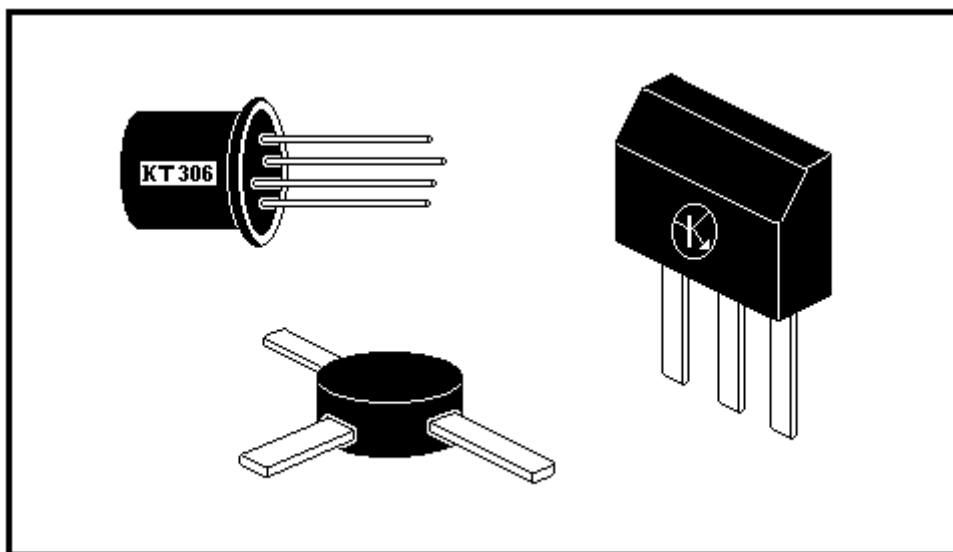


**Ўзбекистон Республикаси
Олий ва ўрта махсус таълим вазирлиги
Мирзо Улуғбек номидаги
Ўзбекистон Миллий университети**

С. И. ВЛАСОВ, О.О. МАМАТКАРИМОВ

Транзисторлар



Тошкент - 2004

Ўзбекистон Миллий Университетининг Илмий
Кенгаши томонидан нашрга тавсия қилинган
(2003 йил 29 январ 5-сонли қайднома)

Транзисторлар.

Ўқув қўлланма. Тошкент. 2004 й.

Мазкур ўқув қўлланма замонавий биполяр ва майдон транзисторлари ишлашининг физик тамойилларини ўрганишга бағишланган. Унда физик эффектлар тавсифи ва турли транзисторларнинг ишлаш тавсифларини ҳисоблаш усуллари атрофлича кўриб чиқилган. қўлланмада турли турдаги транзисторлар конструкцияси ва технологик асослари ҳамда температуравий ва частотавий боғланишлари ҳақида батафсил сўз юритилади. Шунингдек унда кўплаб замонавий транзисторларнинг ташқи кўриниши, уларнинг белгилари ва қўлланиш соҳалари ҳам келтирилган.

Ўқув қўлланма Мирзо Улуғбек номидаги ЎзМУ физика факультетининг "Яримўтказгичлар ва диэлектриклар физикаси" кафедрасида "Яримўтказгичли асбоблар физикаси" курси бўйича кўп йиллар мобайнида ўқилган маърузалар асосида тузилган.

Мазкур қўлланма "Яримўтказгичлар ва диэлектриклар физикаси", "Микроэлектроника асослари", "қаттиқ жисмлар физикаси" йўналишлари бўйича ихтисослашувчи бакалавр ва магистрлар, шунингдек, тадқиқотчи ҳамда аспирантларга мўлжалланган.

Муаллифлар: Власов С.И.,
Маматкаримов О.О.

Масъул муҳаррир: Носиров А.

Тақризчилар: Мамадалимов А.Т.,
Зикриллаев Н.

КИРИШ

«Транзистор» сўзи иккита инглизча сўздан келиб чиққан бўлиб (transfer-ҳосил қилувчи ва resister-қаршилиқ), қаршилиқ ҳосил қилувчи маъносини англатади.

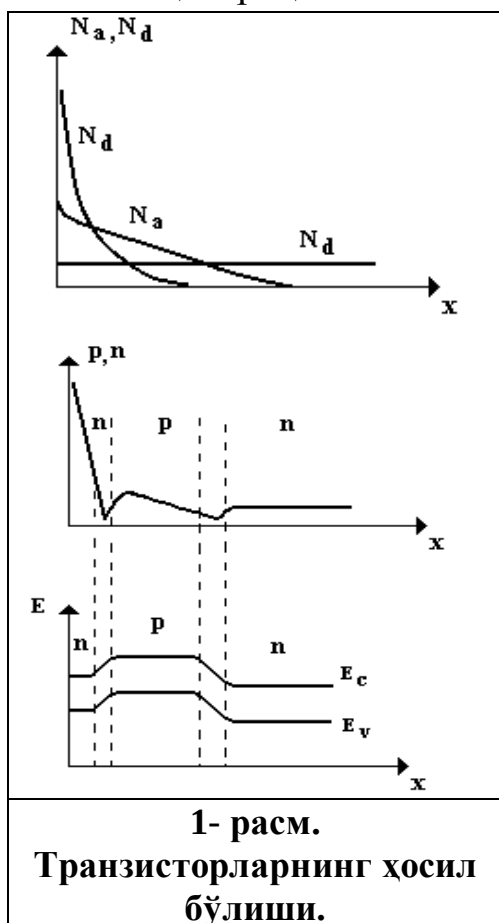
Транзистор структура бўйича учта ўзаро таъсирлашувчи соҳалардан ташкил топган. Ўртадаги соҳа база деб аталади (инглизча base-асос, база), унга бир томондан эмиттер соҳа, иккинчи томондан эса коллектор соҳа бириккан бўлади. Мас ҳолда эмиттер ва база соҳалари орасида эмиттер p-n ўтиш, база ва коллектор соҳалари орасида эса коллектор p-n ўтиш жойлашган. Ўтказувчанлик тури ва ҳар бир соҳанинг жойлашиш тартибига кўра транзисторлар икки турга ажралади: p-n-p ва n-p-n. Биполяр транзистор яримўтказгич монокристалда жойлашган иккита ўзаро таъсирланувчи p-n ўтишдан ташкил топган кучайтирувчи яримўтказгичли асбоб ҳисобланади. Ўтишларнинг ўзаро таъсири уларнинг бир-бирига яқин масофада, яъни ток ташувчилар диффузион узунлигидан кам бўлган масофада жойлашиши орқали таъминланади. Транзисторнинг кучайтириш хоссаси кириш занжири токининг ўзгариши орқали чиқиш занжири токини бошқариш эҳтимоллигидан аниқланади. Биполяр транзисторлар ишлаш жараёни асосида тўғри жойлашган p-n эмиттер ток ташувчиларининг инжекция ҳодисаси ва уларни коллекторнинг тескари жойлашган p-n ўтишида йиғилиш ҳодисаси ётади. Шунга кўра транзистор ишлаши учун асосий ток ташувчилар каби асосий бўлмаган ток ташувчилар ҳам сезиларли роль ўйнайди, яъни транзистор иш жараёнида иккала ишорали зарядлар ҳам (коваклар ва электронлар) иштирок этади. Шунинг учун бундай транзисторлар биполяр транзисторлар деб аталади. База соҳаси орқали ток ташувчиларни ўтказиш механизмига боғлиқ равишда транзисторлар дрейф ва дрейфсиз, инжекцион-майдон транзисторлари, гомо ва гетероўтишли транзисторлар, кўчкисимон транзисторлари, коллектор сизишли транзисторлар ва ҳ.к.ларга турланади. Биполяр транзисторларнинг ишчи характеристикалари ва параметрлари кўпинча уларнинг тайёрланиш технологиясига қараб аниқланади. Шунинг учун транзисторлар кўп ҳолларда тайёрланиш услубига қараб номланади: диффузион, планар, эпитакциал қатламли транзисторлар, маза-транзисторлари ва ҳ.к. Фойдаланилган яримўтказгич турига кўра транзисторлар кремнийли, германийли, галлий арсенидили ва бошқа турларга ажралади. Ажратадиган

қувватига кўра кам қувватли ва қувватли транзисторларга бўлинади. Транзистор ишлашининг частотавий диапозонига қараб эса паст частотали, ўрта частотали, юқори частотали ва ўта юқори частотали транзисторларга ажралади.

1 БОБ. БИПОЛЯР ТРАНЗИСТОРЛАР

1.1. Транзисторларнинг ҳосил бўлиши

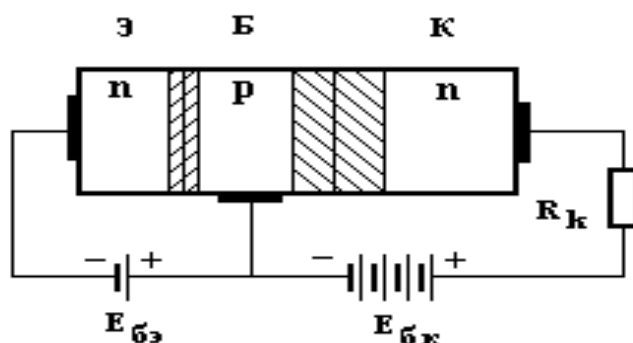
Дастлаб, яримўтказгичнинг бутун сатҳида бир хил тақсимланган, N_d концентрацияга эга бўлган донор кириндили яримўтказгич



кристаллини кўриб чиқамиз (1.1а-расмга қаранг). Айт-айлик, кристалнинг битта ён сирти ($x \ll 0$ сиртдаги) орқали N_a акцептор киринди диффузия қилинсин, бу ерда акцептор киринди концентрацияси N_a бошланғич донор киринди концентрацияси N_d дан бирмунча катта $N_a > N_d$. Кейинроқ эса, худди шу сирт орқали юқори концентрацияли ($N_d \gg N_a$), лекин диффузия коэффеценти кам бўлган донор киринди киритилади. Бундай кўш диффузия натижасида кристалнинг бутун ҳажми учта соҳага ажралиб қолади. Чапдан энг четдаги соҳа коваклар концентрацияси юқори бўлган n-тур ўтказувчанликка эга бўлади. Ўртадаги соҳа электронлар концентрацияси кам бўлган p-тур ўтказувчанликка эга бўлади. Ўнгдаги энг чет соҳа электронлар концентрацияси кам бўлган p-тур ўтказувчанликка эга бўлади (1.1.б расм).

Ҳар бир соҳа орасида турли ўтказувчанликка эга бўлган p-n ўтиш ҳосил бўлади. Мувозанат ҳолатида бўлган ва кучланиш берилмаган бундай структуранинг энергетик соҳалари диаграммаси 1.1.в расмда келтирилган. Икки p-n ўтиш билан ажратилган ва турли ўтказувчанлик соҳаларига эга бўлган уч қатламли структурага биполяр транзистор номи берилган. Транзисторнинг кучли легирланган соҳаси-эмиттер, ўртадаги соҳа-база ва улар орасидаги p-n ўтиш эмиттар ўтиш номини олган. Яна бир четдаги соҳа коллектор

соҳаси ва база билан коллектор орасидаги ўтиш коллектор ўтиш дейилади. Энди р-п ўтишларнинг ҳар бирига ташқи кучланиш берилган ҳолатларни кўрамиз. База-эмиттер ўтишга тўғри йўналишда уланган $E_{бэ}$ кучланиш, коллектор ўтишга эса, $E_{бк}$ тескари силжиш кучланиш берамиз. Структурининг тармоққа бундай уланиши 1.2-расмда кўрсатилган. Эмиттер ўтишга тўғри кучланиш берилиши билан р ва п соҳалар орасидаги потенциал тўсиқ камаяди.



1.2- расм. Ташқи кучланиш берилганда транзисторнинг структураси.

Натижада эмиттердан базага электронларнинг ва базадан эмиттерга ковакларнинг эмиттер токи ҳосил қилган ҳолда инжекцияланиши рўй беради.

Бироқ эмиттер соҳаси база соҳасига нисбатан сезиларли даражада кўпроқ легирланган. База соҳасига инжекцияланаётган электронларнинг бир қисми базанинг асосий ток ташувчилари ковакларда база токи ҳосил қилиб рекомбинацияланади. Электронларнинг қолган қисми диффузия натижасида коллектор ўтишга қараб силжийди. Агар база соҳаси кенглиги электронларнинг диффузион узунлиги билан мос келса, у ҳолда инжекцияланаётган электронларнинг кўп қисми коллектор ўтишга етиб боради. Коллектор ўтиш тескари йўналишда силжийди. Бу ҳолда коллектор ҳажмий заряд соҳаси катта кенглика эга бўлгани учун, электр майдон кучланганлиги юқори бўлади. Коллектор ўтишга етиб келган электронлар электр майдон таъсирида ташқи занжирга ўтади ва транзисторнинг коллектор токини ҳосил қилади.

