш сигнали амплитудаси ортиши билан $p - n$ ўтиш ВАХига мувофиқ экспоненциал қонун билан ортади ва унинг узлуксизлигига боғлиқ бўлади. Сигнал киритишнинг ушбу усули афзаллиги – бир неча наносекундди ташкил этувчи тезкор ишлашидан иборат. Чикишдаги $n^+ - p$ ўтишга тескари силжитиш берилгани учун 11 затвордан 12 затворга ўтувчи электронлар электр майдон таъсирига учрайди ва чиқиш занжирида ток импульси ҳосил қилади.

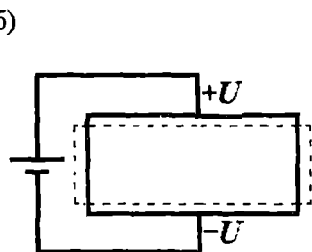
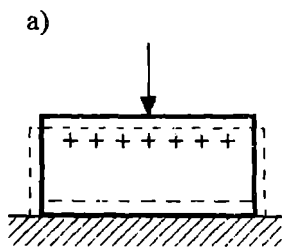
ЗААнинг иккита: ахборот зарядини сақлаш ва узатиш режимлари мавжуд. Ушбу турдаги ЗААлар учун ахборотни сақлашнинг максимал вақти 100 мсек ÷ 10 секни ташкил этади. Такомиллашган

МДЯ – тузилмадаги физик жараёнлар 11.6-параграфда кўриб чиқилган эди. 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 $U_{САК} > U_0$ 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 нобиржинсликни 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.



13.17-расм. ЗАА туркумидаги уч фазали силжитувчи регистр тизимида заряд кўчиши.

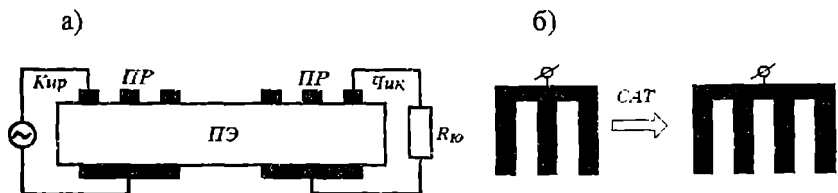
Зарядни маълум йўналишда кўчириш учун ҳар бир электрод уч фазали бошқариш тизимининг Φ_1 , Φ_2 , Φ_3 такт шиналаридан бирига уланади. Демак, ЗААнинг бир элементи учта МДЯ – тузилмали ячейкадан иборат бўлади. Агар ЗАА қўшни электродларига берилган кучланишлар қиймат жиҳатдан бир-биридан фарқ



13.8-расм. Тўғри (а) ва тескари (б) пьезоэффeкт.

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 ультра-товуш тўлқинлар ишлатилади. Ушбу диапазондаги ҳажмий ва сирт акустик тўлқинлар (САТ) ишлатилади. САТларда ишлайдиган акустоэлектрон асбоблар кенг тарқалган. Уларга кечиктириш линиялари, полосали филтърлар, резонаторлар, турли датчиклар ва шунга ўхшашлар киради. Бу асбобларда электр сигналларни акустик сигналга ва аксинча ўзгартириш махсус ўзгартиргичлар ёрдамида амалга ошади. САТлар ўзгартигичларининг етти тури мавжуд бўлиб, амалда икки металл электродлари синфаз ва қозиксимон жойлашган турлари кенг тарқалган.

САТлар асосидаги содда акустоэлектрон асбоб – синфаз ўзгартигичли кечиктириш линиялари тузилиши 13.9-расмда кўрсатилган. Синфаз ўзгартигич пьезоэлектрик пластинанинг астойдил сайқалланган қарама-қарши юзаларига жойлаштириладиган иккита электроддан ташкил топади. Ўзгартигичлар қалинлиги $0,1 \div 0,5$ мкм ни ташкил этувчи юпқа метал парда кўринишида бўлади.



13.9-расм. Электроакустик кечикритувчи линиянинг тузилиши: ён томондан (а) ва остидан (б) кўриниши.

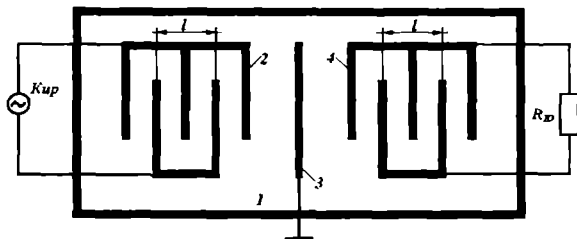
Акустоэлектроника асбоблари. Акустоэлектрон асбобларнинг ишлаши электр сигнални ультратовуш тўлқинларга, уни товуш ўтказувчи орқали тарқалишига ва кейинчалик чиқиш электр сигналга ўзгартирилишига асосланади.

Шундай қилиб, бундай асбобларда кириш билан чиқиш орасида ахборот ташувчи бўлиб ультратовуш (акустик) сигнал деб аталувчи динамик нобиржинслик 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 намоён бўладиган диэлектрик ва яримўтказгич кристаллар хизмат қилади. **Тўғри пьезоэффект** деб механик кучланиш натижасида пьезоэлектрикнинг қутбланиш ҳодисасига айтилади (13.8а-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 (13.8б-расм). Расмда жисмнинг деформациядан кейинги ўлчамлари пунктир чизик билан кўрсатилган.

Кучланиш берилган жойда электр майдон кучланганлиги йўналишига боғлиқ ҳолда 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.

энг самарали ўзгартириш ҳосил бўлади. ҚҚҚЎ асосида ҳосил қилинган САТли фильтрининг тузилиши 13.20-расмда келтирилган.



13.20-расм. ҚҚҚЎли САТли фильтр.

Фильтр пьезоэлектрик асос 1(масалан, литий ниобити, пьезокварц, пьезокерамика) ва унга фотолитография усуллари билан ҳосил қилинган иккита ҚҚҚЎ 2, 4 ҳамда экранловчи электрод 3дан тузилган. Киришдаги ҚҚҚЎ сигнал манбаи билан, чиқишдагиси эса электр сигнал ҳосил қилувчи юклама билан уланган.

Берилган f_0 частота учун тароқ қадами l акустик тўлқин узунлиги $\lambda_{ак}$ билан бир хил бўлиши керак. ҚҚҚЎда фильтрининг ўтказиш полосаси қозиклар сони N билан аниқланади:

$$\Delta f_n = f_0 / N .$$

Қозиклар сони $N = 2$ бўлганда фильтр энг кенг ўтказиш полосасига эга бўлади. Қозиклар сони ортиши билан фильтрининг ўтказиш полосаси кенглиги тораяди. Акустоэлектрон фильтрининг юқори ишчи частотаси фотолитографиянинг ажратиш хусусияти билан белгиланади. ҚҚҚЎлар электродлари кенглиги $\lambda_{ак} / 4$ га тенг қилиб олинади. Бунда 100 МГц частотали САТли фильтр электродлари 8 мкмни ташкил этади.

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 МГцни ташкил этувчи САТли телевизион фильтрлар серияли равишда ишлаб чиқарилмоқда.

Юқорида жойлашган электрод тароксимон тузилишга эга бўлиб, фазовий даври сирт тўлқин узунлигига тенг бўлиши керак. Чапдаги синфаз ўзгартгич кирувчи электр сигнал таъсирида кристаллда сирт тўлқинини уйғотади (тескари пьезоэффekt ҳодисаси). Акустик тўлқин узунлиги акустик тебранишларнинг тарқалиш тезлиги $\vartheta_{ак}$ ва электр тебранишлар частотаси f_a боғлиқ:

$$\lambda_{ак} = \vartheta_{ак} / f.$$

Тўлқин узатгичда бўйлама гармоник акустик тўлқин ҳосил қилинди дейлик. Ушбу тўлқин кристаллда қалинлиги тахминан тўлқин узунлигига тенг бўлган сиртқи қатлам бўйлаб бир нуқтадан иккинчи нуқтага босимни ўзгартириб тарқалади. Босимнинг ўзгариши кристаллнинг деформацияланишига ва қарама-қарши ишорали зарядлар (пьезо – ЭЮК) ҳосил бўлишига олиб келади. Кристалл сиқилган жойларда зарядлар ишоралари бир хил тақсимланади, кристалл чўзилган жойларда эса зарядлар тақсимланиши тескари-сига ўзгаради. Бу кристаллда, жумладан, чиқиш синфаз ўзгартгич электродлари орасида ҳам ўзгарувчан электр майдон ҳосил бўлишига олиб келади. Натижада, чиқишдаги ўзгартгич (унга $R_{ю}$ юклама уланган) акустик сигнални электр сигналга айлантиради (тўғри пьезоэффekt). Сигнал кечикиш вақти акустик тўлқиннинг ўзгартгичлар орасидаги ўтиш ватқи билан аниқланади.

Бундай қурилманинг асосий камчилиги товуш ўтказгичда сочиладиган қувватнинг катталигидадир. Гап шундаки, акустик тўлқин кристаллдаги эркин электронлар билан таъсирлашиб, уларни тўлқин тарқалиш йўналишида олиб кетади. Бунда тўлқин қўшимча сўнади. Лекин агар кристаллга заряд ташувчиларни тўлқин тарқалиш йўналишида $\vartheta_e \geq \vartheta_{ак}$ тезлик билан дрейф ҳаракат қилдирувчи кучланиш берилса, заряд ташувчилар ўзларининг маълум энергиясини тўлқинга узатади, натижада, акустик тўлқин кучаяди. Бунда акустик сигналлар кучайтиргичи ёки актив ультратовушли кечиктириш линияси ҳосил бўлади.

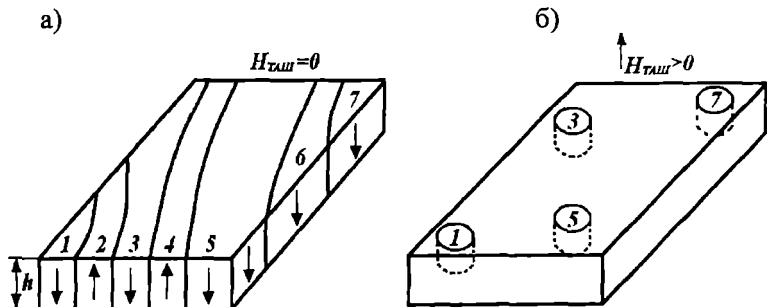
Қандайдир f_1 дан f_2 гача частоталар орасидаги тебранишларни ўтказувчи полосали филтрлар ва кенг полосали кечиктириш линиялари ҳосил қилишда қарама-қарши козиксимон ўзгартгичлар ишлатилади (ҚҚҚЎ).

Киришдаги ҚҚҚЎнинг геометрик ўлчамлари ва шакли электр сигнални акустик тўлқинга айлантириш самарадорлигини белгилайди. Ҳар бир частота учун ҚҚҚЎнинг маълум ўлчамлардагина

материалнинг бутун кўндаланг кесимини эгаллайди ва турли шаклга эга бўлади. Еттита чизикли доменга эга парда (кристал)нинг бир қисми 13.21 а-расмда кўрсатилган. Парда сиртига тик йўналган ташқи магнит майдон $H_{Таш}$ таъсир этганда майдон вектори йўналиши ташқи майдонники билан бир хил доменлар катталашади, майдон векторига тескари йўналган доменлар эса кичиклашади ва ташқи магнит майдоннинг маълум қийматида ЦМДларга айланади (13.21 б-расм). Ташқи магнит майдон ортган сари доменлар диаметри улар йўқолиб кетгунича камаяди ва парда бир текис магнитланади, яъни битта яхлит домен ҳосил бўлгандек бўлади.