Бинобарин, коллектор ўтиш тескари йўналишда силжиса, унинг қаршилиги тўғри йўналишда силжиган эмиттер ўтишга қараганда бир неча тартибда юқори бўлади. Коллекторнинг юқори қаршилиги унга

етарлича юқори юклама қаршилиги улаш имконини беради. Эмиттердаги кучланишнинг нисбатан кичик ўзгариши юклама қаршилиқдаги юқори кучланишнинг ўзгаришига сабаб бўлади. Натижада транзисторнинг кириш ва чиқиш қаршилиқлари фарқи орқали қувват бўйича кучайтиришга эга бўламиз.

Транзисторда оқаётган токни кўриб чиқишдан аввал, тўғри қўйилган р-п ўтиш орқали ўтаётган токни кўрамиз. Соддалиқ учун, рекомбинация юз бермайдиган р-п ўтиш орқали ўтаётган токни кўриб чиқамиз ва бунда р ва п соҳалар қалинлиқлари катта эмас, асосий заряд ташувчилар концентрацияси p_p ва p_n лар хусусий концентрация p_i ни етарлича ортиради, деб қабул қиламиз. Бу ҳолда, р ва п соҳаларнинг қаршилиқлари етарлича кичик, уни ҳисобга олмаса ҳам бўлади. Иссиқлик мувозанати ҳолатида р-п ўтишнинг иккала томонидан ҳам электронлар ва коваклар оқими тенг бўлади. Ташқи кучланиш берилганда эса, бу мувозанат бузилади. Агар, р-п ўтиш қалинлиги L , эркин югуриш йўлининг узунлиги l дан кичик бўлса, р-п ўтишдаги заряд ташувчилар сочилиши жуда кичик ва уни ҳам ҳисобга олмаса бўлади. Бу яқинлашишларда р-п ўтиш орқали ток потенциал тўсикни енгиши учун етарли энергияга эга бўлган заряд ташувчилар сони билан аниқланади. Тўғри йўналишли кучланиш қўйилганда р ва п соҳалар орасидаги потенциал тўсиқ камаяди ва электронларнинг п соҳадан р соҳага, ковакларнинг р дан п соҳага ўтиши кузатилади. Соҳалардаги асосий бўлмаган заряд ташувчилар концентрацияси ортади. Ортиқча ток ташувчилар р-п ўтишнинг ичкарисига оқиб боради ва у ерда рекомбинацияланади. Ортиқча заряд ташувчилардан ҳосил бўлган заряд асосий заряд ташувчилар оқими билан компенсацияланади. қўйилган кучланиш қанча юқори бўлса, шунча кўп асосий ташувчилар мос соҳаларга келади ва р-п ўтишдан шунча кўп ток оқади.

Диффузион ва дрейф токлари тушунчаларидан фойдаланиб, п соҳадаги коваклар тўла токи учун ифодани қуйидагича ёзиш мумкин:

$$j_{p(n)} = e p_n \mu_p E - e D_p \frac{dn}{dx} \quad (1.1)$$

р соҳадаги ковакларнинг тўла токи эса:

$$j_{p(p)} = e p_p \mu_p E - e D_p \frac{dp}{dx} \quad (1.2)$$

Коваклар концентрацияси юқори бўлган p-соҳада токнинг асосий улушини дрейф ток ташкил қилади.

$$j_{\text{дрейф}} = q n_p \mu_p E$$

n-соҳада коваклар концентрацияси кам, лекин концентрация градиенти юқори бўлгани учун токнинг асосий улушни диффузион ток ташкил этади:

$$j_{\text{диф}} = q e D_p \frac{dp}{dx}$$

Чунки кўрилатган p-n ўтиш юпқа бўлса, ток ташувчилар ундан рекомбинацияланишга улгурмай ўтади. Шунинг учун ковакли (ва электронли) тоқлар p-n ўтишнинг иккила томони бўйлаб ҳам ($x=L_n$, $x=L_p$ сиртларда) тенг бўлади $j_{p(p)}=j_{n(n)}$:

$$j_{p(n)} = -e D_p \frac{dp}{dx} \quad (1.3)$$

p-n ўтишдан ўтаётган токни ҳисоблаш учун n соҳада жойлашган коваклар учун заряд узлуксизлиги тенгламасини кўриб чиқамиз:

$$\frac{d^2 p}{dx^2} = \frac{p - p_o}{Z_p^2} \quad (1.4)$$

бу ерда $Z_p^2 = D_p \tau_p$ - n соҳадаги коваклар диффузион узунлиги, D_p - коваклар диффузия коэффиценти, τ_p - n соҳадаги ковакларнинг яшаш вақти, p-n соҳанинг x сиртидаги коваклар концентрацияси. p_o - n соҳадаги ковакларнинг мувозанатдаги концентрацияси. Буни қуйидагича ёзиш мумкин:

$$\frac{d^2 p}{dx^2} - \frac{1}{Z_p^2} (p - p_o) = 0 \quad (1.5)$$

(1.5) тенглама доимий коэффициентга эга бўлган иккинчи даражали бир жинсли дифференциал тенглама бўлиб ҳисобланади. Бу тенглама ечиминининг умумий кўринишини қуйидагича ёзиш мумкин:

$$p - p_0 = C_1 \exp \frac{x}{Z_p} + C_2 \exp \left(-\frac{x}{Z_p} \right) \quad (1.6)$$

p_0 - n соҳадаги ковакларнинг мувозанат концентрацияси бўлиб, у n соҳадаги асосий бўлмаган ток ташувчилар концентрацияси эканлигини, яъни $p_0=p_n$ эканлигини ҳисобга олиб, (1.6) ни қуйидагича ёзиш мумкин:

$$p = p_n + C_1 \exp \frac{x}{Z_p} + C_2 \exp \left(-\frac{x}{Z_p} \right) \quad (1.7)$$

C_1 ва C_2 доимийларни топиш учун p - n ўтишнинг турли соҳаларидаги коваклар концентрациясини кўриб чиқамиз. Агар n соҳа коваклари концентрацияси $x \rightarrow \infty$ да шу соҳадаги коваклар мувозанатли концентрациясига тенг, яъни $p(x)_{x \rightarrow \infty} = p_n$ бўлса, у ҳолда $C_1=0$ ва (1.7) тенглама қуйидагича кўринишга келади:

$$p = p_n + C_2 \exp \left(-\frac{x}{Z_p} \right) \quad (1.8)$$

C_2 доимийни p ва n соҳалар чегарасидаги $x=L_n$ сиртдаги коваклар концентрациясининг, p - n ўтишга қуйилган кучланиш U катталиққа боғланиши шартидан топиш мумкин:

$$p(L_n) = p_n \exp \frac{qU}{kT} \quad (1.9)$$

(1.9) дан кўришиб турибдики, $U \neq 0$ шартда L_n сиртдаги коваклар концентрацияси мувозанат концентрациясига тенг, яъни $p(L_n)=p_n$, бу ҳолда (1.8) тенглама қуйидаги кўринишга келади:

$$p_n \exp \frac{qU}{kT} = p_n + C_2 \exp \left(-\frac{L_n}{Z_p} \right) \quad (1.10)$$

Бу ердан:

$$C_2 = p_n \left(\exp \frac{qU}{kT} - 1 \right) \exp \frac{L_n}{Z_p} \quad (1.11)$$

(1.11) ифода ва топилган C_1 ва C_2 қийматлардан фойдаланиб, n соҳа қалинлиги бўйлаб коваклар тақсимланишини аниқлаб берувчи ифодага эга бўламиз:

$$p(x) = p_n + p_n \left(\exp \frac{qU}{kT} - 1 \right) \exp \frac{L_n}{Z_p} \exp \left(-\frac{x}{Z_p} \right) \quad (1.12)$$

Эслатиб ўтиш керакки, биз p - n ўтишнинг L_n сирти орқали оқётган ковакли токнинг диффузион ташкил этувчисини кўряпмиз. Бу ток қуйидаги тенгламадан аниқланади:

$$j_p(L_n) = -qD_p \frac{dp(x)}{dx} \quad (1.13)$$

(1.12) тенгламани $x=L_n$ шартда x координата бўйича дифференциаллаб диффузион токнинг ковакли ташкил этувчисини аниқловчи ифодани оламиз:

$$j_p(L_n) = \frac{qp_n D_p}{Z_p} \left(\exp \frac{qU}{kT} - 1 \right) \quad (1.14)$$

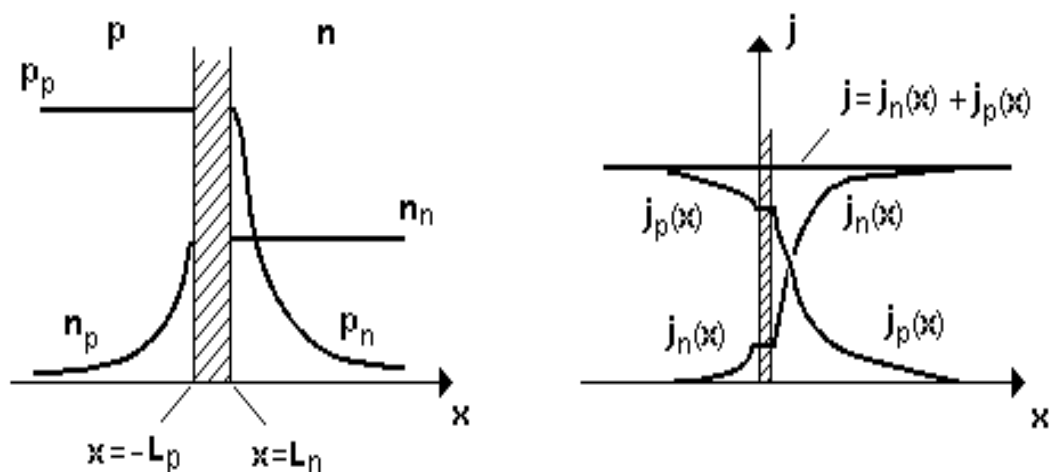
Диффузион токнинг электронли ташкил этувчисини ҳам шу йўл орқали топиш мумкин:

$$j_n(-L_p) = \frac{qn_p D_n}{Z_n} \left(\exp \frac{qU}{kT} - 1 \right) \quad (1.15)$$

Диоддан оқётган тўлиқ ток электронли ва ковакли ташкил этувчилар йиғиндисидан иборат $j = j_n(-L_p) + j_p(L_n)$:

$$j = q \left(\frac{n_p D_n}{Z_n} + \frac{p_n D_p}{Z_p} \right) \left(\exp \frac{qU}{kT} - 1 \right) \quad (1.16)$$

1.3-расмда электронлар ва коваклар концентрациясининг (а) ва электрон, ковак токлари зичликларининг (б) юпқа р-п ўтишининг р ва п соҳалари бўйича тақсимланиши келтирилган.



1.3- расм. Ҳаракатланадиган ток ташувчиларнинг концентрацияси (а) ва электрон-ковакли токлар зичлигини (б) юпқа р-п ўтишда тақсимланиши.

Ҳажмий заряднинг ток ташувчилар рекомбинациялашмай ўтадиган соҳаси штрих чизиклар билан кўрсатилган. (1.16) тенглама р-п ўтиш орқали ўтаётган токнинг зичлигини ташқи кучланиш катталигига боғлиқ равишда ифодалаб беради. Ушбу

$$j_s = \left(\frac{n_p D_n}{Z_n} + \frac{p_n D_p}{Z_p} \right) \quad (1.17)$$

катталиқ тўйиниш токи зичлиги ёки тесқари иссиқлик токи зичлиги дейилади. Бу тушунчани ҳисобга олиб, (1.16) ни қуйидагича ёзиш мумкин:

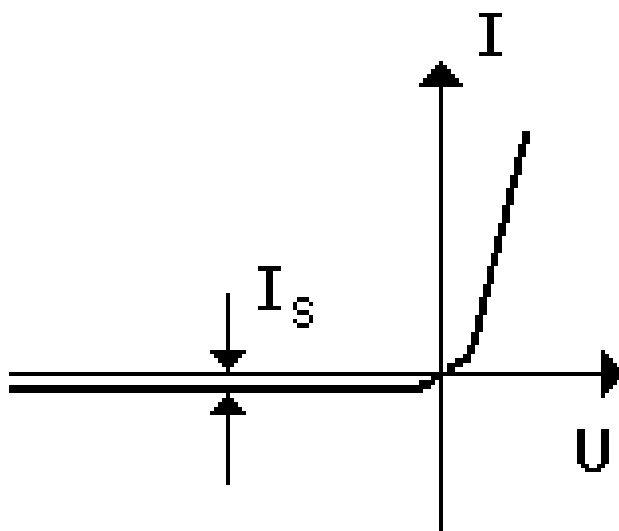
$$j = j_s \left(\exp \frac{qU}{kT} - 1 \right) \quad (1.18)$$

(1.18) тенгламани келтиришда р-п ўтиш юзаси бирга тенг деб олинади. Агар бу юза S га тенг бўлса, у ҳолда тўла ток $I = jS$ бўлади, бу ерда I -ток кучи.