ЦМДлар диаметри феррит материалга қараб $50 \div 1$ мкм бўлади. ЦМДларнинг турғун сақланиши ташқи магнит майдон борлиги ҳисобига амалга ошади. ЦМДларнинг борлиги (ёки йўқлиги) иккилик саноқ тизимида акс эттирилган ахборотнинг сақланишига тенг деб қаралиши мумкин. Ушбу ҳолат катта ҳажмга эга хотира қурилмаларни ҳосил қилиш учун ишлатилади, чунки ортоферрит кристаллининг 1см^2 юзасида чамаси 10^7 бит ахборот сақланиши мумкин.

Бошқа томондан ёндошилганда, агар кристаллнинг маълум позицияларида ЦМДлар генерацияси таъминланса, улар дискрет силжитиш ахборотларни ёзиш ва ўқиш, ҳамда ўчириш учун ишлатилиши мумкин.



13.21-расм. Чизикли (а) ва цилиндрик (б) доменларнинг тузилиши.

Хотира қурилмасининг магнит ИСларида ЦМДлар токли сим сиртмоқ кўринишидаги доменлар генератори ёрдамида ҳосил қилинади (13.22 а-расм). Токли сиртмоқ 1 асос 4 сиртида жойлашган асосий феррит парда 3 сиртидаги изоляцияловчи парда 2 га пуркаш

Замонавий САТли филтрлар $\Delta f = 0,05-50\%$ ўтказиш полосасига эга, ўтказиш полосасидаги сўниш $2 \div 6$ дБ, селективлиги 100 дБ гача. Бундай филтрлар 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 чизикли ўлчамлари миллиметрнинг мингларча улушидан ўнларча улушига тенг. Доменлар ўзаро *чегародош деворлар* (Блох деворлари) билан ажралиб туради. Бу деворларда битта домен магнитланганлик векторига нисбатан аста ўзгаришлари содир бўлади.

Магнитоэлектроника асбобларида ахборот сигналини ташувчи сифатида куйидаги динамик нобиржинсликларнинг биридан фойдаланилади:

1) цилиндрик шаклдаги доменлар;

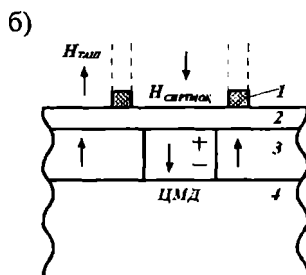
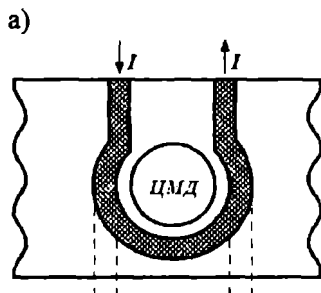
2) чизикли доменларда вертикал Блох чизиклар (ВБЧ). Кўшни ВБЧлар орасидаги масофа етарли кичик, ўлчами 0,5 мкм бўлган чизикли домен деворида 100 битгача ахборот сақлаш мумкин;

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 – магنونлар.

Цилиндрик магнит домен (ЦМД)лар асосидаги функционал электроника асбобларининг тузилиш ва ишлаш принципи билан танишамиз.

Барча магнитоэлектрон қурилмаларда доменлар иштирокидаги жараёнлар ишлатилади, қурилмаларнинг ўзи эса иккилик санок тизимида акс эттирилган ахборотни қайта ишлаш ва сақлаш учун ишлатилади. ЦМД маълум шароитда умумий формуласи $RFeO_3$ бўлган монокристалл пластиналар ёки баъзи ферритларнинг юпқа пардаларида ҳосил бўлади. Агар формуладаги R – ер ишқорий элемент бўлса, модда *ортоферрит* деб, агар иттрий бўлса *гранат* деб аталади. Қалинлиги $h = 3 \cdot 10^{-5} \div 1 \cdot 10^{-3}$ смли ортоферрит пластина ёки гранат пардаси ташқи магнит майдон мавжуд бўлмаган ҳолда магнитланганлик векторлари карама-қарши йўналган чизикли доменлардан тузилади. Келтирилган қалинликларда доменлар



13.22-расм. ЦМД асосидаги хотира қурилмаси:
устидан кўриниши (а) ва қирқими (б).

Учта шевронли аппликациядан ташкил топган тузилма, $H_{\text{БошК}}$ йўналиши, аппликацияларда магнит кутблар ҳолати ва майдоннинг турли ҳолатларида ЦМД ҳолати 13.23-расмда кўрсатилган. Аппликациялар доменнинг жанбуий кутбига тегади деб фарз қилинади.

Аппликациялар бир-бирдан ~ 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

билан ҳосил қилинади. Монокристалл пардалар (ферритлар, гранатлар) буғ фазадан магнитланмайдиган, масалан, гадолийний-галлийли гранат асосга кимёвий ўтказиш йўли билан олинади.

ЦМД халқа 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 тесқари ток ўтказиш билан амалга оширилади.

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

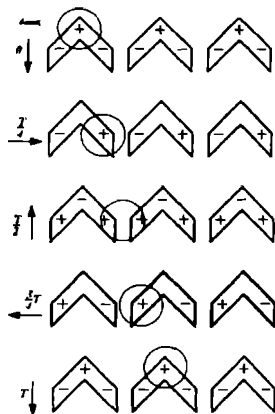
ЦМДни юпқа парданинг маълум соҳасида фиксация қилиш учун магнитостатик тутгичлардан фойдаланилади. Тутгич махсус магнит юмшоқ материал пермоллойдан ясалган маълум шаклдаги аппликациялардан иборат. Аппликация остидаги соҳада ташқи магнит майдон экранланади ва потенциал чуқур-тутгич ҳосил бўлади. Шунинг 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 пермаллойдан аппликацияларда магнит зарядлар қутбларининг даврий қайта тақсимланишини ҳосил қилади. Айтиб ўтилган қутбларнинг ЦМДга таъсири уни чапдан ўнгга силжишига олиб келади.

ЦМДларнинг силжиши Т – симон ёки шевронли пермаллойдан аппликациялар орқали амалга ошириши мумкин. Шевронли аппликациялар кенг қўлланилади. Улар зич жойлашиши ва диаметри 1 мкм амтрофида бўлган доменлар силжишини таъминлайди.

6. МОБ этикаксия усули нималарга асосланади ?
7. Юқори ажратувчанликка эга литографиянинг ўзига хос хусусиятларини айтиб беринг.
8. Квант компьютерлар зояси нимада ?
9. Нанотузилмаларнинг қандай кўринишларини биласиз ?
10. Мур қонунини айтиб беринг.
11. Электронларнинг квант - механик ҳаракати микроразраларнинг механик ҳаракатидан қандай фарқланади ?
12. Квант чуқурлари бўлган яримўтказгич тузилмаларга мисол келтиринг.
13. Туннель эффектнинг физик маъносини тушунтиринг.
14. Квант чуқурлари ва симларида энергетик ҳолатлар зичлиги тақсимланишининг ўзига хослиги нимада ?
15. Гетероўтишлар ёрдамида қандай қилиб квант чуқурини ҳосил қилиш мумкин?
16. Потенциал чуқурдаги нанозаррага эга бўладиган минимал энергиянинг қиймати қандай бўлади ?
17. Кремнийли нанотранзисторнинг ишлаш принципини тушунтиринг.
18. Кўчкили фотодиод ишлаш принципини тушунтиринг.
19. Диэлектрик сиртига кремний олиш (ДСКО) технология нимадан иборат ?
20. Заряд ташувчилари ҳаракатчанлиги юқори транзисторнинг ишлаш принципини тушунтиринг.
21. Квант чуқурликли лазерлар тузилиши ва ишлаш принципини тушунтиринг.
22. Оддий яримўтказгич лазерларга нисбатан квант чуқурликли лазерлар афзалликларини тушунтиринг.
23. Функционал электроника асбобларига таъриф беринг.
24. Заряд алоқали асбобларнинг ишлаш принципини тушунтиринг.
25. Акустоэлектрон асбобларга таъриф беринг.
26. Сирт акустик тўлқинли асбобларнинг тузилиши ва ишлашини тушунтиринг.
27. Магнитоэлектрон асбобларга таъриф беринг.
28. Цилиндрик магнит доменлар асосидаги магнитоэлектрон асбобларнинг ишлаш принципини тушунтиринг.

қаршилиги ва ундан ўтадиган ток қиймати ҳам ўзгаради. Мантикий кўприк схемага уланган бундай микровольтли датчикнинг сигнали кейинчалик кучайтирилади.



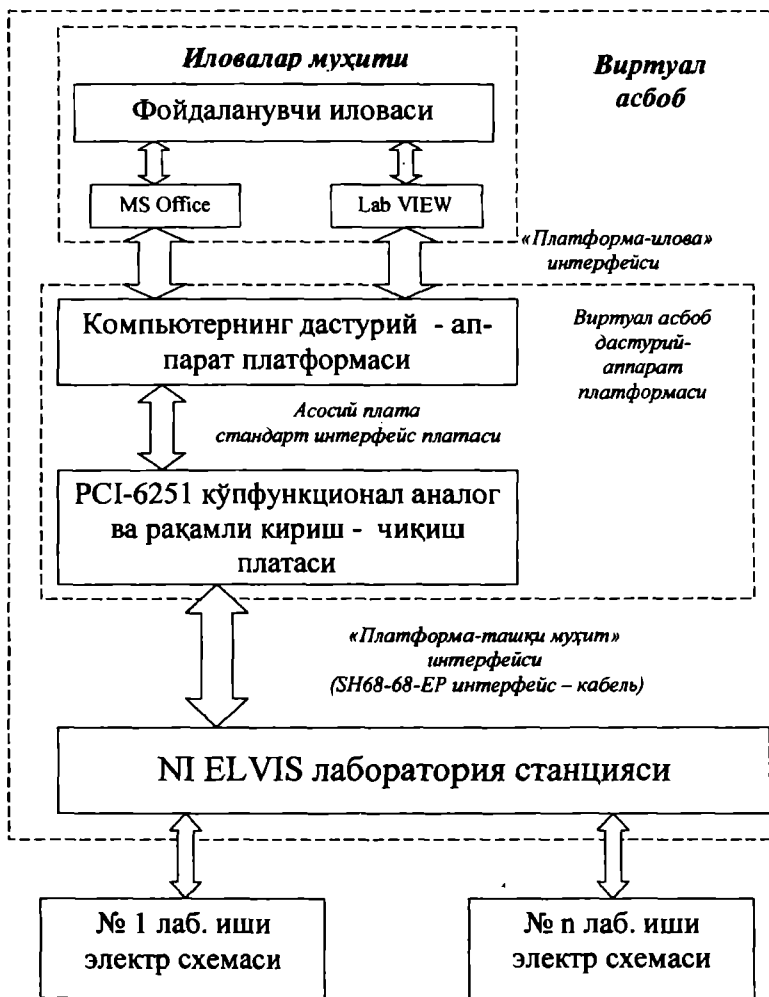
13.23-расм. ЦМДларнинг шевронли аппликациялар бўйлаб силжиши.

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 ишончликка эга ва магнит дисклардаги 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.

Назорат саволлари

1. Нанотехнологияларга таъриф беринг.
2. Нанозаррачаларнинг қандай турларини биласиз ?
3. Сканерловчи туннель микроскоп ишлаш принципини тушунтиринг.
4. Атом - куч микроскоп ишлаш принципини тушунтиринг.
5. Молекуляр-нурли этипаксия имкониятларини айтиб беринг.

Лаборатория амалиётини бажариш учун Windows 9x ёки яна-да юқори версия ва махсус аппарат воситалари ҳамда оригинал дастурий таъминотга эга бўлган замонавий компьютер билан жиҳозланган асосий лаборатория станди керак бўлади.



14.1-расм. Виртуал асбоб тuzилмаси.