Диоднинг вольт-ампер характеристикаси учун ифодани қуйидагича ёзиш мумкин:

$$I = I_s \left(\exp \frac{qU}{kT} - 1 \right) \quad (1.19)$$

бу ерда I_s - тўйиниш токи. (1.19) ифодадан кўриниб турибдики, қўйилган кучланишнинг мусбат қийматларида р-п ўтишдан оқётган ток етарлича катта ва кучланишга экспоненциал боғланган бўлади. Кучланишнинг маънфий қийматларида эса, ток жуда кичикина бўлиб, йўналишини ўзгартиради ва кучланишга боғлиқ бўлмай қолади. Кучланишнинг мусбат қиймати р-п ўтиш орқали ўтаётган тўғри токка мос келади, манфий қиймати эса тескари токка, яъни асосий бўлмаган заряд ташувчилар ҳосил қилган токка мос келади. 1.4-расмда юпқа, идеал р-п ўтишнинг (1.19) муносабатдан ҳисобланган вольт-ампер характеристикаси



1.4-расм. Р-п ўтишнинг вольт-ампер характеристикаси.

келтирилган. (1.18) формуладан кўриниб турибдики, юпқа р-п ўтишнинг тўйиниш токи асосий бўлмаган ташувчилар

концентрацияси ортиши билан кўпаяди. Демак, тўйиниш токининг камайиши учун ўтишнинг p ва n соҳаларидаги асосий ток ташувчилар концентрациясини орттириш керак.

Бу ҳолда p - n ўтиш соҳалар орасидаги потенциал тўсиқнинг баландлиги ҳам ортади. p - n ўтиш орқали оқаётган ток, икки ташкил этувчидан иборат бўлади. Бу токнинг электронли ва ковакли ташкил этувчиларидир. Бу ташкил этувчиларнинг ўзаро муносабати (1.14) ва (1.15)ларга асосан қуйидагича бўлади.

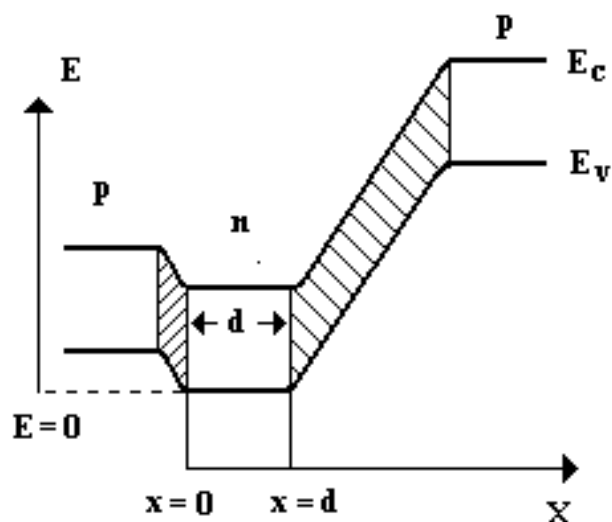
$$\frac{J_n}{J_p} = \frac{n_p D_n L_n}{p_n D_p L_p} = \frac{\mu_n n_n L_p}{\mu_p p_p L_n} = \frac{\sigma_n}{\sigma_p} \quad (1.20)$$

Агар n соҳадаги электронлар ҳаракатчанлиги уларнинг p соҳадаги ҳаракатчанлигига яқин ва p соҳадаги коваклар ҳаракатчанлиги n соҳадаги ковакларнинг ҳаракатчанлиги билан бир хил бўлса ҳамда электрон ва коваклар диффузион узунликлари деярли фарқ қилмаса, у ҳолда электрон ва ковак токларининг ўзаро муносабати, ҳаракатчанликлар орасидаги муносабати билан бир хил бўлади ва (1.20) ифодага асосланган ҳолда ушбу соҳалардаги асосий ток ташувчилар концентрацияси муносабатидан аниқланади. Агар n соҳа электронлари концентрацияси p соҳадаги коваклар концентрациясини бирмунча орттирса, у ҳолда p - n ўтиш орқали ток асосан коваклар оқими билан тушунтирилади.

1.2. Транзисторлардаги тоklar

Энди, ўзида транзисторнинг токи ва кучланиши боғланишини мужассамлаштирган ҳисоблаш ифодасини топамиз. Соддалик учун 1.5 расмда соҳалар диаграммаси келтирилган, p - n - p турли бир ўлчамли транзистор моделини кўрамиз. Транзисторнинг база соҳасидаги электр майдон кучланганлиги нолга тенг ва иккала p - n ўтишда ҳам генерация ва рекомбинация юз бермайди, деб ҳисоблаймиз.

Эмиттер ўтишдаги тўғри силжиш кучланиши ҳисобига p - n ўтиш потенциал тўсиғининг камайиши натижасида ток ташувчилар инжекцияси рўй беради.



1.5-расм. Р-п-р турли транзисторга ташқи кучланиш берилган ҳолдаги энергетик диаграммаси.

Кўрилатган ҳолатда эмиттернинг р соҳасидаги коваклар базанинг п соҳасига инжекцияланади. п ва р соҳалар чегараси ва п соҳадаги коваклар концентрацияси ушбу ҳолатда қуйидагича кўриниш оладиган (1.19) ифода ёрдамида аниқланади:

$$p(x)_{x=0} = p_n \exp \frac{qU_э}{kT} \quad (1.21)$$

Бу ерда: p_n -п база соҳасидаги мувозанат ҳолдаги коваклар концентрацияси, $U_э$ -эмиттер ўтишига қўйилган тўғри кучланиш. Ковакларнинг п база соҳаси бўйлаб қандай тақсимланишини билиш учун коваклар ҳаракатини ифода-лайдиган диффузия тенгламасини кўрамиз:

$$\frac{d^2 p}{dx^2} = \frac{p - p_n}{Z_p^2} \quad (1.22)$$

Бу ерда p - p_n -ковакларнинг инжекцияланаётган ва мувозанатли концентрациялари фарқи.

$$\Delta p = p - p_n \quad (1.23)$$

(1.23) ифодадан фойдаланиб, (1.22) ни қуйидагича ёзиш мумкин:

$$\frac{d^2 p}{dx^2} = \frac{\Delta p}{Z_p^2} \quad (1.24)$$

(1.24) тенгламани коэффициентлари доимий бўлган иккинчи тартибли чизикли дифференциал тенглама бўлиб, унинг ечими қуйидагича бўлади:

$$\Delta p(x) = C_1 \exp \frac{x}{Z_p} + C_2 \exp \left(-\frac{x}{Z_p} \right) \quad (1.25)$$

C_1 ва C_2 доимийларни топиш учун чегаравий шартларни қўлаймиз. Эмиттер база ўтиш чегараси (X_{k0}) сиртидаги коваклар концентрацияси (1.22) ифодадан аниқланади. База-коллектор чегараси (X_{kd}) сиртидаги коваклар конаценрацияси эса, қуйидаги ифодадан аниқланади:

$$p(x)_{x=d} = p_n \exp \left(-\frac{qU_k}{kT} \right) \quad (1.26)$$

U_k —база коллектор ўтишга қўйилган силжиш кучланиши. Бу чегаравий шартни ҳисобга олган ҳолда, (1.25) дан X_{k0} сиртдаги коваклар концентрацияси учун яна бир ифода оламиз:

$$\Delta p(0) \text{ қ } C_1 \text{ қ } C_2 \quad (1.27)$$

$x \text{ қ } d$ сирт учун эса, коваклар концентрацияси қуйидагича бўлади:

$$\Delta p(d) = C_1 \exp \frac{d}{Z_p} + C_2 \exp \left(-\frac{d}{Z_p} \right) \quad (1.28)$$

Энди (1.27) тенгламани $\exp(d/Z_p)$ га кўпайтириб, натижадан (1.28)ни айирамиз:

$$\Delta p(0) \exp \frac{d}{Z_p} - \Delta p(d) = C_1 \exp \frac{d}{Z_p} + C_2 \exp \frac{d}{Z_p} - C_1 \exp \frac{d}{Z_p} -$$

$$- C_2 \exp \left(- \frac{d}{Z_p} \right) \text{ к } C_2 \left[\exp \frac{d}{Z_p} - \exp \left(- \frac{d}{Z_p} \right) \right] = 2C_2 \operatorname{sh} \frac{d}{Z_p} \quad (1.29)$$

Бу ердан C_2 нинг қийматини топамиз:

$$C_2 = \frac{\Delta p(0) \exp \frac{d}{Z_p} - \Delta p(d)}{2 \operatorname{sh} \frac{d}{Z_p}} \quad (1.30)$$

(1.27) тенгламадан кўриниб турибдики, $C_1 = \Delta p(0) - C_2$. Шунинг учун (1.27) ва (1.30) дан фойдаланиб, C_1 учун қуйидаги ифодани оламиз:

$$C_1 = \Delta p(0) - \frac{\Delta p(0) \exp \frac{d}{Z_p} - \Delta p(d)}{2 \operatorname{sh} \frac{d}{Z_p}} \quad (1.31)$$

C_1 ва C_2 ифодаларни (1.25) га қўйиб транзисторнинг база соҳасидаги коваклар учун концентрация тақсимотини ифодалаб берувчи муносабатни оламиз:

$$\Delta p(x) = \frac{1}{2 \operatorname{sh} a} [-\Delta p(0) \exp(-a) + \Delta p(d)] \exp \frac{x}{Z_p} +$$

$$+ \frac{1}{2 \operatorname{sh} a} [\Delta p(0) \exp a - \Delta p(d)] \exp \left(- \frac{x}{Z_p} \right) \quad (1.32)$$

Чунки база соҳасига инжекцияланаётган коваклар диффузия ҳисобига коллекторга томон силжийди. Ковак токи зичли-гини топиш учун коваклар диффузион токи тенгламасидан фойдаланамиз:

$$j = -qD_p \frac{d}{dx} \Delta p(x) \quad (1.33)$$

Бу ерда D_p -ковакларнинг диффузия коэффиценти.
 (1.32) ни (1.33) га қўйиб ва уни $x=0$ сиртдаги координата бўйича дифференциаллаб база соҳасинининг $x=0$ сиртидаги, яъни эмиттер база чегарасидаги коваклар токи зичлиги учун қуйидаги ифодани оламиз:

$$j_p(x)_{x=0} = \frac{qD_p p_n}{Z_p \operatorname{sh} \frac{d}{Z_p}} \left[\Delta p(0) \operatorname{ch} \frac{d}{Z_p} - \Delta p(d) \right] \quad (1.34)$$

$\Delta p(0)$ ва $\Delta p(d)$ катталиклар учун:

$$\Delta p(0) \approx p(0) - p_n \approx p_n \exp \frac{qU_{\text{э}}}{kT} - p_n \quad (1.35)$$

$$\Delta p(d) = p(d) - p_n = p_n \exp \left(-\frac{qU_k}{kT} \right) - p_n \quad (1.36)$$

ифодалардан фойдаланиб, (1.34)ни қуйидагича ёзиш мумкин:

$$j_p(x)_{x=0} = \frac{qD_p p_n}{Z_p \operatorname{sh} \frac{d}{Z_p}} \left[\left(\exp \frac{qU_{\text{э}}}{kT} - 1 \right) \operatorname{ch} \frac{d}{Z_p} - \exp \left(-\frac{qU_k}{kT} \right) - 1 \right] \quad (1.37)$$

(1.37) ифода $x=0$ сиртдаги базанинг ковак токи катталигини, яъни эмиттердан базага инжекцияланаётган коваклар токини кўрсатиб беради. $x=d$ сиртдаги, яъни база-коллектор чегарасидаги коваклар токи зичлиги учун ифода ҳам шу йўл билан топилади:

$$j_p(d)_{x=d} = \frac{qD_p p_n}{Z_p \operatorname{sh} \frac{d}{Z_p}} \left[\left(\exp \frac{qU_{\text{э}}}{kT} - 1 \right) - \left[\exp \left(-\frac{qU_k}{kT} \right) - 1 \right] \operatorname{ch} \frac{d}{Z_p} \right] \quad (1.38)$$

Бироқ, инжекцияланган ҳамма коваклар ҳам коллекторга, яъни $x=d$ сиртга етиб бора олмайди. Ковакларнинг бир қисми база соҳасининг асосий ток ташувчилари электронлар билан рекомбинацияланади.