XIV БОБ LabVIEW: ЛАБОРАТОРИЯ АМАЛИЁТИ

Умумий маълумотлар

Замонавий ахборот технологиялари таълим соҳасида янги восита ва усулларни яратиш имконини беради. Бу масалани ҳал қилишда компьютерда лаборатория амалиётларини яратиш энг муҳим ва мураккаб ҳисобланади.


Ихтиёрий фан бўйича лаборатория амалиёти асосини ўрганилаётган ҳодиса ва жараёнларни имитация қиладиган лаборатория макетлари билан уланган ўлчов асбоблари мажмуи ташкил этади. Ҳозирги кунгача ўқув лабораторияларида асосан, анъанавий ўлчов асбоблари қўлланиб келинар эди. Энди виртуал ўлчов асбоблари ёрдамида яратилган компьютердаги ўлчов асбобларидан фойдаланиш талаб этилмоқда. Ўқув лабораториясидаги **виртуал асбоб (ВА)** – қўшимча махсус дастурий таъминот ва турли ўлчов модуллари, масалан, кўпфункционал кириш-чиққиш платаси билан таъминланган компьютердир. ВА ўлчанаётган ахборотни йиғиш, қайта ишлаш ва акс эттиришни автоматлаштириш имконини беради, фойдаланувчи учун қулай интерфейсга эга, унинг дастурий ва аппарат воситалари эса анъанавий ўлчов воситаларига хос бўлган вазифаларни амалга ошириш имконини беради, натижаларни монитор экранида фойдаланувчига қулай шаклда акс эттиради. Лаборатория амалиётида қўлланиладиган ВА схемаси 14.1-расмда келтирилган.

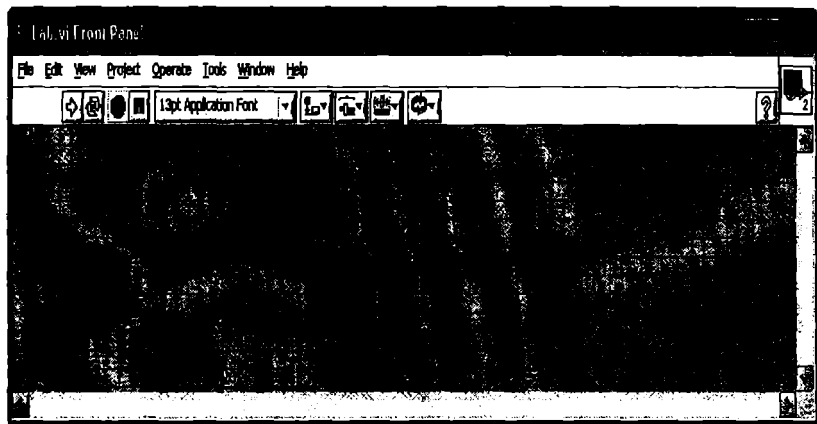
ВА дастурий таъминоти ҳам Visual C++, Visual Basic ва бошқалар каби стандарт воситалар ёрдамида, ҳам махсус дастурлар ёрдамида тузилиши мумкин. Ҳозирги кунда махсус дастурий таъминот сифатида National Instruments компаниясининг LabVIEW амалий дастурий пакети энг мос ва қулай ҳисобланади.

Ўлчов жараёнларини автоматлаштириш бўйича яратилаётган замонавий аппарат воситаларининг деярли барчаси LabVIEW драйверлари билан мос келади. Мазкур муҳитда иловалар яратиш визуал воситалар ёрдамида амалга оширилади ва дастурлаш бўйича махсус билимга эга бўлиш талаб қилинмайди.

этириши бўйича элементлар (рақамли индикаторлар, график экранлари ва бошқалар) жойлашган. Тақдим этилаётган интерфейс фойдаланувчи учун жуда қулай бўлиб, лаборатория ишини бажаришда фақат компьютерда ишлаш малакаси бўлишни ва албатта, ишни бажариши юзасидан мақсад ва вазифаларни тўғри белгилаб олишни талаб қилади.

Лаборатория ишларини бажаришга тайёрланаётганда биринчи навбатда, «Иш бажариш юзасидан маълумотлар» бўлимида келтирилган вазифаларга эътибор қаратиш керак. Бунда талабалар асосий ва қўшимча адабиётларда келтирилган маълумотларни ўзлаштирган бўлишлари талаб қилинади.

Лаборатория ишини бажариши учун барча ҳолатларда компьютер ишга туширилгандан сўнг, амалиётни таъминлайдиган дастурий папкани очиш керак ва лаборатория иши дастурини ишга тушириш керак (лаборатория иши тартиб рақамига мос равишда файл номи аниқланиб икки марта босилади). Монитор экранида 14.3-расмда кўрсатилган дарча очилади. Дастурни ишга тушириш  ифодаланган RUN тугмасини босиш билан амалга оширилади.



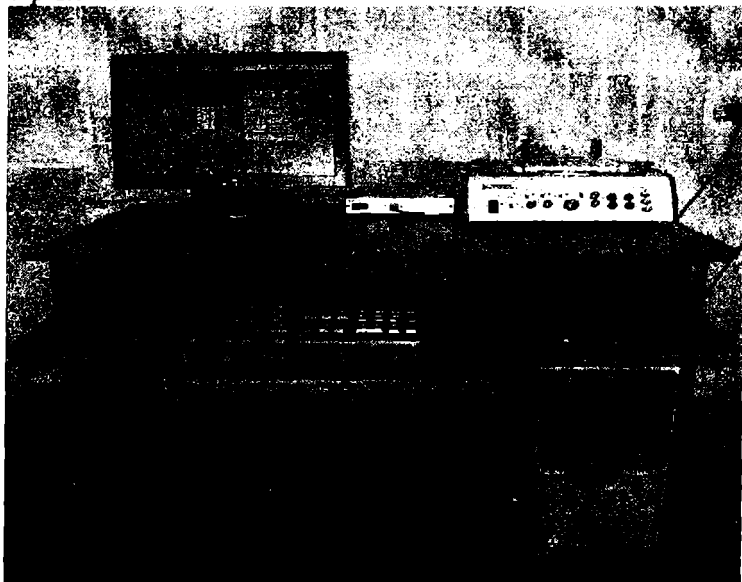
14.3-расм. LabVIEW дастури дарчасининг ташқи кўриниши.

Лаборатория ишини бажариши жараёнида «Лаборатория стенди тавсифи» бўлимидаги ахборотлар билан танишиб чиқиш ва «Топшириқлар» бўлимида келтирилган кўрсатмаларни кетма-кет бажариши керак. Иш бажариши жараёнида монитор экранида

Шасси сифатида PCI-6251 турдаги аналог ва рақамли кириш-чиқиш платасига эга бўлган кўпфункционал NI ELVIS лаборатория станцияси танланган. Стенд ўлчанаётган схемалар йиғилган лаборатория модуллари жамланмасидан ташкил топган. Лаборатория стендининг ташқи кўриниши 14.2-расмда кўрсатилган.

Дарсликда келтириладиётган амалий дастурий таъминот 8.2. версиядаги LabVIEW муҳитида лойиҳалаштирилган. Лаборатория амалиёти ресурсларига масофадан уланиш режими National Instruments технологияси ёрдамида амалга оширилади.

Лаборатория амалиётини инсталляциялаш жараёнлари кетма-кетлиги ва кўрсатмалар шовада ҳамда компакт дискда келтирилган.



14.2-расм. Лаборатория стендининг ташқи кўриниши.

Дарсликда келтирилган барча лаборатория ишларни бажаришда талаба фақат ВА ташқи панелида ишлайди, яъни ВАни яратиш бўйича диаграммаларга мурожаат этиш имкони йўқ.

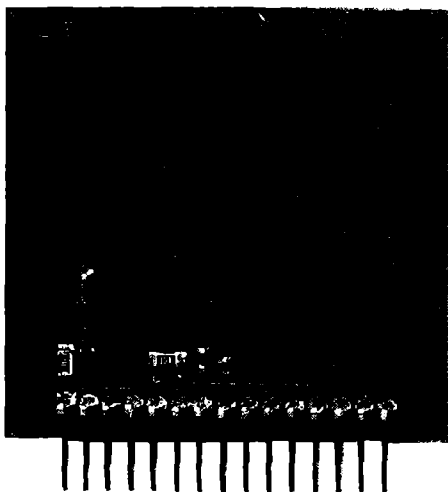
Ташқи панель ВА ташқи кўринишини ва фойдаланувчи билан ўзаро боғланиш интерфейсини белгилаб беради. Ташқи панелда: ВАни бошқариш бўйича турли элементлар (қайта улагичлар, киритиш майдони ва бошқалар) ва ўлчанаётган ахборотни акс

- КД103А тўзриловчи диод ва КС 168А стабилитронни тадқиқ этиш учун **Lab1A** лаборатория модули.

4. Топшириқлар

MS Word таҳририда ҳисобот шаблонини тайёрланг.

NI ELVIS лаборатория станциясининг макет платасига **Lab1A** лаборатория модулини ўрнатинг. Модулнинг ташқи кўриниши 14.4-расмда келтирилган.



14.4-расм. Тўзриловчи диод ва стабилитрон характеристикаларини тадқиқ этишда қўлланиладиган **Lab1A** модулининг ташқи кўриниши.

Lab-1.vi дастурини ишга туширинг.

Ишнинг мақсади билан танишиб чиққач «Ишни бошлаш» тугмасини босинг. Экранда 1 – топшириқни бажаришда қўлланиладиган ВА тасвири пайдо бўлади (14.5-расм).

маълум қўшимча тавсиялар берилиб борилиши ҳам мумкин. Ўлчов ва кузатув натижаларини, дарҳол ҳисоботга киритиб бориш мумкин. Бунинг учун **MS Word** матн муҳарририни қўллаш қулай.

Лаборатория ишини бажариш жараёнида яримўтказгич асбоблар ва электр схемаларни улаш бўйича электр параметрларнинг берилган қийматларига риоя қилиш тавсия этилади. Лекин тавсия этилган қийматлардан унча катта бўлмаган (10% атрофида) четлашишга рухсат этилади. Шунини айтиб ўтиш керакки, йиғилган макетларда махсус дастурий таъминотлардан фойдаланган ҳолда бошқа, қўшимча тадқиқотлар ҳам ўтказиш мумкин. Бу ишларнинг бажарилиши тартиби ўқитувчи томонидан белгиланиб, РС1-6251 турдаги кириш-чиқиш платаси имкониятларидан келиб чиққан бўлиши лозим.

Ҳисоботларни тузишда тавсия этилган жадваллардан ва электрон кўринишда сақланган тажриба натижаларидан фойдаланиш мумкин. Ўқитувчининг тавсиясига кўра бу маълумотларга қўшимчалар ва ўзгартиришлар киритилиши мумкин.

1-лаборатория иши **ЯРИМЎТКАЗГИЧ ДИОДЛАР ВА УЛАР АСОСИДАГИ** **ҚУРИЛМАЛАР ХАРАКТЕРИСТИКАЛАРИНИ ТАДҚИҚ ЭТИШ**

1. Ишнинг мақсади

- яримўтказгич тўғриловчи диод ВАХини тадқиқ этиш;
- яримўтказгич стабилитрон ВАХини тадқиқ этиш;
- яримўтказгич диод асосидаги тўғрилагич ишини тадқиқ этиш.

2. Иш бажариш юзасидан маълумотлар

Иш бажаришдан аввал қуйидагилар билан танишииб чиқиш тавсия этилади:

- тўғриловчи ва махсус яримўтказгич диодлар, уларнинг тузилиши, вазифаси ва асосий характеристикалари,
- яримўтказгич асбоблар ВАХлари,
- яримўтказгич диодларни улаш схемалари,
- диодли тўғрилагич схемаларнинг тузилиш принциплари ва ишлаш хусусиятлари.

3. Лаборатория стенди тавсифи

Лаборатория стенди таркибига қуйидагилар киради:

- асосий лаборатория стенди;

4.1.1. Тўғриловчи диод ВАХининг тўғри шахобчасини қуринг. Бунинг учун ВА бошқарув элементлари ёрдамида ЭЮК манбаи чиқишидаги кучланиш қийматларининг ўзгариш оралиғи E_{\min} ва E_{\max} ни танланг (0В дан +2В гача бўлган оралиқ тавсия этилади), сўнгра ВА панелида «Ўлчаш» тугмасини босинг. ВА нинг график индикаторида тўғриловчи диод ВАХ графиги пайдо бўлади.

Эслатма: Келтириляётган барча принципиал электр схемаларда қўйидаги белгиланишлар қўлланилган:

- DAC0 – 0 аналог чиқиш;
- ACH1+ – Analog Channel 1+ – аналог кириш 1, қутби +;
- AIGND – Analog Input Ground – аналог умумий нуқтага

уланиш;

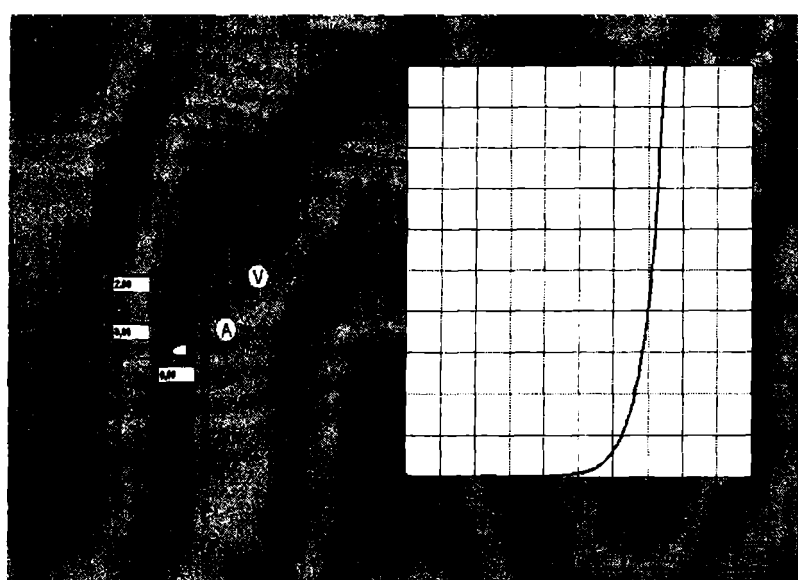
- DI2 - Digital Input 2 – рақамли кириш – чиқиш 2;
- GROUND – рақамли умумий нуқтага уланиш;
- +5 V, +15 V, -15 V – кучланиш манбаларининг уланиши.

4.1.2. Олинган ВАХни алмашиш буферига кўчиринг, сўнгра индикатор тасвирини алмашиш буферидан ҳисобот варағига ўтказинг.

4.1.3. ВАХдан фойдаланиб, яримўтказгич диод статик ва дифференциал қаршилигини аниқланг. Бунинг учун, ЭЮК манбаси чиқишидаги кучланиш қийматини созлагич ёрдамида ўзгартириб, диоддан ўтадиган ток қийматини тахминан 5мА, кейин эса тахминан 6мА қилиб ўрнатинг. Диод ВАХининг танланган нуқталарида амперметр I_D ва вольтметр U_D кўрсатмаларини ҳисоботга ёзиб олинг.

Олинган натижалар асосида, берилган нуқталарда диод статик қаршилиги $R_{CT} = U_{T\dot{U}F} / I_{T\dot{U}F}$ ва дифференциал қаршилиги $r_{дио} = \Delta U / \Delta I$ ни ҳисобланг. Натижаларни маълумотномада келтирилган қийматлар билан солиштиринг ва ҳисоботга ёзиб олинг.

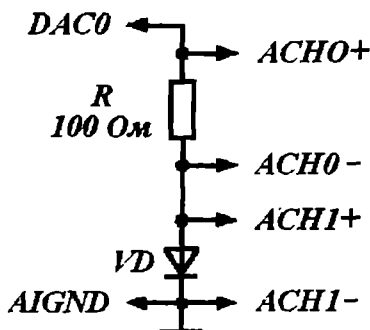
4.1.4.4.13. б.да келтирилган тадқиқотларни 0,5мА ва 1,0 мА ток қийматларига мос келувчи ВАХ нуқталарида такрорланг.



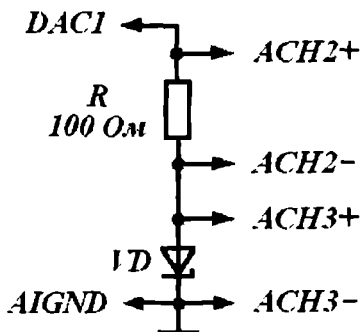
14.5-расм. 1- топшириқни бажаришдаги ВА ташқи панели.

1 - топшириқ. Тўғриловчи диод ВАХини тадқиқ этиш

Тўғриловчи диод ВАХини тадқиқ этиш учун 14.6-расмда келтирилган схема қўланилади.



14.6-расм. Тўғриловчи диод ВАХини тадқиқ этишда қўланиладиган принципал электр схема.



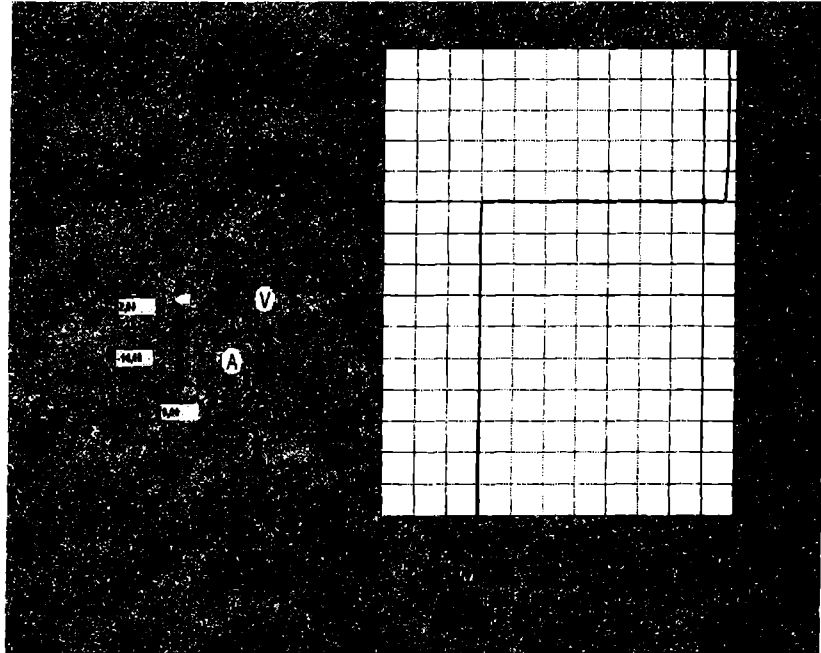
14.8-расм. Стабилитрон ВАХини тадқиқ этишда қўлланиладиган принципиал электр схема.

4.2.1. Стабилитрон ВАХини қуринг. Бунинг учун ВА бошқарув элементлари ёрдамида ЭЮК манбаи чиқишидаги кучланиш қийматларининг ўзгариш оралиғи E_{\min} ва E_{\max} ни танланг (-10В дан 2В гача бўлган оралиқ тавсия этилади), сўнгра ВА панелида «Ўлчаи» тугмасини босинг. ВА бир неча ўлчаишларни амалга оширади ва унинг график индикаторида стабилитрон ВАХ графиги пайдо бўлади.

4.2.2. Олинган ВАХни алмашиш буферига кўчиринг, бунинг учун индикатор тасвири устида сичқончанинг ўнг тугмасини босинг ва контекст менюда «Copy Data» командасини танланг. MS Word таҳририга ўтиб бу индикатордаги тасвирни ҳисобот варағига ўтказинг.

4.2.3. Олинган ВАХдан $I_{CT} = -10$ мА ток қийматиға мос келувчи барқарорлаш кучланишини аниқланг. Олинган натижани маълумотномада келтирилган қиймат билан солиштиринг ва ҳисоботға ёзиб олинг.

4.2.4. Стабилитрон ВАХидан фойдаланиб стабилитрон дифференциал қаршилигини аниқланг. Бунинг учун ЭЮК манбаи чиқишидаги кучланиш қийматини созлагич ёрдамида ўзгартириб, стабилитрондан ўтаётган ток қийматини аввал -5мА, кейин эса -15мА қилиб ўрнатинг. Танланган нуқталардаги амперметр I_D ва вольтметр U_D кўрсатмаларини ҳисоботға ёзиб олинг. ЭЮК манбаи чиқишидаги кучланиш қийматини ва стабилитронда содир бўлаётган кучланиш пасайиши U_{CT} қийматини аниқланг. Стабилитроннинг дифференциал қаршилиғи $\Gamma_{ДИФ} = \Delta U_{CT} / \Delta I_{CT}$ ва



14.7-расм. 2-топириқни бажаришдаги ВА ташқи панели.

4.1.5. Диод ВАХидан бурилиш кучланишини аниқланг. Бу қиймат характеристика тўғри шахобчасида кескин бурилиш юз бераётган нуқтада аниқланади. Олинган натижаларни маълумотномада келтирилган қийматлар билан солиштиринг. Натижаларни ҳисоботга ёзиб олинг.

4.1.6. ВА ташқи панелидаги «2-топириққа ўтиш» тугмасини босинг. Экранда 2-топириқни бажаришга мўлжалланган ВА ташқи панели пайдо бўлади (14.7-расм).

2-топириқ. Стабилитрон ВАХини тадқиқ этиш

Стабилитрон ВАХини тадқиқ этиш учун 14.8-расмда келтирилган электр схемадан фойдаланилади.

тугмасини босинг. ВА нинг график индикаторларида тўғрилагич схемасининг кириши ва чиқишидаги сигналларнинг осциллограммалари пайдо бўлади.

4.3.2. Олинган осциллограммаларни ҳисобот варағига кўчиринг.

4.3.3. Тўғрилагич чиқишидаги максимал кучланиш қиймати $U_{\text{ЧИК.МАХ}}$ ни ўлчанг ва ҳисоботга ёзиб олинг. Ўлчаш учун ВА ташиқи панелида жойлашган созлагич ёрдамида ҳолати ўзгартириладиган визир чизиқдан ва кучланиш қийматини ҳисоблаб борувчи рақамли индикатордан фойдаланинг (14.9-расм).

4.3.4. Тўғрилагич чиқишидаги тўғриланган кучланишининг ўрта қийматини ҳисобланг ва ҳисоботга ёзиб олинг. Ҳисоблаш учун $U_{\text{ТЎҒР.ЎРТ.}} = U_{\text{ЧИК.МАХ}}/\pi$ формуладан фойдаланинг.

4.3.5. Олинган осциллограммалардан фойдаланиб, тўғрилагич кириши ва чиқишидаги сигналнинг ўзгариш даврларини солиштиринг ва диоддаги максимал тескари кучланиш қийматини аниқланг. Хулосалар ва натижаларни ҳисоботга ёзиб олинг.