(1.37) ва (1.38) ифодалардаги тоқлар, яъни эмиттер ва коллекторнинг ковак тоқлари фарқи базанинг рекомбинацион тоқини ташкил этади:

$$j_{\phi} = j_p(0) - j_p(d) = \frac{qD_p p_n}{Z_p} \left[\exp \frac{qU_{\phi}}{kT} + \exp \left(-\frac{qU_k}{kT} \right) - 2 \right] \text{th} \frac{d}{Z_p} \quad (1.39)$$

Квадрат қавс ичидаги иккинчи хадни жуда ҳам кичиклиги учун ташлаб юбориб, база тоқи ифодасини қуйидагича ёзамиз:

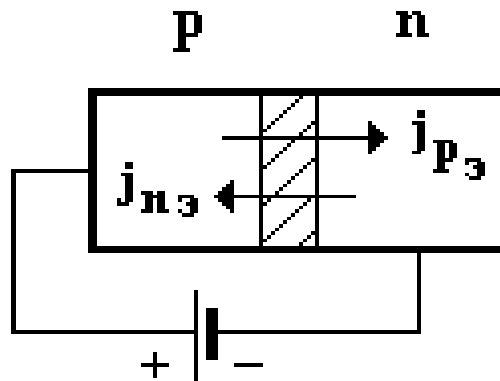
$$j_{\phi} = \frac{qD_p p_n}{Z_p} \left(\exp \frac{qU_{\phi}}{kT} - 2 \right) \text{th} \frac{d}{Z_p} \quad (1.40)$$

Эмиттер ўтишининг эффективлиги

Транзисторнинг эмиттер-база ўтишига тўғри кучланиши берилганда р ва п соҳалар орасидаги потенциал тўсиқ кенглиги камаяди ва р-п ўтишдан ток ўтади. Умумий ҳолда бу ток соҳасига инжекцияланаётган коваклар оқими $j_{p\phi}$ ва бунга қарама-қарши базадан эмиттерга йўналган электронлар оқими $j_{n\phi}$ лардан иборат бўлади. (3.4-расм)

$$J_{\phi} \approx j_{p\phi} \approx j_{n\phi} \quad (1.41)$$

Транзистор ишлаши учун $j_{p\phi}$ ток катта аҳамиятга эга. Чунки айнан шу ташкил этувчи қисм коллекторга етиб боради. $j_{n\phi}$ ток эса, фойдасиз ҳисобланади, чунки манбаа таъсирида бу ток фақат эмиттер ўтишининг қизишигагина сарфланади.



1.6-расм. Эмиттер токининг электронли ва ковакли ташкил этувчилари.

Эмиттернинг инжекцион қобилятини ҳарактерлаш учун эмиттер ўтиш эффективлиги деган параметр киритилади. Бу параметр эмиттер ўтишдан ўтаётган, эмиттердан базага инжекциланаётган ковакларга мос келган ток улушини аниқлаб беради.

$$\gamma_{\text{э}} = \frac{j_{p\text{э}}}{j_{p\text{э}} + j_{n\text{э}}} \quad (1.42)$$

қулайлик учун бу ифодани қуйидагича ёзиш мумкин:

$$\gamma_{\text{э}} = \frac{1}{1 + \frac{j_{n\text{э}}}{j_{p\text{э}}}} \quad (1.43)$$

(1.43) ифодадан кўриниб турибдики, эмиттернинг юқори эффективлигига эга бўлиши учун $j_{p\text{э}} \gg j_{n\text{э}}$ шарт бевосита бажарилиши керак. Бу шарт бажарилиши учун эмиттер ўтишга қандай талаблар қўйилишини кўрамиз. Ҳисоблаш формуласини соддалаштириш учун коллектор ўтишдаги кучланишни нолга тенг деб оламиз ($U_{\text{к}} \approx 0$). Бу ҳолда эмиттер ўтиш орқали тўла ($j_{\text{э}} \approx j_{p\text{э}} + j_{n\text{э}}$) токни тўғри кучланишли диод орқали ўтаётган ток деб қараш ва диод токининг электрон ва ковакли ташкил этувчилари учун ифодалардан фойдаланиш мумкин:

$$j_{p\gamma} = \frac{q p p_p}{Z_p} \left(\exp \frac{q U_\gamma}{k T} - 1 \right); \quad j_{n\gamma} = \frac{q n D_n}{Z_n} \left(\exp \frac{q U_\gamma}{k T} - 1 \right) \quad (1.44)$$

(1.44) ни (1.43) га қўйиб, n ва p соҳа ўтказувчанликларини аниқлайдиган таялум $\sigma_p = q p \mu_p$, $\sigma_n = q n \mu_n$ ифодалардан фойдаланиб ва эмиттер, база соҳаларидаги электронлар ҳамда коваклар ҳаракатчанлиги μ_n , μ_p бир хил деб қабул қилиб, қуйидагиларни оламиз:

$$\gamma_\gamma = \frac{1}{1 + \frac{\sigma_n}{\sigma_p}} \quad (1.45)$$

(1.45) ифодадан кўриниб турибдики, эмиттер ўтиш эффективлигининг максимал $\gamma_\gamma \approx 1$ қийматига эришиш учун, эмиттер соҳаси база соҳасига нисбатан етарлича кўпроқ легирланган бўлиши керак. Замонавий транзисторларда эмиттердаги заряд ташувчилар концентрацияси 10^{16} - 10^{17} см⁻³ ни ташкил қилади ва бу ҳолда базадаги заряд ташувчилар концентрацияси 10^{12} - 10^{13} см⁻³ ни ташкил қилади.

Коллектор ўтиш эффективлиги

Коллектор ўтишга юқори тескари кучланиш берилганда у орқали фақат коваклар токи эмас, балки эмиттердан базага инжекциланаётган ва коллекторга етиб борган электронлар токи ҳам ўтади. Бу электронли ток қуйидагича тушун-тирилади.

Базадан коллектор ўтиш орқали ўтган коваклар коллектор соҳасидаги мусбат зарядни ортиради. Бу зарядни компенсациялаш ва электронейтраллик шартини сақлаш учун, коллектор чиқишига шунча миқдор электрон келади. Бу электронларнинг бир қисми коллектордаги электр майдони ҳисобига база соҳасига ўтади. Коллектор токининг электронли ташкил этувчиси транзисторнинг ишлашида аҳамият касб этмайди. Коллектор ўтишни тавсифлаш учун коллектор орқали ўтаётган тўла ток (I_k) ни унинг ковакли ташкил этувчиси нисбатига тенг бўлган, коллектор ўтиш эффективлиги деган катталиқдан фойдаланамиз.

$$\gamma_k = \frac{I_k}{j_{pk}} = \frac{j_{pk} + j_{nk}}{j_{pk}} = 1 + \frac{j_{nk}}{j_{pk}} \quad (1.46)$$

Келтирилган ифодадан кўриниб турибдики, токнинг ковакли ва электронли ташкил этувчиларининг ҳар қандай муносабатида коллектор эффективлиги доимо бирдан катта бўлади.

Коллектор токининг электронли ва ковакли ташкил этувчиларини топишда иккаласи учун қўлланилган ифодалардан фойдаланишимиз керак.

$$j_{pk} = q\mu_p p E - qD_p \frac{dp}{dx}, \quad j_{nk} = q\mu_n n E - qD_n \frac{dn}{dx} \quad (1.47)$$

(1.47) нинг биринчи тенгламасидан коллектор ўтишдаги электр майдон кучланганлиги (E) ни топиб ва уни иккинчи тенгламага қўйиб, коллектор токининг электронли ташкил этувчисини оламир:

$$j_{nk} = j_{pk} \frac{\mu_n n}{\mu_p p} + q \frac{\mu_n n}{\mu_p p} D_p \frac{dp}{dx} + qD_n \frac{dn}{dx} \quad (1.48)$$

База токининг узатиш коэффициенти

Айтиб ўтилганидек эмиттердан базага инжекцияланган ковакларнинг ҳаммаси ҳам коллекторга етиб бора олмайди. Ковакларнинг бир қисми базадаги асосий ток ташувчилар электронлар билан рекомбинацияланади. Коллекторга инжекцияланган ковакларнинг қанча қисми етиб келганини ифодалаш учун, коллектор ва эмиттер тоқларининг ковакли ташкил этувчилари нисбатига тенг бўлган ва база токининг узатиш коэффициенти деб аталадиган параметр киритилади.

$$\beta = \frac{j_{pk}}{j_{p3}} \quad (1.49)$$

(1.37) ва (1.38) ифодалардан фойдаланиб, $\beta = \text{sh} \frac{d}{Z_p}$ деб ифодалаш ёки

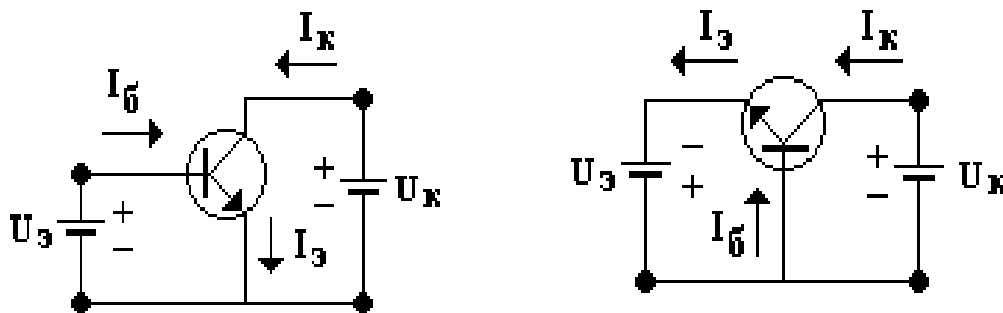
$\frac{d}{Z_p}$ ни даража бўйича қаторга ёйиш орқали қуйидагича тенгламани олиш мумкин:

$$\beta = 1 - \frac{1}{2} \left(\frac{d}{Z_p} \right)^2 \quad (1.50)$$

Келтирилган ифодадан кўриниб турибдики, база токининг узатиш коэффиценти база соҳаси калинлиги камайиши ва диффузия коэффиценти ортиши билан бирга интилади.

1.3. Транзисторнинг вольт-ампер характеристикаси

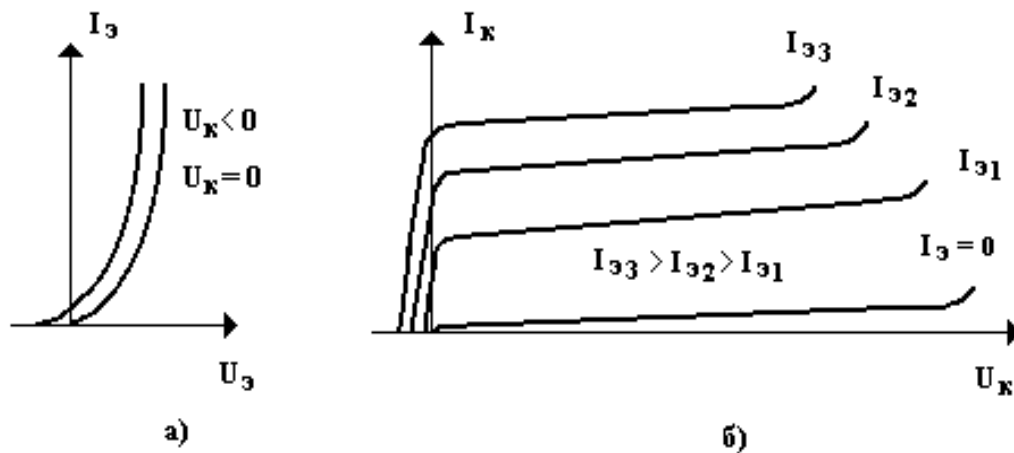
Транзисторнинг n-p-n ёки p-n-p ўтказувчанлик соҳалари турига боғлиқ бўлмаган ҳолда, уни улашнинг уч хил схемаси мавжуд: умумий базали (УБ), умумий эмиттерли (УЭ) ва умумий коллекторли (УК). n-p-n турдаги транзисторнинг умумий эмиттер ва умумий базали улаш схемалари ва кучланиш манбаларининг эмиттер ва коллектор қутбланиши 1.7 расмда кўрсатилган.



1.7-расм. Транзисторни улаш: а) умумий эмиттер, б) умумий база схемаси бўйича.

Транзистор ҳар қандай уланишда ҳам электродлардаги ток ва кучланишларни боғловчи кириш ва чиқиш вольт-ампер характеристикалари билан характерланади.

УБли схемада кириш токи эмиттер токи, чиқиш токи эса, коллектор токи ҳисобланади. Шунинг учун кириш вольт-ампер характеристикалари (1.8-а, расм) коллектор ва база орасидаги кучланиш доимий бўлганда, ($U_k \text{ қ const}$) эмиттер токининг ($I_э$) эмиттер-база орасига қўйилган кучланиш ($U_э$) га боғлиқлигини ифодалайди. Чиқиш вольт-ампер характеристикалари эса, эмиттер токи доимий бўлганда, ($I_э \text{ қ const}$) коллектор токининг ($I_к$) коллектор ва база орасидаги (U_k), кучланишга боғлиқлигини кўрсатиб беради.



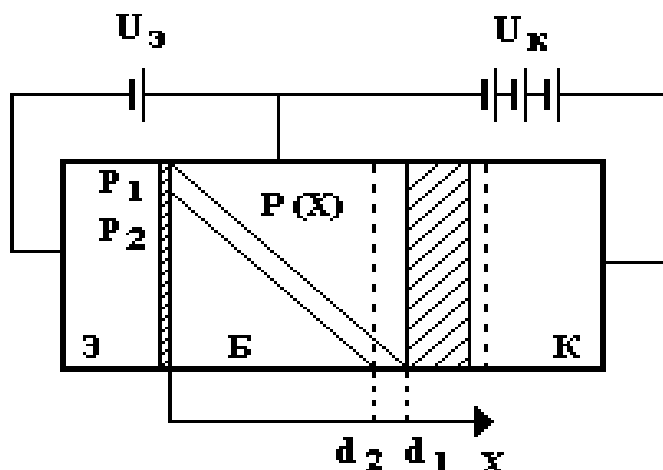
1.8-расм. Умумий база схемаси бўйича транзисторларни уланиш а) кириш б) чиқиш характеристикаси.

Коллектор ва база орасидаги кучланиш нолга тенг бўлганда кириш вольт-ампер характеристикаси тўғри йўналишидаги р-п ўтиш вольт-ампер характеристика-сининг чизиқларига ўхшайди. Коллектор кучланишнинг ортишида характеристикалар манфий эмиттер кучланиш томонга силжийди ва эмиттер кучланиши нолга тенг бўлганда эмиттер ўтиш орқали ток ҳам нолга тенг бўлиб қолади. Бу ҳол қуйидагича тушунтирилади. Эмиттер р-п ўтишга тўғри силжиш кучланиши, коллектор ўтишга эса тескари кучланиш берилганда асосий бўлмаган ток ташувчилар концентрациясининг транзистор база соҳаси бўйлаб тақсимланиши амалда тўғри чизиқли бўлиб қолади (1.8 расм).

Агар эмиттер токи ўзгармаса ($I_{бconst}$), у ҳолда базага инжекциланаётган коваклар концентрацияси градиенти доимийлигича қолади.

Коллектордаги тескари кучланишнинг ортиши билан коллектор р-п ўтиш ҳажмий заряд қатлами кенгаяди. Бунинг натижасида база соҳаси кенглиги камаяди.

1.9 расмдан кўринишича, ток ташувчилар концентрацияси фақатгина эмиттер ўтиш ток ташувчилари камаядиган ҳолатдагина доимий қолиши мумкин. Бу эмиттердаги кучланишнинг камайиши ва характеристиканинг чапга силжишига мос келади.



1.9-расм. Транзистор базасида коваклар концентрациясининг тақсимланиши.

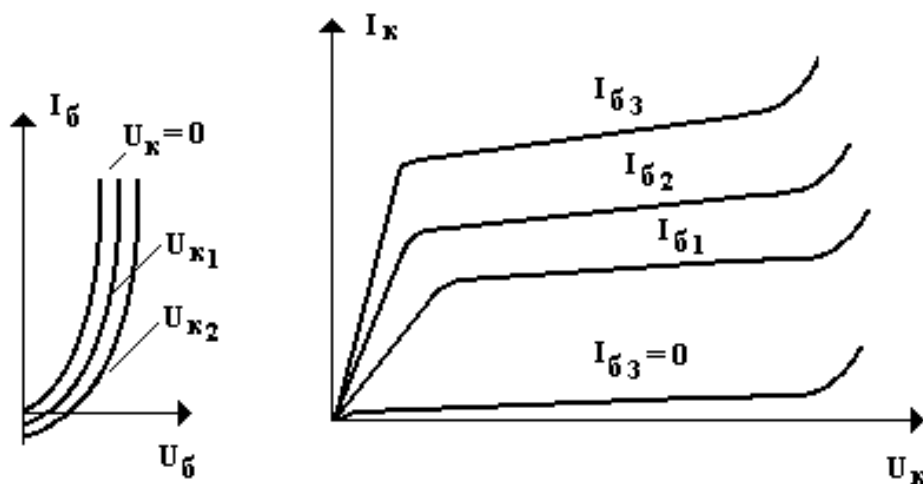
Бундан ташқари, коллекторда тескари кучланиш мавжудлиги базага инжекцияланаётган коваклар концентрациясининг камайишига олиб келади. Бу эса ўз навбатида эмиттер ўтишдаги термодинамик мувозанат шартини бузилишига олиб келади. Эмиттердан базага ўтаётган коваклар оқими базадан эмиттерга ўтаётган ковакларнинг қарама-қарши оқимини ортиради. Эмиттер ўтиш орқали ток фақатгина ундаги баъзи манфий кучланишлардагина нолга тенг бўлади. УБ схемаси бўйича уланган транзисторнинг чиқиш вольт-ампер характеристикалари 1.8б расмда кўрсатилган. Кўриниб турибдики, эмиттер токи нолга тенг бўлганда ($I_b \approx 0$) транзисторнинг чиқиш характеристикаси тескари уланган p-n ўтиш вольт-ампер характеристикасига тўғри келади. Коллектордаги кучланиш ортиши билан коллектор токи ҳам ортади. Юқорида кўрсатилганидек, коллектордаги тескари кучланиш ортиши билан база соҳаси кенглиги камаяди. Бунда эмиттердан коллекторга томон йўналишда базага инжекцияланаётган ковакларнинг рекомбинацияланиш эҳтимоллиги камаяди.

Натижада, эмиттер токи доимий бўлганда ($I_b \text{const}$) коллекторга етиб келган коваклар токи коллектор кучланиш ортиши билан ортади. Эмиттер ўтишда тўғри кучланиш мавжудлигида коллектор ўтиш орқали ток ундаги кучланиш нолга тенг бўлганида ҳам оқаверади. Бу

коллекторнинг ковак токлари орасидаги мувозанатнинг бузилиши билан тушунтирилади. Эмиттердан инъекцияланаётган коваклар билан тушунтириладиган ва базадан коллекторга йўналган коллекторнинг ковак токи коллектордан базага йўналган қарама-қарши коваклар оқими ҳосил қилган ковак токидан ортиқ бўлади.

Бундан коллекторга ўтаётган ортиқча коваклар оқимини компенсациялаш ва коллектор тоқларининг тенглигига эришиш учун коллекторга бевосита кичик тўғри кучланиш бериш керак. Транзисторни УЭ схемаси бўйича кириш токи бўлиб база токи, чиқиш токи бўлиб эса коллектор токи ҳисобланади. Шунинг учун, кириш вольт-ампер характеристикалари (I_b) эмиттер тоқининг коллектор ва база орасида доимий кучланиш ($U_k = \text{const}$) бўлган ҳолдаги эмиттер ва база орасига қўйилган (U_b) кучланишга боғлиқлигини кўрсатади.

Чиқиш вольт-ампер характеристикалари эса, база токи доимий бўлгандаги ($I_{b3} = \text{const}$) коллектор тоқининг (I_k) коллектор ва база орасидаги кучланиш (U_k)га боғланиши ҳисобланади. УЭ схемаси бўйича уланган транзисторнинг вольт-ампер характеристикалари 1.10-расмда кўрсатилган.

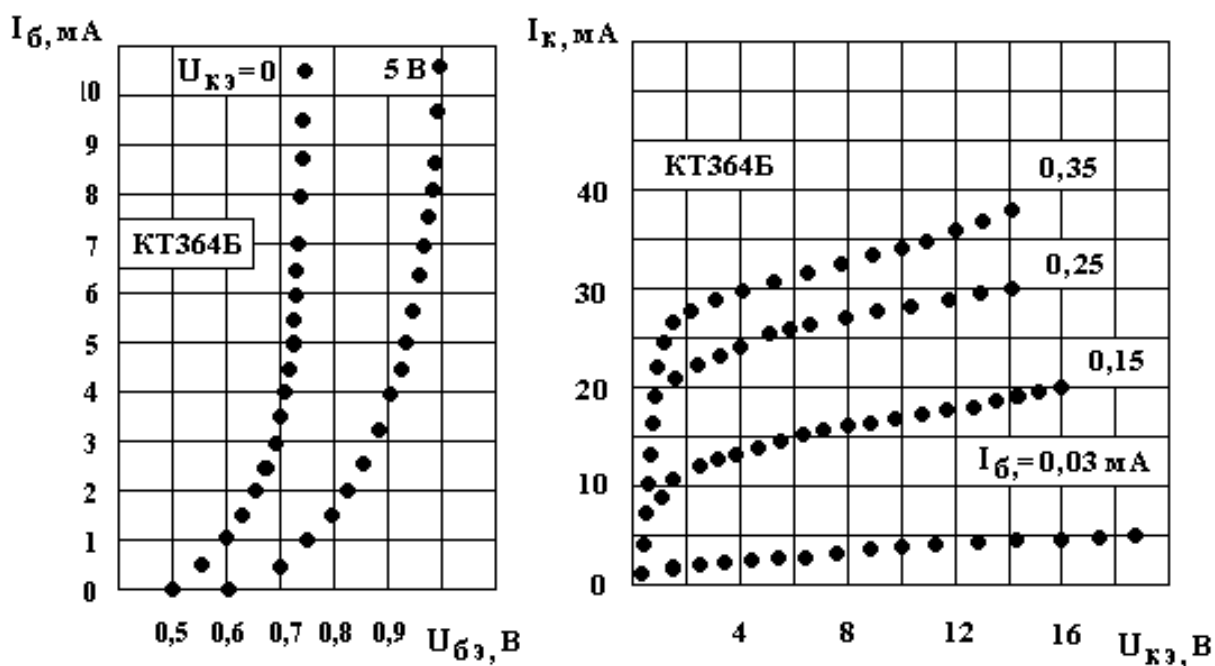


1.10-расм. Умумий эмиттер схемаси бўйича транзисторларнинг а) кириш ва б) чиқиш характеристикалари.

Кириш характеристикаси (коллектор кучланиши нолга тенг бўлган ҳолда) координата бошидан ўтади ва тўғри йўналишли р-п ўтиш вольт-ампер характеристикаларига ўхшайди. Коллектордаги

тескари кучланишнинг ортишида ($U_{k2} > U_{k1} > U_{k0}$) барча характеристика чизиқлари ўнга ва пастга сурилади. Бу сурилиш куйидагича тушунтирилади. База кучланиши доимий бўлганда ($U_{bk}const$) бирлик вақт ичида базага инжекцияланаётган коваклар сони ўзгармас бўлади. Бу ҳолда эмиттер-база чегарасидаги коваклар концентрацияси доимий бўлади. Коллектор кучланишнинг ортиши (U_k) база соҳаси кенглигини камайишига ва натижада базада жойлашган коваклар умумий қийматининг камайишига олиб келади. Базадаги ковакларнинг камайиши бирлик вақт ичидаги электронлар ва коваклар рекомбинациясининг камайишига сабаб бўлади. Чунки база токини ҳосил қилган рекомбинацияланувчи электронлар базанинг чиқишидан ўтади ва бу ҳолда база токи камаяди. Бу характеристика чизиғининг ўнга сурилишига сабаб бўлади, яъни доимий кучланишда база-эмиттер ўтишидаги база токи камаяди. Агар база-эмиттер ўтиш кучланиши нолга тенг бўлса, ($U_{bk}0$) ва база-коллектор ўтишга тескари кучланиш қўйилган бўлса, у ҳолда базадаги коваклар концентрацияси мувозанат учун етарли бўлмайди, чунки ковакларнинг бир қисми коллектор кучланиши таъсирида коллекторга ўтиб кетади.

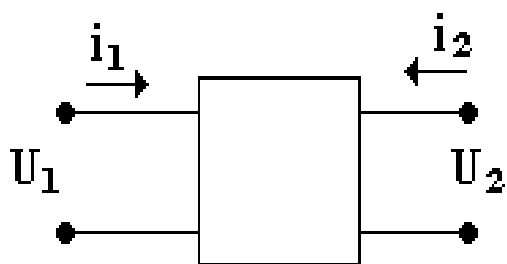
Шунинг учун база соҳасида иссиқлик генерация жараёнлари рекомбинация жараёнларидан устунлик қилади. Генерацияланган электронлар базадан чиқиш орқали ўтиб кетади ва бу база токи камайишига сабаб бўлади. УБ (1.8 расм) ва УЭ (1.10-расм) схема бўйича уланган транзисторларнинг чиқиш вольт-ампер характеристикаларини таққослашдан кўриниб турибдики, УЭ схемали характеристика чизиғи кўпроқ эгилган бўлади. Бу эгилиш чиқиш қаршилигининг камайишини кўрсатиб беради. Демак, УЭли улашда чиқиш қаршилиги камайиши кўпроқ бўлар экан. Намуна учун 1.11-расмда КТ364Б транзисторининг кириш ва чиқиш вольт-ампер характеристикалари келтирилган.



1.11-расм. КТ 364Б транзисторларининг кириш ва чиқиш вольтампер характеристикалари оиласи.

1.4. Транзисторнинг дифференциал параметрлари.

Умумий ҳолда транзистор актив, чизиқли бўлмаган тўрт кутбли асбобдир. Уни транзисторнинг кириш ва чиқишдаги U_1 , U_2 кучланиш ва I_1 , I_2 ток катталикларини боғлайдиган чизиқли бўлмаган статик характеристикалар орқали характерлаш мумкин (1.12-расм). Бу катталиклар ҳаммаси ўзаро боғлиқдир, яъни улардан икkitасига қиймат бериб (кириш), қолган икkitасини аниқлаш мумкин (чиқиш). Берилган катталиклар мустақил ўзгарувчилар дейилади.