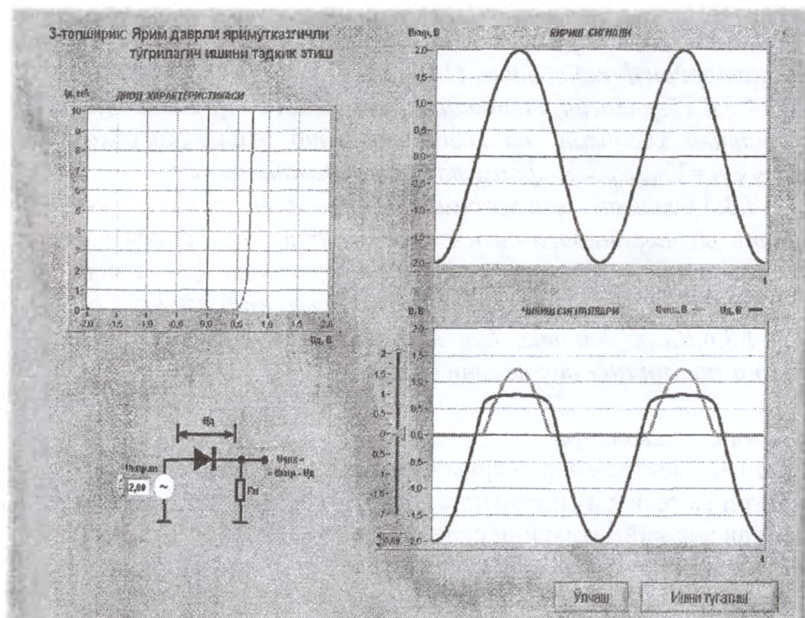
4.3.6. ВАни ўчиринг, бунинг учун ВАнинг ташиқи панелидаги «Ишни тугатиш» тугмасини босинг.

5. Назорат саволлари

1. Қандай электрон асбоб яримўтказгичли диод деб аталади?
2. Тўғри ва тескари силжитилган яримўтказгич диоддан оқиб ўтаётган ток қийматларини солиштиринг ва уларнинг фарқни тушунтиринг.
3. Диоднинг тўйиниш токи деб нимага айтилади?
4. Стабилитронлар қандай мақсадларда қўлланилади?
5. Стабилитрон ВАХининг қайси шаҳобчаси ишчи ҳисобланади?
6. Барқарорлаш коэффициенти қандай аниқланади?
7. Стабилитронни ўзгарувчан токни тўғриловчи схемаларида қўллаш мумкинми?
8. Стабилитронларни кетма-кет ёки параллел улаш мумкинми? Бунда қандай қўшимча сифатларга эришиш мумкин?
9. Стабилитрон параметрларини термокомпенсациялашнинг қандай усуллари мавжуд?
10. Ярим даврли ва тўлиқ даврли тўғрилагич схемалар чиқишидаги кучланишлар нимаси билан фарқланади?
11. Ярим даврли ва тўлиқ даврли тўғрилагич схемалар диодларидаги максимал тескари кучланиш қийматларини солиштиринг.

барқарорлаш коэффициенти $K_{СТ} = (\Delta U_{КНР} / \Delta U_{СТ}) / (U_{СТ} / U_{КНР})$ ни ҳисобланг. Олинган натижаларни маълумотномада келтирилган қийматлар билан солиштиринг ва ҳисоботга ёзиб олинг.

4.2.5. **ВА ташқи панелидаги «3-топшириққа ўтиш» тугмасини босинг.** Экранда 3-топшириқни бажаришига мўлжалланган **ВА ташқи панели пайдо бўлади (14.9-расм).**

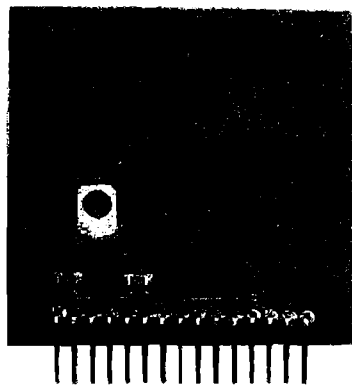


14.9-расм. 3-топшириқни бажаришидаги **ВА ташқи панели.**

3 - топшириқ. Ярим даврли тўғрилагич ишини тадқиқ этиш

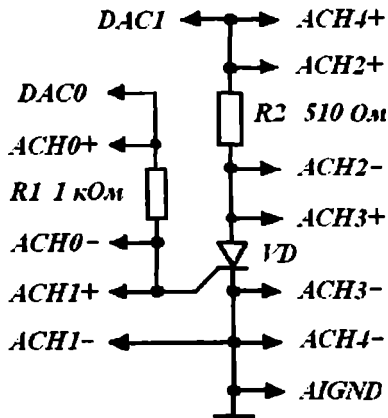
Ярим даврли тўғрилагич ишини тадқиқ этиш учун 14.8-расмда келтирилган электр схема қўлланилади. Фарқ шундаки, **ВА** схеманинг киришига доимий эмас, балки гармоник ўзгарувчи кучланиш беради (14.9-расм).

4.3.1. Ярим даврли тўғрилагич кириши ва чиқишидаги кучланиш осциллограммаларини ўлчаб олинг. Бунинг учун, $U_{КНР.м}$ бошқарув элементидан фойдаланиб $2В$ га тенг бўлган кириш сигнали амплитудаси $U_{КНР}$ ни ўрнатинг ва **ВА** панелида «Ўлчаш»



14.10-расм. Тиристор ва бошқарилувчи тўғрилагич характеристикаларини тадқиқ этишида қўлланиладиган Lab2A модулининг ташқи кўриниши.

Тиристор ва бошқарилувчи тўғрилагич характеристикаларини тадқиқ этишида 14.11-расмда келтирилган схемадан фойдаланилади.



14.11-расм. Тиристор ва бошқарилувчи тўғрилагич характеристикаларини тадқиқ этишида қўлланиладиган принципиал электр схема.

12. Тўлик даврли тўғрилагич кириши ва чиқишидаги кучланишлар частоталари бир хилми?
13. Қайси тўғрилагич чиқишида пульсация амплитудаси кичик?
14. Яримўтказгич асбоблар ишлаганда параметрлари қанча аниқликда топилган? Бу ҳолларда олинган натижаларнинг сифати нималарга боғлиқ?

2-лаборатория иши

ТИРИСТОР ВА БОШҚАРИЛУВЧИ ТЎҒРИЛАГИЧ ХАРАКТЕРИСТИКАЛАРИНИ ТАДҚИҚ ЭТИШ

1. Ишнинг мақсади

- тиристор ВАХини тадқиқ этиш ва параметрларини аниқлаш;
- тиристор статик характеристикалар оиласини тадқиқ этиш;
- созланувчи ярим даврли тўғрилагич ишини тадқиқ этиш.

2. Иш бажариш юзасидан маълумотлар

Иш бажаришдан аввал қуйидагилар билан танишиб чиқиш тавсия этилади:

- динистор тузилмаси, ишлаш принципи ва асосий характеристикалари;
- тиристор конструкцияси ва ВАХи хусусиятлари;
- динистор ва тиристорнинг уланиш схемалари;
- тиристор асосидаги бошқарилувчи тўғрилагич схемаларнинг тузилиш принциплари.

3. Лаборатория стенди тавсифи

Лаборатория стенди таркибига қуйидагилар киради:

- асосий лаборатория стенди;
- КУ112А тиристор ва у асосидаги бошқарилувчи тўғрилагични тадқиқ этиш учун Lab2A лаборатория модули.

4. Топшириқлар

MS Word таҳририда ҳисобот шаблонини тайёрланг.

NI ELVIS лаборатория станциясининг макет платасига Lab2A лаборатория модулини ўрнатинг. Модулнинг ташқи кўриниши 14.10-расмда келтирилган.

4.1.2. Бошқарувчи электроддаги кучланиш қийматини аста-секин камайтириб, ҳар гал ВАХни қуриш учун «Ўлчаиш» тугмасини босиб бориб, ЭЮК манбаининг минимал $E_{\text{бошкmin}}$ қийматини ёзиб олинг. Бунда тажриба шароитида тиристор уланади. ВА ташқи панелидаги рақамли индикатор кўрсатмаларига мос равишда, бошқариш токи $I_{\text{бошк}}$ ва тиристорнинг мазкур иш режимига мос келувчи бошқарув электродиддаги кучланиш $U_{\text{бошк}}$ қийматини ўлчанг ва ҳисоботга ёзиб олинг.

График индикаторда олинган тасвирни ҳисобот варағига кўчиринг.

4.1.3. Тиристорнинг уланиш вақтидаги анод токи I_a ва анод кучланиши U_a қийматларини аниқланг. Бунинг учун ВА ташқи панелидаги E_a созлагични бошқариш ёрдамида ВАХ графигида курсорни уланиш нуқтаси яқинидаги ўсиб боровчи ВАХ шаҳобчаси соҳасига ўрнатинг. Амперметр $I_{a,улан}$ ва вольтметр $U_{a,улан}$ кўрсатмаларини ҳисоботга ёзиб олинг.

4.1.4. Тиристордаги қолдиқ кучланишини аниқланг. Бунинг учун ВА ташқи панелидаги E_a созлагич ёрдамида курсорни $I_a = 10 \text{ мА}$ га мос келадиган ВАХнинг тик соҳасига ўрнатинг. Қолдиқ кучланиш $U_{a,кол}$ қийматига мос келувчи вольтметр U_a кўрсатмаларини ҳисоботга ёзиб олинг.

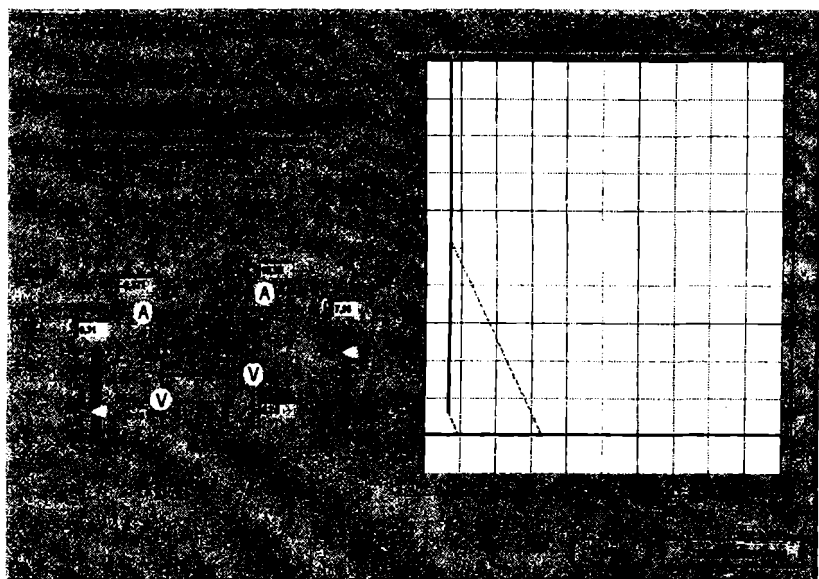
4.1.5. Тиристорнинг узилиш вақтидаги анод токи I_a ва анод кучланиши U_a қийматларини аниқланг. Бунинг учун ВА ташқи панелидаги E_a созлагични бошқариш ёрдамида курсорни ВАХнинг камайиб боровчи шаҳобчаси соҳасига ўрнатинг. Амперметр $I_{a,узил}$ ва вольтметр $U_{a,узил}$ кўрсатмаларини ҳисоботга ёзиб олинг.

4.1.6. Бошқарувчи электроддаги кучланиш қийматини аста-секин орттириб бориб, ҳар гал ВАХни қуриш учун «Ўлчаиш» тугмасини босинг, ЭЮК манбаининг $E_{\text{бошк,max}}$ қийматини ёзиб олинг. Бунда тиристор ВАХда ётиқ соҳа бўлмасин. ВА ташқи панелидаги рақамли индикатор кўрсатмаларига мос равишда, бошқариш токи $I_{\text{бошк}}$ ва тиристорнинг мазкур иш режимига мос келувчи бошқарув электродиддаги кучланиш $U_{\text{бошк}}$ қийматини ўлчанг ва ҳисоботга ёзиб олинг.

4.1.7. ВА ташқи панелидаги «2-топишириққа ўтиш» тугмасини босинг. Экранда 2-топишириқни бажаришига мўлжалланган ВА ташқи панели пайдо бўлади (14.13-расм).

Lab-2.vi дастурини ишга туширинг.

Ишнинг мақсади билан танишиб чиққач «Ишни бошлаш» тугмасини босинг. Экранда 1-топириқни бажаришда қўлланиладиган ВА тасвири пайдо бўлади (14.12-расм).



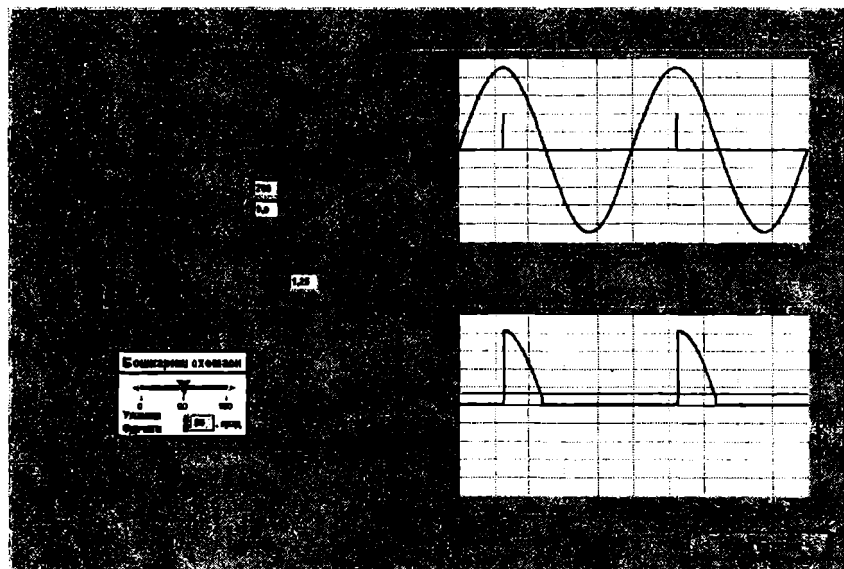
14.12-расм. 1-топириқни бажаришдаги ВА ташқи панели.

1 - топириқ. Тиристор ВАХни тадқиқ этиш

4.1.1. ВА ташқи панелидаги созлагич ёрдамида бошқарувчи электрод занжирдаги кучланиш манбаи қийматлари $E_{\text{бошқ}}$ ни тахминан 0,5В оралиқда ўрнатинг. ВА панелида «Ўлчаш» тугмасини босинг. ВА нинг график индикаторида тиристор анод токи I_a нинг анод кучланиши U_a га боғлиқлик графиги пайдо бўлади. Қизил рангли чизик анод кучланишининг 0 В дан 10 В гача бўлган оралиқда монотон ўзгариб бориши режимида, кўк чизик эса, ўзгармас $E_{\text{бошқ}}$ қийматларида анод кучланишининг 10 В дан 0 В гача бўлган оралиқда монотон камайиб боришига мос келади. Пунктир чизиклар соҳаси мазкур ВА ёрдамида тиристорнинг қайта уланиш вақтларидаги ВАХ узилишларини ўлчаб бўлмаслигини англатади.

«Y» ва горизонтал «X» созлагичлардан фойдаланинг. Олинган натижаларни ҳисоботга ёзиб олинг.

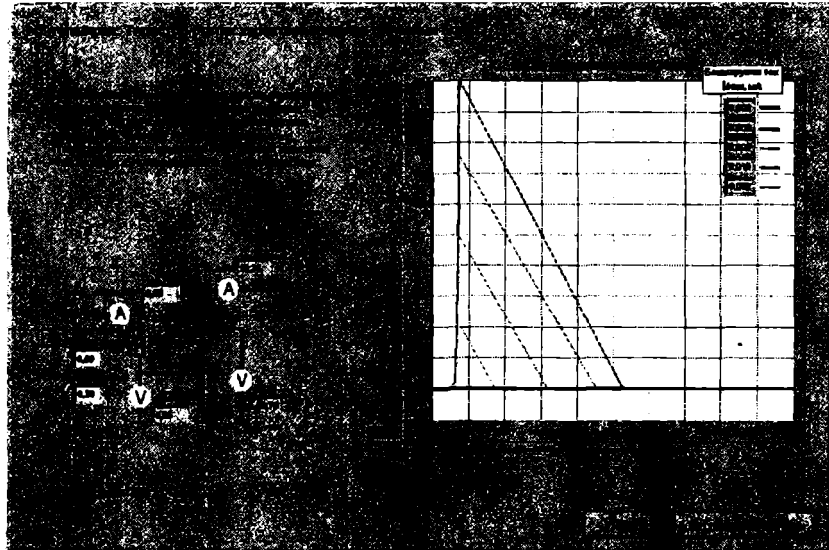
4.2.4. ВА ташқи панелидаги «3-топшириққа ўтиш» тугмасини босинг. Экранда 3-топшириқни бажаришга мўлжалланган ВА ташқи панели пайдо бўлади (14.14-расм).



14.14-расм. 3-топшириқни бажаришдаги ВА ташқи панели.

3-топшириқ. Ярим даврли бошқарилувчи тўғрилагич ишини тадқиқ этиш

4.3.1. Мазкур топшириқни бажаришда синусоидал шаклдаги кириш сигналдан фойдаланинг. ВА бошқарув элементларидан фойдаланиб кириш сигналнинг қуйидаги параметрларини ўрнатинг: частота тахминан 200 Гц, амплитуда тахминан 9,0 В. Бошқарув схемасининг созлагичи ёрдамида (бошқарув схемаси дастур ёрдамида LabVIEW муҳитида амалга оширилган) кириш сигналга нисбатан тиристор улаши бурчаги 90 градусга мос келувчи импульс кечикишини ўрнатинг. Юқоридаги график индикаторда кириш сигнални (кўк рангда) ва бошқарув импульсларини (қизил рангда), пастки график индикаторда эса, юкламадаги чиқши



14.13-расм. 2-топшириқни бажаришидаги ВА ташқи панели.

2-топшириқ. Тиристор статик характеристикалар оиласини олиш

4.2.1. ВА ташқи панелидаги рақамли бошқарув элементлари ёрдамида 1-топшириқни бажариши вақтида олинган ЭЮК манбаи чиқишидаги $E_{\text{бошк. min}}$ ва $E_{\text{бошк. max}}$ қийматларни ўрнатинг. ВА панелида «Ўлчаш» тугмасини босинг. ВА график индикаторида тиристорнинг статик характеристикалар оиласи тасвири, яъни ўрнатилган бошқарувчи электрод токи $I_{\text{бошк}}$ қийматларидаги анод токнинг анод кучланишига боғлиқлик графиги пайдо бўлади. Бу вақтда ўрнатилган $I_{\text{бошк}}$ қийматлари график майдонида жадвал кўринишида акс этади.

4.2.2. График индикаторда ҳосил бўлган тиристор статик характеристикалар оиласи тасвирини ҳисобот варағига кўчиринг. MS Word воситалари ёрдамида ҳар бир эгри чизикқа мос келувчи бошқарувчи электрод токи $I_{\text{бошк}}$ қийматларини белгиланг.

4.2.3. Олинган ҳар бир характеристикада тиристорнинг уланиш вақти учун $I_{\text{а,улаш}}$ ва $U_{\text{а,улаш}}$ параметрларини аниқланг. Бунинг учун рақамли индикаторлар билан жиҳозланган вертикал

6. Тиристор конструкцияси динисторникидан нимаси билан фарк қилади?
7. Тиристорларнинг қандай турларини биласиз?
8. Динисторга нисбатан тиристорнинг ВАХи қандай хусусиятларга эга?
9. Тиристор ва динисторни узиш усулларида фарк борми?
10. Бошқарилувчи тўғрилагичнинг ишлаш принципи қандай?
11. Тиристорнинг параметрлари ишда қанчалик аниқ ўлчанган? Олинган натижаларнинг сифати нималарга боғлиқ бўлиши мумкин?

3-лаборатория иши

ТУННЕЛЬ ДИОДИ ХАРАКТЕРИСТИКАСИНИ ТАДҚИҚ ЭТИШ

1. Ишнинг мақсади

- туннель диоди ВАХини ўлчаш;
- туннель диоди ВАХини полиномли моделини қуриш;
- туннель диоди электр параметрларини аниқлаш.

2. Иш бажариш юзасидан маълумотлар

Иш бажаришдан аввал қуйидагилар билан танишиб чиқиш тавсия этилади:

- туннель диоди тузилмаси ва ишлаш принципининг хусусиятлари;
- туннель диоди ВАХи кўриниши;
- полиномли регрессия моделларини қуриш усуллари;
- регрессия моделлари сифатини текшириш усуллари.

3. Лаборатория стенди тавсифи

Лаборатория стенди таркибига қуйидагилар киреди:

- асосий лаборатория стенди;
- АИ101 турдаги туннель диоди ВАХини тадқиқ этиш учун Lab3A лаборатория модули.

4. Топшириқлар

MS Word таҳририда ҳисобот шаблонини тайёрланг.

NI ELVIS лаборатория станциясининг макет платасига Lab3A лаборатория модулини ўрнатинг. Модулнинг ташқи кўриниши 14.15-расмда келтирилган.

кучланиши $U_{Ю}$ (кўк рангда) ва бу кучланишининг ўрта даражаси $U_{Ю.ўрт}$ (қизил рангда) ни кузатиш мумкин.

Иккала график индикатор кўрсатмаларини ҳисоботга кўчиринг.

4.3.2. Юкламадаги ўртача кучланиш қиймати максимал қийматдан минимал қийматигача ўзгариши мумкин бўлган тиристорнинг уланиш бурчагининг ўзгариш оралиги (α_{\min} , α_{\max}) ни аниқланг. Бунинг учун бошқарув схемасининг соzлагичи ёрдамида уланиш бурчагини 0 дан 180° гача ўзгартиринг. Бу вақтда график индикатор ёрдамида кучланиш шаклини, рақамли индикатор ёрдамида эса ўрта кучланиш қиймати $U_{Ю.ўрт}$ ни назорат қилиб турунг. Олинган ўрта кучланиш ва уланиш бурчагининг чегаравий қийматларини ҳисоботга ёзиб олинг.

4.3.3. Бошқарув схемасининг соzлагичи ёрдамида аввалги бандда олинган уланиш бурчаги қиймати α_{\min} ни ўрнатинг. Бунда тиристор кириш кучланишининг мусбат ярим даврлари мобайнида тўлиқ очиқ бўлади. Чиқиш сигнали график индикаторининг «У» визир чизиги ёрдамида юкламадаги кучланишининг оний қийматларини аниқланг. Бу қийматлар тиристорнинг уланиш $U_{ю.улан}$ ва узилиш $U_{ю.узил}$ ҳамда юкламадаги максимал оний кучланиш қиймати $U_{ю.мах}$ ига мос келади. Олинган натижаларни ҳисоботга ёзиб олинг.