1.12-расм

Уларнинг қийматлари билан аниқланадиган, асбобнинг хусусиятига боғлиқ бўлган кейинги икkitи катталиқ боғлиқ бўлмаган ўзгарувчилар бўлади ва ушбу боғлиқ бўлмаган ўзгарувчиларни X_1 ва X_2 , уларга боғлиқ ўзгарувчиларни эса F_1 ва F_2 деб белгиласак, у

ҳолда буни қуйидагича ёзишимиз мумкин:

$$F_1 = F_1(X_1; X_2) \quad \text{ва} \quad F_2 = F_2(X_1; X_2) \quad (1.51)$$

F_1 ва F_2 функцияларнинг тўла дифференциали:

$$dF_1 = \frac{\partial F_1}{\partial X_1} dX_1 + \frac{\partial F_1}{\partial X_2} dX_2 \quad \text{ва} \quad dF_2 = \frac{\partial F_2}{\partial X_1} dX_1 + \frac{\partial F_2}{\partial X_2} dX_2 \quad (1.52)$$

dX_1 , dX_2 , dF_1 , dF_2 дифференциалларни x_1 , x_2 , f_1 , f_2 каби белгиланган орттирмалар билан алмаштириб, қуйидагича тенгламалар системасини оламиз:

$$f_1 \approx \frac{\partial F_1}{\partial X_1} x_1 + \frac{\partial F_1}{\partial X_2} x_2 \quad (1.53)$$

$$f_2 \approx \frac{\partial F_2}{\partial X_1} x_1 + \frac{\partial F_2}{\partial X_2} x_2$$

Агар системда $\frac{\partial F_i}{\partial X_j} = \xi_{ij}$, ўзгаришини амалга оширсак, система қуйидагича кўринишга келади:

$$f_1 = \xi_{11}x_1 + \xi_{12}x_2 \quad (1.54)$$

$$f_2 = \xi_{21}x_1 + \xi_{22}x_2$$

Бу ерда ξ_{ij} коэффицентлар актив 4 қутбли асбобларнинг дифференциал параметрлари ҳисобланади.

Мустақил ўзгарувчилар учун 4 та ўзгарувчидан (кириш токи ва кучланиш, чиқиш токи ва кучланиш) иккитасини танлашимиз мумкин. Уларнинг танланишига қараб, турли параметрлар системаси олинади.

r-параметрлар системаси. Бу параметрлар системасида мустақил ўзгарувчилар учун транзисторнинг кириш ва чиқишидаги кичик амплитудали ўзгарувчан i_1 ва i_2 тоқлар қабул қилинади. У ҳолда (1.54) тенгламалар ва 1.13. расмга асосланиб, транзисторнинг кириш ва чиқиш кучланишларини қуйидагича ёзиш мумкин:

$$\begin{aligned} u_1 &= r_{11}i_1 + r_{12}i_2 \\ u_2 &= r_{21}i_1 + r_{22}i_2 \end{aligned} \quad (1.55)$$

Бу ерда $r_{ij}kdu_i/di_j$ параметрлар қаршилиқ қиймати катталигини кўрсатади:

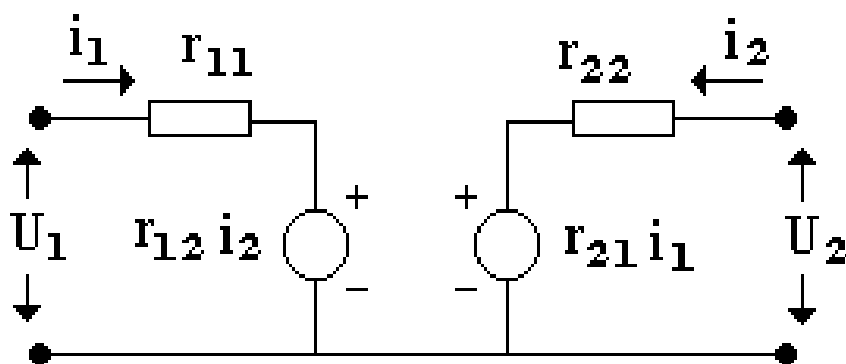
$r_{11}kdu_1/di_1$ ($di_2=0$ да) -чиқиш токи нолга тенг бўлганда ўзгарувчан сигналда ўлчанган транзисторнинг кириш қаршилиги.

$r_{12}kdu_1/di_2$ ($di_1=0$ да) -кириш токи нолга тенг бўлгандаги транзистор чиқиш токининг кириш кучланишига таъсирини кўрсатувчи тескари боғланиш қаршилиги.

$r_{21}kdu_2/di_1$ ($di_2=0$ да) – чиқиш токи нолга тенг бўлганда, кириш токининг чиқиш кучланишига таъсирини кўрсатувчи ўтиш қаршилиги.

$r_{22}kdu_2/di_2$ ($di_1=0$ да) – ўзгарувчан сигналда ўлчанган, транзисторнинг чиқиш қаршилиги.

г-параметрларини ўлчаш учун транзисторнинг кириш ва чиқишига бевосита кичик амплитудали (di) ўзгарувчан ток бериш ва бошқа занжирдаги бу тоқларга мос келган ўзгарувчан кучланишларни (du) ўлчаш керак. Бунда бевосита шу занжирдаги ўзгарувчан сигнал бўйича ($di_1=0$, $di_2=0$) бўш юриш шарт¹ бажарилишини таъминлаш керак. Транзис-торнинг чиқиш қаршилиги жуда катта, шунинг учун бу шартни тўлалигича бажариш анча мушкул.



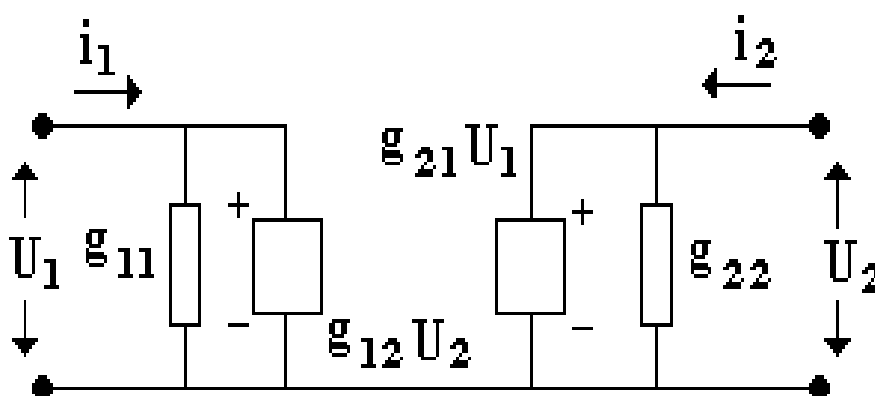
¹ Ўзгарувчан кучланиш берилганда шеч =андай иш бажарилмаслик шarti.

1.13-расм. r-параметрли системалар учун транзисторларнинг эквивалент схемаси.

g-параметрлар системаси. Бу системада мустақил ўзгарувчи сифатида транзисторнинг кириш ва чиқиш кучланишлари U_1 ва U_2 танланади. Бу ҳолда кириш ва чиқиш тоқларини (1.54) га асосан қуйидагича ёзиш мумкин:

$$\begin{aligned} i_1 &= g_{11}U_1 + g_{12}U_2 \\ i_2 &= g_{21}U_1 + g_{22}U_2 \end{aligned} \quad (1.56)$$

бу ернда g_{ij} қ di_i/du_j катталиқ ўтказувчанлик бирлиги ўлчанади (3.14-расм).



1.14-расм. g-параметрли системалар учун транзисторларнинг эквивалент схемаси.

$g_{11}i_1/u_1$ —($du_2 \rightarrow 0$ да) -чиқиш ўзгарувчан сигнали бўйича қисқа туташув бўлганда, транзисторнинг ўзгарувчан сигналда ўлчанган, кириш ўтказувчанлиги.

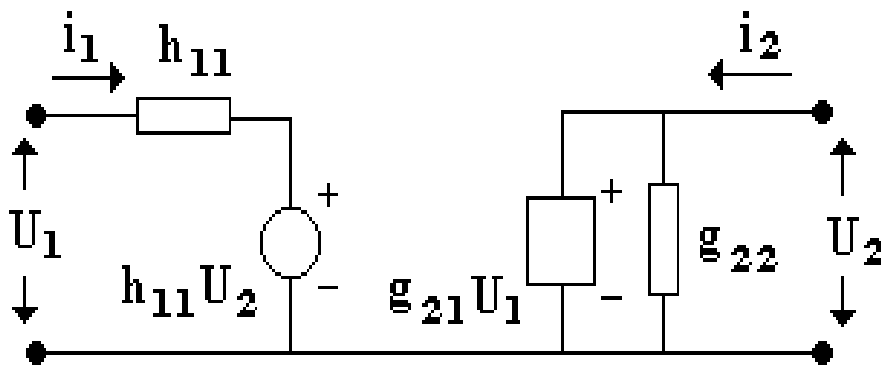
$g_{12}i_1/u_2$ —($du_1 \rightarrow 0$ да) - кириш ўзгарувчан сигнали бўйича қисқа туташув бўлгандаги тескари боғланиш ўтказувчанлиги.

$g_{21}i_2/u_1$ — ($du_2 \rightarrow 0$ да) — чиқиш ўзгарувчан сигнал бўйича қисқа туташув бўлгандаги кириш кучланишининг чиқиш токига таъсирини кўрсатувчи тўғри боғланиш ўтказувчанлиги.

$g_{22}i_2/u_2$ — ($du_1 \rightarrow 0$ да) — кириш ўзгарувчан сигнали бўйича қисқа туташув бўлганда транзисторнинг чиқиш ўтказувчанлиги.

Айтиб ўтиш керакки, $r_{ij} \neq 1/g_{ij}$, чунки параметрларни ўлчаш турли режимларда олиб борилади: r -параметрлар ток йўқлигида ўлчанади, g -параметрлар эса, транзисторнинг чиқиш ва кириш ўзгарувчан сигналлари бўйича қисқа туташув шароитларида ўлчанади. g параметрлар системасининг асосий камчиликларидан бири транз-исторнинг кириш сигнали бўйича қисқа туташувни ҳосил қилиш қийинлигидир. Бунга биполяр транзисторнинг кириш қаршилиги жуда кичиклиги сабаб. қуйида бу камчиликдан холи бўлган h параметрлар системаси келтирилган.

h -параметрлар системаси. Бу системада мустақил ўзгарувчилар сифатида кириш токи i_1 ва чиқиш кучланиши u_2 танланади (3.15-расм). Бу ҳолда чиқиш токи ва кириш кучланишини (1.54) га асосан:



1.15- расм. h -параметрли системалар учун транзисторларнинг эквивалент схемаси.

$$\begin{aligned} u_1 &\approx h_{11}i_1 + h_{12}u_2 \\ i_2 &\approx h_{21}i_1 + h_{22}u_2: \end{aligned} \quad (1.57)$$

каби ёзамиз. Бу ерда $h_{11}u_1/i_1 - (du_2 \neq 0 \text{ да})$ чиқишдаги қисқа туташув шароитида ўзгарувчан сигналда ўлчанган кириш қаршилиги;

$h_{12}u_1/u_2 - (di_1 \neq 0 \text{ да})$ чиқиш кучланишини кириш кучланишига таъсирини кўрсатувчи тесқари боғланиш коэффициентини;

$h_{21}i_2/i_1 - (du_2 \neq 0 \text{ да})$ чиқишдаги қисқа туташув шароитида ток узатиш коэффициентини;

$h_{22}k_{i2}/u_2-(d_{i1}k_0$ да) ўзгарувчан сигналда ўлчанган чиқиш ўтказувчанлиги.