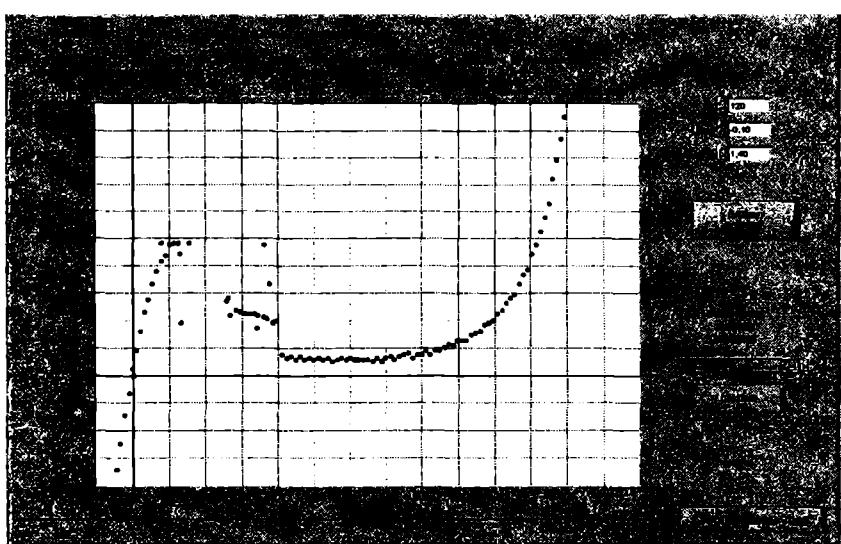
4.3.4. $U_{ю.улан}$ қийматини 4.1.3 б.да олинган $U_{а.улан}$ қиймати билан, $U_{ю.узил}$ қийматини 4.1.5 б.да олинган $U_{а.узил}$ қиймати билан солиштиринг.

4.3.5. Кириш сигнали амплитудаси билан юкламадаги максимал оний кучланиш орасидаги айирма $\Delta U = U_{КИР.п} - U_{ю.мах}$ ни ҳисобланг. Олинган натижани 4.1.4 б.да аниқланган $U_{а.кол}$ катталиқ билан таққосланг.

4.3.6. ВА ни ўчиринг, бунинг учун ВА нинг ташқи панелидаги «Ишни тугатиш» тугмасини босинг.

5. Назорат саволлари

1. Қандай яримўтказгич асбоб тиристор деб аталади?
2. Динистор тузилмасини тасвирланг.
3. Динисторнинг транзисторли эквивалент схемасини чизинг.
4. Қандай шартларда динистор уланади?
5. Қандай усуллар билан динистор узилишини таъминлаш мумкин?



14.17-расм. 1-топшириқни бажаришидаги ВА ташқи панели.

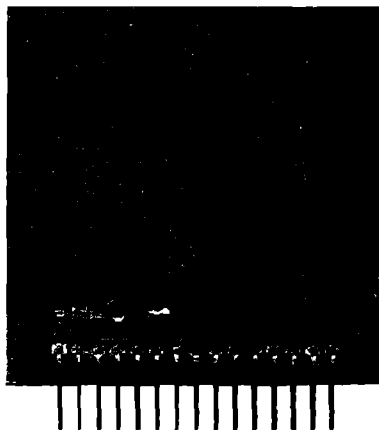
1 - топшириқ. Туввель диоди ВАХини кузатиш

ВА туннель диоддан оқиб ўтаётган ток ва ундаги боғлиқликлар тўпламини олиш имконини беради. ВА олинган натижаларни фойдаланувчининг индивидуал файлига ёзиб олиш имконини беради. Ҳар бир талаба тажриба ўтказишида диоддаги кучланишнинг ўзгариш диапазонини ҳамда ВАХда ўлчаши керак бўлган нуқталар сонини танлаган ҳолда, экспериментал нуқталарнинг индивидуал тўпламини олиши мумкин.

ВАни ўлчашларга тайёрланг, бунинг учун ВА ташқи панелининг мос дарчаларига кучланишнинг ўзгариш диапазонини ҳамда ВАХни ўлчаш учун керак нуқталар сонини киритинг. Параметр танлаётганда кучланишнинг пастки чегаравий қиймати $-0,1$ Вдан, юқори чегаравий қиймати эса $+1,4$ Вдан ошмаслиги кераклигини эътибордан четда қолдирманг. Ўлчашлар ўтказиладиган нуқталарнинг тавсия этилган сони 80 тадан 120 тагача.

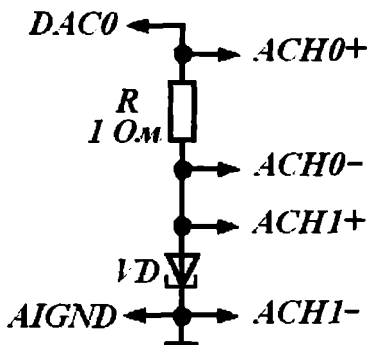
4.1.1. Ўлчашларни амалга ошириш учун ВА ташқи панелидаги «ВАХни куриш» тугмасини босинг. ВА экранида экспериментал нуқталар тўплами ҳосил бўлади.

Экрандаги тасвирни эътибор билан кузатинг ва олинган натижалар кейинги ишловчилар учун яроқлигига ишонч ҳосил



14.15-расм. Туннель диод ВАХини тадқиқ этишда қўлланиладиган Lab3A модулининг ташқи кўриниши.

Туннель диоди ВАХини тадқиқ этишда 14.16-расмда келтирилган схемадан фойдаланилади.



14.16-расм. Туннель диод ВАХини тадқиқ этишда қўлланиладиган принципал электр схема.

Lab-3.vi дастурини ишга тушининг.

Ишнинг мақсади билан танишиб чиққач «Ишни бошлаш» тугмасини босинг. Экранда 1-топшириқни бажаршида қўлланиладиган ВА тасвири пайдо бўлади (14.17-расм).

максимумга эга бўлиши учун, ҳисобларни учинчи даражадан бошлаш керак).

Шовқинлар хусусиятларини баҳолаш учун тажрибалар сонини танланг. Бу сон 10 дан юқори бўлаши керак. ВА тушиши соҳасида диоддаги кучланиш қийматини белгилаб олинг (тахминан $0,2B - 0,4 B$).

Фишер тақсимоотидаги F параметрни аниқлаш учун долзарб ва эркин даражалар сонини киритинг.

4.2.1. ВА ташқи панелидаги «**Моделни қуриш**» тугмасини босинг. ВА экранида узлуксиз қизил эгри чизиқ кўринишида график қурилади. График индикаторда олинган тасвирни маълумотлар буфери ҳамда ҳисобот варағига кўчиринг. Олинган боғлиқликни тажрибада олинган маълумотлар билан мослигини солиштиринг. F нинг ҳисоблаш натижасида ҳамда тажриба ёрдамида олинган қийматлари автоматик равишда аниқланиб ВА экранига чиқарилади.

Олинган моделнинг мослиги ҳақидаги башоратни текширинг. Бунинг учун ВА ташқи панелининг мос дарчаларида акс эттирилган ҳисоблаб топилган (f) ҳамда Фишер тақсимоотининг жадвалдаги (F) параметр қийматларини солиштиринг.

Агар мослик башорати тасдиқланмаса, полином даражасини бирга кўтаринг ва 4.2.1 б.даги амалларни қайта бажаринг. Бу жараёнларни талабга мос натижалар олингунча такрорланг (одатда, $n = 5 - 6$ бўлганда модель мос ҳисобланади).

4.2.2. ВА ташқи панелида «**3-топшириққа ўтиш**» тугмасини босинг. Экранда 3-топшириқни бажаришига мўлжалланган ВА ташқи панели пайдо бўлади (14.19-расм).

3-топшириқ. Натижаларни сақлаш

ВА ташқи панелида тажриба маълумотларини қайта ишлаш натижалари ҳамда математик модель таҳлили натижалари кўрсатилган.

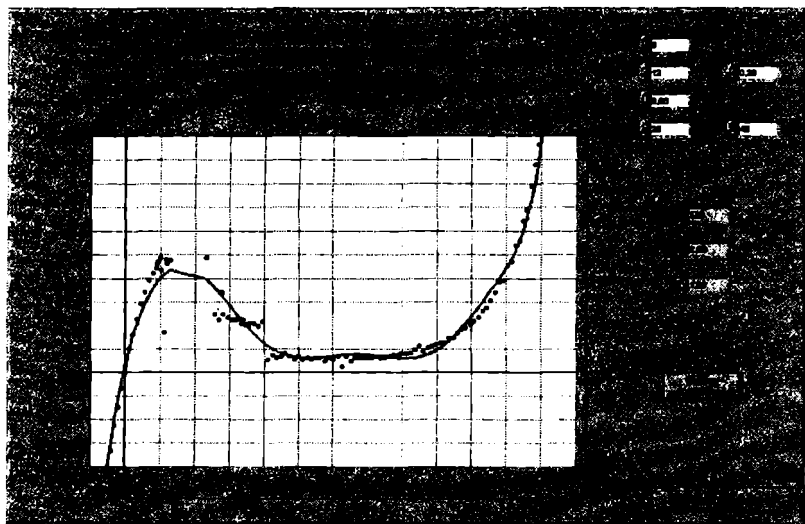
Мустақил равишда ёки ўқитувчи ёрдамида олинган натижаларни баҳоланг. Агар натижалар талабларга жавоб берса, уларни сақлаб қўйинг. Бунинг учун файлларга ўзига хос номлар беринг.

4.3.1. ВА ташқи панелидаги «**Сақлаш**» тугмасини босинг.

4.3.2. ВА ташқи панелидаги «**4-топшириққа ўтиш**» тугмасини босинг. Экранда 4-топшириқни бажаришига мўлжалланган ВА ташқи панели пайдо бўлади (14.20-расм).

қилинг. Агар олинган натижалар талабларга мос келмаса, ўлчашлар учун қучланишларнинг бошқа ўзгариш диапазонини ёки ўлчаш нуқталари сонини танланг.

Агар олинган натижалар талабларга жавоб берса, маълумотларни сақлаб қўйинг. Бунинг учун ВА ташқи панели киритиш дарчасида сақланаётган файлнинг тўлиқ номини кўрсатинг ва «Сақлаш» тугмасини босинг.



14.18-расм. 2-топшириқни бажаришдаги ВА ташқи панели.

4.1.2. ВА ташқи панелидаги «2-топшириққа ўтиш» тугмасини босинг. Экранда 2-топшириқни бажаришга мўлжалланган ВА ташқи панели пайдо бўлади (14.18-расм).

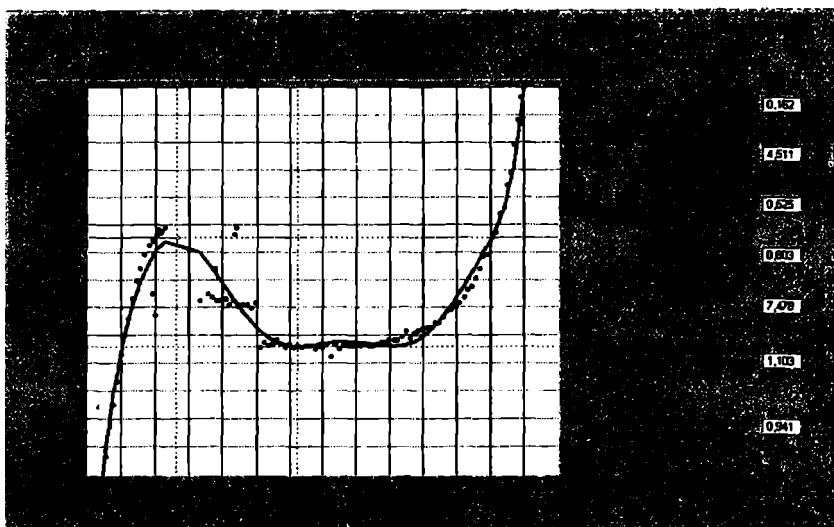
2-топшириқ. Туннель диоди ВАХи математик моделини қуриш

Бу бўлимда чизикли регрессия коэффициентларини стандарт айириш амалини бажариш йўли билан полиномли регрессия модели қурилади ва у статик баҳоланади.

ВА ташқи панели дарчасида моделини қуриш учун зарур бўлган полином даражасини кўрсатинг (полином иккита локал



14.19-расм. 3-топириқни бажаршидаги ВА ташқи панели.



14.20-расм. 4-топириқни бажаршидаги ВА ташқи панели.

4-топшириқ. Туннель диоди электр параметрларини аниқлаш

Туннель диоднинг электр параметрлари ВАда математик модель таҳлили натижасида автоматик равишда аниқланади.

Графикда тажрибада олинган ҳамда математик модель ёрдамида аниқланган боғлиқликлар ифодаланади. Пунктир визир чизиқлари ёрдамида ВАХнинг асосий нуқталари белгиланган. ВАХ тасвирини маълумотлар буфери ҳамда ҳисобот варағига кўчиринг.

ВА экрани ўнг томонида туннель диоднинг қўйидаги электр параметрлари акс этади:

- чўққидаги кучланиш қиймати U_P ;
- чўққидаги ток қиймати I_P ;
- тубдаги кучланиш қиймати U_V ;
- тубдаги ток қиймати I_V ;
- чўққи/туб тоқлар нисбати (I_P / I_V) ;
- иккинчи шаҳобчадаги ток қиймати чўққидаги ток қийматига тенг бўлгандаги кучланиш U_{PP} ;
- кучланишлар фарқи $U_{PP} - U_P$.

Бу катталиқларнинг қийматларини ҳисоботга ёзиб олинг.

ВА ни ўчиринг, бунинг учун ВА нинг ташқи панелидаги «Ишни тугатиш» тугмасини босинг.

5. Назорат саволлари

1. Туннель эффекти нима ?
2. Туннель диоди тузилмаси тўғриловчи диод тузилмасидан фарқланувчи қандай хусусиятга эга ?
3. Туннель диоди ВАХи тўғриловчи диодникидан нимаси билан фарқ қилади?
4. Туннель диод ВАХининг қандай соҳаси ишчи ҳисобланади ?
5. Туннель диоднинг асосий электр параметрларини санаб беринг.
6. Туннель диод асосида қандай электрон қурилмалар яшаш мумкин ?
7. Регрессия параметрлари қандай қилиб тўғри танланади ?
8. Олинган ВАХни қандай баҳолаш мумкин ?
9. Ишда туннель диод электр уланиш схемаси параметрлари қандай мулоҳазалар асосида танланишини тушунтиринг.
10. Ишда туннель диод параметрлари қанчалик аниқ топилган ? Олинган натижаларнинг сифати нималарга боғлиқ бўлади ?

1. И.С. Андреев, Х.К. Арипов, Ж.Т. Махсудов, Ш.Б. Рахматов. Полупроводниковые приборы многослойной структуры. Транзисторы и тиристоры. Часть 1: Учебное пособие. Т.: ТЭИС, 1994. 164 с.
2. И.С. Андреев, Х.К. Арипов, Ж.Т. Махсудов, Ш.Б. Рахматов. Полупроводниковые приборы многослойной структуры. Транзисторы и тиристоры. Часть 2: Учебное пособие. Т.: ТЭИС, 1994. 98 с.
3. Х.К. Арипов, Н.Б. Алимова, З.Е. Агабекова, Ж.Т. Махсудов. Аналоговая и интегральная схемотехника. Т.: ТЭИС, 2000. 90 с.
4. Н. Юнусов, И.С. Андреев, А.М. Абдуллаев, Х.К. Арипов, Ю.О. Иногомва. Электроника бўйича асосий тушунча ва атамаларнинг ўзбекча-русча-инглизча изоҳли лугати. Т.: ТЭАИ, 1998. 160 б.
5. И.П. Степаненко. Основы микроэлектроники: Учебное пособие. М.: Лаборатория Базовых Знаний, 2001. 488 с.
6. Ю.Ф. Опадчий, О.П. Глудкин, А.И. Гуров. Аналоговая и цифровая электроника: Учебник для вузов. М.: Горячая линия – Телеком, 2003. 768 с.
7. А.Н. Игнатов, С.В. Калинин, В.Л. Савиных. Основы электроники. Н.: СибГУТИ, 2005. 323 с.
8. А.Н. Игнатов, С.В. Калинин, Н.Е. Фадеева. Микросхемотехника и наноэлектроника: Учебное пособие. Н.: СибГУТИ, 2007. 244 с.
9. Х.К. Арипов, А.М. Абдуллаев, Н.Б. Алимова. Основы электроники: Учебное пособие для учащихся профессионально-технических колледжей. Т.: ИПТД им. Чулпана, 2007. 136 с.
10. Электрон техника ва радиоэлектроникага оид атамаларнинг ўзбекча-русча изоҳли лугати. проф. М. Мухитдинов умумий тахрири остида. Т.: БИЛИМ, 2007. 432 б.
11. Х.К. Арипов, А.М. Абдуллаев, Н.Б. Алимова. Электроника. Ўқув қўлланма. Т.: ТАТУ, 2009. 136 б.

Кириш.....	3
------------	---

I БОБ

Яримўтказгичларнинг электрофизик хусусиятлари

1.1. Яримўтказгичларнинг солиштирама ўтказувчанлиги.....	6
1.2. Қаттиқ жисм зоналар назарияси элементлари.....	8
1.3. Яримўтказгичлар электр ўтказувчанлиги	12
1.4. Эркин заряд ташувчиларнинг мувозант ҳолатдаги концентрацияси.....	17
1.5. Номувозанат заряд ташувчилар.....	21
1.6. Яримўтказгичдаги тоқлар.....	23

II БОБ

Яримўтказгичларда контакт ҳодисалари

2.1. Мувозанат ҳолатда p - n ўтиш.....	30
2.2. Номувозанат ҳолатда p - n ўтиш.....	33
2.3. p - n ўтишнинг вольт-ампер характеристикаси	36
2.4. p - n ўтишнинг тешилиш турлари.....	38
2.5. p - n ўтишнинг электр параметрлари.....	41
2.6. Металл-яримўтказгич ўтишлар.....	44
2.7. Гетероўтишлар.....	47

III БОБ

Яримўтказгич диодлар

3.1. Тўғриловчи диодлар.....	50
3.2. Стабилитронлар.....	56
3.3. Варикаплар.....	61

3.4. Шоттки барьерли диодлар.....	61
3.5. Туннель ва ўтирилган диодлар.....	61
3.6. Ўта юқори частотада ишловчи диодлар.....	64
3.7. Фотодиодлар.....	71
3.8. Нурланувчи диодлар.....	73
3.9. Оптронлар.....	74

IV БОБ

Биполяр транзисторлар

4.1. Умумий маълумотлар.....	76
4.2. Биполяр транзисторнинг уланиш схемалари	78
4.3. Транзистор тузилмаларининг энергетик диаграммалари..	79
4.4. Транзисторда электродлар тоқлари.....	82
4.5. Биполяр транзистор иш режимларини электро тоқларига таъсири	85
4.6. Биполяр транзисторнинг электр моделлари	88
4.7. Биполяр транзисторнинг статик характеристикалари.....	92
4.8. Биполяр транзистор характеристика ва параметрларининг температурага боғлиқлиги.....	99
4.9. Транзистор чизикли тўрт кутблик сифатида.....	104
4.10. Биполяр транзисторнинг частота хусусиятлари.....	109
4.11. ЎЮЧ биполяр транзисторлар.....	111
4.12. Транзистор тешилиши ва унинг барқарор ишлаш соҳаси-ни кенгайтириш усуллари.....	112

V БОБ

Кўп қатламли яримўтказгич асбоблар

5.1. Умумий маълумотлар.....	119
------------------------------	-----

5.2. Динистор тузилмаси ва ишлаш принципи	120
5.3. Тиристор тузилиши ва ишлаш принципи	123
5.4. Симистор тузилиши ва ишлаш принципи	125
5.5. Бошқарилувчи тўғрилагичлар.....	126

VI БОБ

Майдоний транзисторлар

6.1. Умумий маълумотлар.....	129
6.2. $p-n$ ўтиш билан бошқарилувчи майдоний транзисторлар.....	131
6.3. МДЯ – тузилма ва майдон эффекти	136
6.4. Канали индукцияланган МДЯ – транзисторлар.....	141
6.5. Канали қурилган МДЯ – транзисторлар.....	145
6.6. Майдоний транзисторларнинг математик моделлари	147
6.7. Майдоний транзистор параметрлари.....	148
6.8. Сток токининг температурага боғлиқлиги.....	149
6.9. Майдоний транзисторларнинг частота хусусиятлари.....	150
6.10. ЎЮЧ майдоний транзисторлар.....	152

VII БОБ

Интеграл микросхемалар

7.1. Умумий маълумотлар.....	158
7.2. Яримўтказгич ИМСлар яратишда технологик жараён ва операциялар	161
7.3. Биполяр транзисторлар асосидаги интеграл микросхемаларни тайёрлаш.....	166
7.4. МДЯ – транзисторлар асосидаги ИМСларни тайёрлаш.....	172

(чизиқли) тескари алоқа занжирларининг уланиши.....	252
10.3.Операцион кучайтиргичларга инерцияли тескари алоқа занжирларининг уланиши.....	259
10.4.Операцион кучайтиргичларга инерциясиз ночизиқли занжирларининг уланиши.....	267

XI БОБ

Рақамли техника асослари

11.1. Умумий маълумотлар.....	275
11.2. Санок тизимлари	280
11.3. Мантикий константалар ва ўзгарувчилар. Буль алгебраси операциялари.....	284
11.4. Мантикий элементлар ва уларнинг параметрлари.....	289
11.5. Биполяр транзисторли электрон калит схемалар.....	296
11.6. Майдоний транзисторли электрон калит схемалар.....	303

XII БОБ

Мантикий интеграл схемаларнинг негиз элементлари

12.1. Умумий маълумотлар.....	308
12.2. Транзистор-транзисторли мантик элементлар	308
12.3. Эмиттерлари боғланган мантик элементлари	318
12.4. Бир турдаги МДЯ – транзисторлар асосидаги мантик элементлар.....	327
12.5. Комплементар МДЯ – транзисторлар асосидаги мантик элементлар.....	330
12.6. Интеграл-инжекцион мантик элементлари.....	333
12.7. Асосий комбинацион схемалар.....	339

VIII БОБ

Аналог электроника

8.1. Электрон қурилмаларнинг таснифланиши	176
8.2. Аналог қурилмалар схемотехникаси	181
8.3. Аналог кучайтиргич қурилмаларнинг асосий хусусиятлари.....	182
8.4. Кучайтиргич каскадларнинг кучайтириш синфлари.....	189
8.5. Кучайтиргичларда тескари алоқа.....	192
8.6. Биполяр транзисторлар асосидаги кучайтиргич каскадлар.....	198
8.7. Майдоний транзисторлар асосидаги кучайтиргич каскадлар.....	213

IX БОБ

Операцион кучайтиргичлар

9.1. Умумий маълумотлар.....	218
9.2. Аналог интеграл микросхемаларнинг негиз элементлари.....	220
9.3. Операцион кучайтиргичларнинг тузилиши.....	239
9.4. Операцион кучайтиргич асосий параметрлари ва характеристикалари.....	242

X БОБ

Операцион кучайтиргичлар асосидаги аналог сигналлар ўзгартиргичлари

10.1. Умумий маълумотлар.....	251
10.2. Операцион кучайтиргичларга инерциясиз резистив	

XIII БОБ

Электрониканинг истикболли йўналишлари

13.1. Нанозлектроника.....	349
13.2. Нанозлектроника асбоблари.....	360
13.3. Функционал электроника.....	381

XIV БОБ

LabVIEW: лаборатория практикуми

Умумий маълумотлар.....	397
14.1. Яримўтказгич диодлар ва улар асосидаги қурилмалар характеристикаларини тадқиқ этиш.....	401
14.2. Тиристор ва бошқарилувчи тўғрилагич характе- рикаларини тадқиқ этиш.....	409
14.3. Туннель диоди характеристикасини тадқиқ этиш.....	416
Фойдаланилган адабиётлар.....	423

ҚАЙДЛАР УЧУН