Намуна учун баъзи кам қувватли транзисторларнинг h -параметрлари қуйидаги жадвалда келтирилган:

1-Жадвал

Параметри	ГТ 322А	КТ315А	ГТ108Б	КТ342А	КТ358В
$h_{11б}$	30	7	15	40	20
$h_{12б}$	$6 \cdot 10^{-5}$	$2 \cdot 10^{-3}$	$0.5 \cdot 10^{-3}$	$0.2 \cdot 10^{-3}$	$0.1 \cdot 10^{-3}$
$h_{21б}$	50-70	70-90	60-80	300-500	200-280
$h_{22б}$	1.0	3.0	3.3	0.3	3

Энди транзисторнинг асосий хоссаларини аниқлашга ёрдам берувчи дифференциал параметрларини қўлланилиш имкониятини кўриб чиқамиз. Бунинг учун g -параметрлар системасидан фойдаланамиз:

$$\begin{aligned} i_1 &= g_{11}u_1 + g_{12}u_2 \\ i_2 &= g_{21}u_1 + g_{22}u_2 \end{aligned}$$

Айтайлик, транзистор УБли схема бўйича уланган бўлсин. Бу ҳолда кириш токи эмиттер токи $I_э$, чиқиш токи эса, коллектор токи $I_к$ ҳисобланади. Кириш ва чиқиш кучланишлари мос ҳолда эмиттер кучланиш $U_э$ ва коллектор кучланиш $U_к$ бўлади. g -параметрлар системаси юқоридаги шартларга кўра қуйидаги кўринишни олади.

$$I_э = g_{11}U_э + g_{12}U_к \quad (1.58)$$

$$I_к = g_{21}U_э + g_{22}U_к$$

Дифференциал параметрлар ўзгарувчан сигналдаги параметрлар эканлиги, яъни катталиклар ўзгариши жуда кичиклигини ҳисобга олиб, УБли схемада уланган транзисторнинг кириш ўтказувчанлигини қуйидагича ёзиш мумкин:

$$g_{11} = \frac{\partial I_э}{\partial U_э} = \frac{\partial}{\partial U_э} [j_p(x)_{x=0} + j_n(x)_{x=0}] \quad (1.59)$$

Бу ерда $I_э$ – электронли ва ковакли ташкил этувчилар йиғиндисидан иборат бўлган тўла эмиттер токи. Бу токнинг ковакли

ташкил этувчиси (1.37) ифодадан топилади. Электронли ташкил этувчи эса, қуйидаги муносабат орқали ифодаланади.

$$j_n(0) = \frac{qD_n n_p}{Z_n} \left[\left(\exp \frac{qU_{\text{э}}}{kT} - 1 \right) \right] \quad (1.60)$$

(1.37) ва (1.60) ифодаларни (1.59)га қўйиб,

$$g_{11} = \frac{q}{kT} I_{\text{э}} \quad (1.61)$$

ни оламиз. g_{21} учун ҳам ифода худди шу йўл билан олинади:

$$g_{12} = \frac{q}{kT} I_{\text{к}} \quad (1.62)$$

1.5. Транзистор параметрларининг частотавий боғланиши

Ўзгарувчан кучланиш билан ишлаганда транзистор параметрлари ўзининг характерли хусусиятига эга бўлади. Аввало эмиттер-база ўтишга қўйилган ўзгарувчан кучланиш частотаси етарлича юқори ва ярим тебранишлар даври база соҳаси орқали инжекцияланаётган ток ташувчилар ўтиш вақтига мос ёки ундан кам бўлган ҳолни кўриб чиқамиз.

Кучланиш кутблари ўзгаришида коллекторга етиб бора олмаган ток ташувчилар орқага, яъни эмиттерга қайтади ва бу база токи ва транзистор кучайтириш коэффицентининг камайишига олиб келади.

Буни УБ схемали транзисторнинг киришига худди доимий кучланиш (U_0) каби кичик амплитудали ўзгарувчан кучланиш ($U_{\sim} \propto U_1 \exp j\omega t$) уланган ҳолат мисолида кўрамиз.

Базага инжекцияланган ток ташувчиларнинг концентрацияси тақсимланиш қонуниятини топиш учун коваклар концен-трациясининг вақт бўйича ўзгаришини ифодалаб берадиган узлуксизлик тенгламасини ечиб чиқиш керак.

$$\frac{\partial p}{\partial t} = D_p \frac{d^2 p}{dx^2} - \frac{p - p_n}{\tau_p} \quad (1.63)$$

Бу ерда коваклар концентрацияси (p) база соҳасидаги доимий $p_0(x)$ ва ўзгарувчан $p_1(x)\exp j\omega t$ кучланишлар билан боғлиқ бўлган коваклар концентрациялари йиғиндиси кўринишида ифодаланган.

$$p(x, t) = p_0(x) + p_1(x)\exp j\omega t \quad (1.64)$$

(1.63) тенгламани доимий ва ўзгарувчан кучланишларга боғлиқ бўлмаган равишда ечиш мумкин, Доимий кучланиш учун ечим юқорида келтирилган, шунинг учун фақатгина ўзгарувчан кучланиш ташкил этувчиси билан тушунтирилган коваклар концентрацияси ўзгаришини кўрамиз. Бу ўзгариш учун ифодани (1.64) дан вақт бўйича ҳосила олиб топамиз.

$$\frac{\partial p}{\partial t} = j\omega p_1(x)\exp j\omega t \quad (1.65)$$

(1.64), (1.65) ифодаларни (1.63) га қўйиб коваклар концентрациясининг база соҳасида доимий ва ўзгарувчан кучланиш ташкил этувчилари ҳисобига ўзгаришини ифодалайдиган умумий тенгламани оламиз.

$$j\omega p_1(x)\exp j\omega t = D_p \left[\frac{d^2 p_0}{dx^2} + \frac{d^2 p_1}{dx^2} \exp j\omega t \right] - \frac{p_0 + p_1 \exp j\omega t - p_n}{\tau_p} \quad (1.66)$$

Ўзгарувчан кучланиш ташкил этувчиси учун коваклар концентрацияси ўзгариши қуйидаги кўринишни олади:

$$j\omega p_1(x)\exp j\omega t = D_p \frac{d^2 p_1}{dx^2} \exp j\omega t - \frac{p_1 \exp j\omega t}{\tau_p} \quad (1.67)$$

(1.67) ни экспонента қатнашган ҳадга қисқартириб қуйидагини оламиз:

$$D_p \frac{d^2 p_1}{dx^2} - p_1 \left(\frac{1}{\tau_p} + j\omega \right) = 0 \quad (1.68)$$

ёки, янада қулайроқ кўринишдаги:

$$\frac{d^2 p_1}{dx^2} - p_1 \left(\frac{1 + j\omega\tau_p}{D_p \tau_p} \right) = 0 \quad (1.69)$$

га эга бўламиз. (1.64) нинг умумий ечимини қуйидагича ёзамиз:

$$p_1(x, t) = C_1 \exp Ax + C_2 \exp(-Ax) \quad (1.70)$$

бу ерда:

$$A = \sqrt{\frac{1 + j\omega\tau_p}{D_p \tau_p}} \quad (1.71)$$

$x \ll d$ сирт эмиттер-база чегарисига, $x \ll d$ эса база-коллектор чегарасига тўғри келади, яъни d база қалинлиги (1.5 расмга қаранг) деб қабул қиламиз. База соҳасининг ҳар бир чегараси учун бошланғич шартларини кўрамиз. $x \ll d$ ва $t \ll \tau_p$ $p_1(x, t) \ll 1$, яъни эмиттер-база чегарасида бошланғич вақт моментида инжекцияланаётган коваклар концентрацияси 1 га тенг бўлсин. У ҳолда, $x \ll d$ ва $t \ll \tau_p$, $p_1(d, t) \ll 0$, яъни база-коллектор чегарасида бошланғич вақт моментида инжекцияланаётган коваклар концентрацияси 0 га тенг бўлади. (1.70) тенглама ва эмиттер-база чегарадаги бошланғич шартдан фойдаланиб, қуйидагини топамиз

$$1 \ll C_1 \ll C_2. \quad (1.72)$$

База-коллектор чегарадаги бошланғич шартдан ва (1.72) муносабатдан фойдалансак (1.70) қуйидаги кўринишга келади.

$$0 \leq (1-C_2)\exp Ad \leq C_2 \exp(-Ad) \quad (1.73)$$

Бу ердан C_2 доимийни топамиз:

$$C_2 = \frac{\exp Ad}{2\text{sh}Ad} \quad (1.74)$$

(1.70), (1.72) ва (1.74) ифодадан фойдаланиб, ўзгарувчан кучланишда база инжекцияланаётган ковакларнинг база қалинлиги бўйлаб концентрация тақсимотини қуйидагича ёзиш мумкин:

$$p_1(x, t) = \left(1 - \frac{\exp Ad}{2\text{sh}Ad}\right) \exp Ax + \frac{\exp Ad}{2\text{sh}Ad} \exp(-Ax) \quad (1.75)$$

База соҳасида электор майдон йўқлиги ва инжекцияланган коваклар коллекторга фақат диффузия ҳисобига етиб боришини ҳисобга олинса, эмиттер токи ($x \ll 0$ да) ва коллектор токи ($x \ll d$ да) учун ифодалар қуйидагича кўринишга келади:

$$j_k = j(d) = -qD_p \frac{dp_1(x, t)}{dx} \quad j_o = j(0) = -qD_p \frac{dp_1(x, t)}{dx} \quad (1.76)$$

База токининг узатиш коэффиценти (аниқлик учун $p-n-p$, тур транзистор ҳолида) коллектор ва эмиттер тоқларининг ковакли ташкил этувчилари нисбати ҳисобланади:

$$\beta = \frac{j_{pk}}{j_{pэ}} \approx \frac{dp_1(d, t)}{dx} / \frac{dp_1(0, t)}{dx} \quad (1.77)$$

Шунинг учун (1.75), (1.76) ларни (1.77) га қўйиб, база токи узатиш коэффицентининг частотавий боғланишини ифодаладиган формулани оламиз :

$$\beta = \text{sh} \left(d \sqrt{\frac{1 + j\omega\tau_p}{D_p\tau_p}} \right) \quad (1.78)$$

$Z_p^2 = D_p \tau_p$, эканлигини ҳисобга олиб, (1.78) ни келгуси анализлар учун қулайроқ бўлган кўринишда ёзиш мумкин:

$$\beta = \operatorname{sh} \left(\frac{d}{Z_p} \sqrt{1 + j\omega\tau_p} \right) \quad (1.79)$$

Паст частоталарда $j\omega\tau_p \ll 1$ бўлади, шунинг учун (1.79) ифодани қуйидаги кўринишда ёзиш мумкин:

$$\beta = \operatorname{sh} \frac{d}{Z_p} \quad (1.80)$$

База токининг узатиш коэффиценти учун топилган бу ифода ток ва кучланишнинг доимий ташкил этувчилари учун олинган (1.50) ифодага тўла мос келади. Юқори частоталарда $j\omega\tau_p \gg 1$ бўлади. У ҳолда (1.79) даги илдиз остидаги 1 ни ташлаб юбориб, қуйдаги ифодани олиш мумкин:

$$\beta = \operatorname{sh} \left(\frac{d}{Z_p} \sqrt{j\omega\tau_p} \right) \quad (1.81)$$

Бу ерда Z_p қ $\sqrt{D_p \tau_p}$ -ковакларнинг диффузия ҳисобига кўчиш масофаси, D_p -коваклар диффузия коэффиценти, τ_p -база соҳасидаги инжекцияланган номувозанатли коваклар яшаш вақти. D қалинликдаги база соҳаси орқали ковакларнинг диффузия вақти:

$$\tau_D = \frac{d^2}{D_p} \quad (1.82)$$

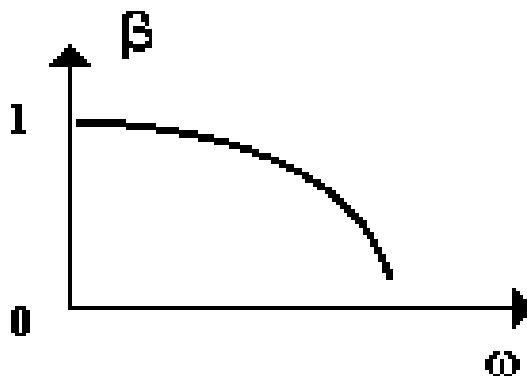
формуладан фойдаланиб (1.81) ифодани қуйдагича ёзиш мумкин:

$$\beta = \operatorname{sh} \left(\frac{\tau_D D_p}{\tau_p D_p} j\omega \tau_p \right)^{\frac{1}{2}} = \operatorname{sh}(j\omega \tau_D)^{\frac{1}{2}} \quad (1.83)$$

Ёки, (1.83)ни қаторга ёйиб, база токи узатиш коэффицентининг частотавий боғланиш учун соддароқ кўринишдаги ифодани оламиз:

$$\beta = \operatorname{sh}(j\omega \tau_D)^{\frac{1}{2}} \approx 1 - j \frac{\omega \tau_D}{2} + \quad (1.84)$$

Олинган ифодадан кўрииб турибдики, ўзгарувчан кучланиш частотаси ортиши билан база токининг узатиш коэффиценти камаяди. 1.16 расмда биполяр транзисторларда база токи узатиш коэффиценти β нинг база-эмиттер ўтишига қўйилган ўзгарувчан кучланиш частотаси ω га боғланиши келтирилган.



1.16 -расм. β - параметрнинг частотавий боғланиши.

Биполяр транзисторлар частотавий параметрларига р-п ўтишнинг диффузион ва барьер сиғимлари сезиларли таъсир кўрсатади. қуйида шу таъсирларни кўриб чиқамиз.

Эмиттер ўтишнинг диффузион сиғими

Эмиттер ўтишга тўғри кучланиш берилганда ундан тўғри ток ўтади. Бу ток p соҳадаги ковакларнинг n соҳага ва n соҳадаги электронларнинг p соҳага ўтиш билан боғлиқ. Бирдан p^k-n ўтиш ҳолатида коваклар токи электронлар токидан сезиларли катта бўлади. n соҳага инжекцияланган коваклар ҳосил қилган зарядни транзистор базасидаги концентрациялар фарқи $p(x) - p_n$ орқали ифодалаш мумкин:

$$Q = qS \int_0^d [p(x) - p_n] dx \quad (1.85)$$

Бу ерда d -база соҳасининг кенглиги, $p(x)$ -базага инжекцияланган коваклар концентрацияси, p_n -базадаги ковакларнинг мувозанат концентрацияси. База инжек-цияланган коваклар концентрация тақсимотини қуйидагича ифодалаш мумкин:

$$p(x) = p_n + p_n \left(\exp \frac{qU}{kT} - 1 \right) \exp \frac{d-x}{Z_p} \quad (1.86)$$

у ҳолда концентрациялар фарқи қуйидагича кўриниш олади:

$$p(x) - p_n = p_n \left(\exp \frac{qU}{kT} - 1 \right) \exp \frac{d-x}{Z_p} \quad (1.87)$$

(1.87) ни (1.85) га қўйиб, қуйидагини оламиз:

$$Q = qS \int_0^d p_n \left(\exp \frac{qU}{kT} - 1 \right) \exp \frac{d-x}{Z_p} dx \approx qSp_n \left(\exp \frac{qU}{kT} - 1 \right) \int_0^d \exp \frac{d-x}{Z_p} dx \quad (1.88)$$

(1.88) ифодадаги интегрални ечиш учун ўзгартириш киритамиз:

$$\frac{d-x}{Z_p} = u, \quad d-x = Z_p u, \quad -dx = Z_p du \quad (1.89)$$

у холда,

$$\int_0^d \exp \frac{d-x}{Z_p} dx = -Z_p \int_{\frac{d}{Z_p}}^0 \exp u du = -Z_p (1 - \exp \frac{d}{Z_p}) \quad (1.90)$$

бўлади ва заряд учун ифода қуйидаги кўринишни олади:

$$Q = -qS p_n \left(\exp \frac{qU_{\vartheta}}{kT} - 1 \right) Z_p \left(1 - \exp \frac{d}{Z_p} \right) \quad (1.91)$$

Одатда база соҳаси кенглиги ток ташувчилар диффузион узунлигидан сезиларли кичик бўлади $d \ll Z_p$. Шунинг учун база соҳасига киритилган заряд учун ифода (1.91) ни қуйидагича ёзиш мумкин:

$$Q = -qS p_n \left(\exp \frac{qU_{\vartheta}}{kT} - 1 \right) Z_p \quad (1.92)$$

Эслатиб ўтамиз, сиғим бу–заряд ўзгаришининг уни юзага келтирадиган кучланиш ўзгаришига нисбатидир.

$$C = \frac{dQ}{dU} = \frac{q}{kT} \left(\frac{qS p_n Z_p^2}{Z_p} \right) \exp \frac{qU_{\vartheta}}{kT} \quad (1.93)$$

ёки, бошқача кўринишда:

$$C \approx \frac{q}{kT} \left(qS \frac{D_p p_n}{Z_p} \right) \tau_p \exp \frac{qU_{\vartheta}}{kT} \quad (1.94)$$

Етарлича юқори тўғри кучланишларда эмиттер токини:

$$I_{\text{э}} = I_s \exp \frac{qU_{\text{э}}}{kT} \quad (1.95)$$

бу ерда

$$I_s = \frac{qD_p p_n}{Z_p} S \quad (1.96)$$

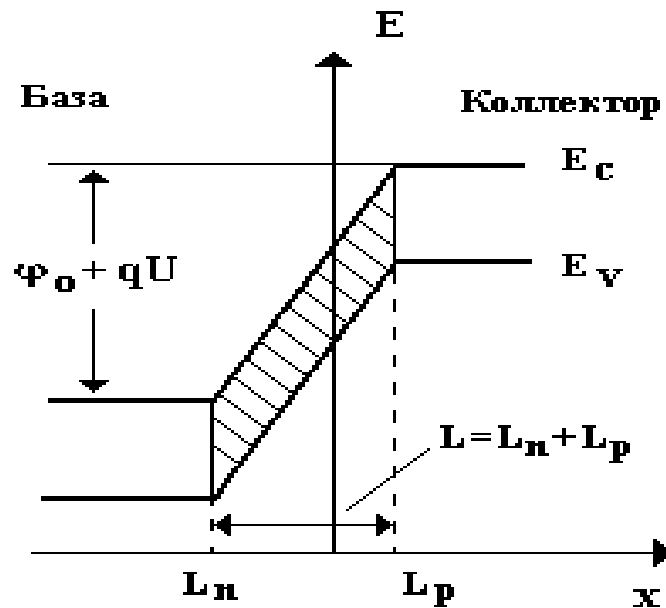
кўринишда ёзиш мумкинлигини хисобга олиб, эмиттер ўтиш диффузион сиғими учун қуйидаги ифодани ёзамиз:

$$C_{\text{диф}} = \frac{q}{kT} I_{\text{э}} \tau_p \quad (1.97)$$

Частота ортиши билан, эмиттер токининг асосий қисми диффузион сиғим орқали ўтади. Бинобарин, сиғим орқали ўтаётган ток инжекция токи бўлмагани учун, база соҳасига ток ташувчиларнинг инжекцияланиши камаяди. Бу дегани юқори частоталарда эмиттер эффективлиги ёмонлашади. Транзисторнинг ишлашига коллектор ўтишнинг барьер сиғими етарлича катта таъсир кўрсатади.

Коллектор ўтишнинг барьер сиғими

р-п ўтишга тескари кучланиш берилганда р ва п соҳалар орасидаги потенциал тўсиқ баландлиги ϕ_0 қўйилган кучланиш qU даражасига мос ҳолда ортади. Бу ҳолда ҳажмий заряд соҳаси коллектор томонга ҳам эмиттер томонга ҳам кенгайиши кузатилади (1.17 расмга қаранг).



1.17-расм. База–коллектордаги р-п ўтишнинг энергетик диаграммаси.

База ва коллектор соҳалардаги ҳажмий заряд катталиги эркин ток ташувчилар концентрацияси, соҳаларга мос равишдаги ҳажмий заряд қатлами қалинлиги L_n ва L_p , р-п ўтиш юзаси S лар орқали ифодаланиши мумкин. Етарлича юқори температураларда базадаги донор кириндилар тўла ионлашган ва эркин ток ташувчилар концентрацияси ионлашган киринди концентрациясига тенг $n \approx N_d$ бўлади. қўйилган тескари кучланиш таъсирида эркин ток ташувчилар, бизнинг ҳолда электронлар, ҳаракатланмайдиган ҳажмий заряд ҳосил қилиб узоқлашадилар. (1.17-расмдаги штирхлаган соҳа). Бу заряд катталигини қуйидагича ифодалаш мумкин:

$$Q = qnSL_n \quad (1.98)$$

Агар ўтишга доимий кучланиш каби синусоидал ўзгарувчан кучланиш,

$$U = U_0 + U_1 \exp j\omega t = U_0 + U_{\approx} \quad (1.99)$$

қўйилган бўлса, у ҳолда ўзгарувчан кучланишга тўғри келган ҳажмий заряд катталигининг ўзгариши қуйидагича бўлади:

$$\frac{dQ}{dt} = qnS \frac{dL_n}{dt} \quad (1.100)$$

p-n ўтишдаги, коллектор база соҳалари ҳажмий заряд қатлами қалинлиги L қ L_p қ L_n орқали ифодаланган, кучланиш тушиши қуйидагидек ифодаланиши мумкин:

$$U = \frac{qn}{2\epsilon_0} L^2 \quad (1.101)$$

(1.101) ни дифференциаллаб, кучланиш тушишинг вақт бўйича ўзгаришини топамиз:

$$\frac{dU}{dt} = \frac{qn}{\epsilon_0} L \frac{dL}{dt} \quad (1.102)$$

Вақт бўйича кучланишнинг доимий ташкил этувчиси ўзгармаслигини ҳисобга олиб dU/dt учун ифодани қуйидагича ёзиш мумкин:

$$\frac{dU}{dt} = j\omega U_1 \exp j\omega t \quad (1.103)$$

(1.100) ва (1.102) ларни (1.103) га қуйиб, база–коллектор p-n ўтиш орқали оқаяётган ўзгарувчан ток учун ифода оламиз:

$$i(t) = \frac{dQ}{dt} = \frac{dQ}{dU} \frac{dU}{dt} = \frac{\varepsilon_0 S}{L} j\omega U_1 \exp j\omega t \quad (1.104)$$

Энди эса дифференциал ўтказувчанлик ёки di/dU , ўзгарувчан сигналдаги ўтказувчанлик тушунчасидан фойдаланиб, ўзгарувчан сигналдаги коллектор ўтиш ўтказувчанлиги икки ҳад орқали ифодаланишини кўрсатиш мумкин.

$$Y = \frac{di(t)}{dU_{\approx}} = G + j\omega C \quad (1.105)$$

Бу ҳадларинг бири р-п ўтишнинг Ом қаршилиги орқали $G \approx 1/R$, иккинчиси эса р-п ўтишда сиғим C мавжудлиги билан тушинтирилади:

$$Y_c = \frac{di(t)}{dU_{\approx}} = \frac{\varepsilon_0 S}{L} j\omega \quad (1.106)$$

$$C = \frac{\varepsilon_0 S}{L} \quad (1.107)$$

Тескари йўналишли ўтиш сиғимининг мавжудлиги ўзгарувчан сигнал частотаси ортиши билан коллектор токининг асосий қисми шу сиғим орқали ўтишига сабаб бўлади. Транзисторнинг ишлаш принципи коллектор қаршилигининг инжекцияланган ток ташувчилар билан модуляцияланганишига асосланган. Токнинг сиғим ташкил этувчиси модуляция чуқурлигининг камайишига ва бу ўз навбатида ток узатиш коэффициентининг камайишига олиб келади.

Транзисторнинг частотавий параметрларини кўриб чиқишда инжекцияланган ток ташувчиларнинг бевосита коллектор ўтиш ҳажмий заряд соҳаси орқали ўтиш вақтини ҳисобга олиш керак. База соҳаси юпқа ва коллектор ўтиш қатлами кенг бўлган транзисторларда бу параметр сезиларли қийматга эга бўлади. Бу ҳол тескари йўналишли ўтиш ҳажмий заряд қатлами орқали электронларнинг ўтишига рекомбинация таъсир қилиши ва қатлам ўтказувчанлигининг ўзгариши орқали тушунтирилади. Ушбу жараёни кенгроқ кўриб чиқамиз. Ҳажмий заряд қатламидаги электронларнинг яшаш вақти τ_c га тенг бўлсин. Рекомбинация

мавжуд бўлганда электронларнинг ҳажмий заряд қатлами орқали ўтиш вақти τ_0 га тенг бўлса, рекомбинацияни ҳисобга олган ҳолда ток узатиш коэффициенти $\exp(-\tau_0/\tau_e)$ га тенг бўлади. $\tau_0 \ll \tau_e$ шарт бажарилганда рекомбинацияни ҳисобга олмаса ҳам бўлади ва экспонента катталиги бирга тенг дейиш мумкин. Бироқ агарда, $\tau_0 \gg \tau_e$ бўлса, рекомбинацион йўқотиш сезиларли даражада бўлади. Энди эса ташқи занжирдаги токни аниқлаб берадиган, ҳажмий заряд қатлами ўтказувчангликнинг ўзгаришини кўрамиз. Айтайлик, t_1 вақт моментида ҳажмий заряд қатлампдан ўтаётган ток $t_1 - \tau_0$ вақт оралиғида шу қатламга кирган барча электронлар билан боғлиқ бўлсин. $t_1 - \tau_0$ вақтнинг бошланишида ҳажмий заряд қатламга кирган электронлар t_1 вақтда бу қатламдан чиқиб кетади. Агар кўрилатган қатламга кираётган токнинг $I_1 \exp(j\omega t)$ деб белгиласак, у ҳолда қатламдан чиқаётган ва ташқи занжирдаги токни аниқлайдиган токни қуйидагича ифодалаш мумкин:

$$I_2(t_2) = \frac{I_1}{\tau_0} \int_{t_2 - \tau_0}^{t_2} \exp(j\omega t) dt \quad (1.108)$$

Буни кўрсатилган оралиқда вақт бўйича интеграллаб, қуйидагини оламиз:

$$I_2(t_2) = \frac{I_1 \exp(j\omega t_2)(1 - \exp(j\omega \tau_0))}{j\omega \tau_0} \quad (1.109)$$

Бу ерда $I_1 \exp(j\omega t_2) - t_2$ у вақтда база соҳасидан электронлар инжекцияси билан тушинтириладиган ток. $I_2(t_2) - t_2$ вақтдаги ташқи занжирдаги ток. I_2 ва I_1 лар нисбатини олиб, ток узатиш коэффициенти қийматини топамиз:

$$\beta = \frac{I_2(t_2)}{I_1 \exp(j\omega t_2)} = \frac{1 - \exp(-j\omega \tau_0)}{j\omega \tau_0} \quad (1.110)$$

Буни келгуси анализлар учун қулайроқ кўринишга келтириш мумкин:

$$\beta = \exp\left(-\frac{j\omega \tau_0}{2}\right) \frac{2 \sin\left(\frac{\omega \tau_0}{2}\right)}{\omega \tau_0} \quad (1.111)$$

Олинган ифодадан кўриниб турибдики, $\omega\tau_0/2 \ll 1$ бўлганда ток узатиш коэффициенти $\beta \approx 1$ бўлади. Бу ҳолда барча инжекцияланган электронлар коллекторга етиб боради ва ташқи занжирдаги ток инжекция токига тенг бўлади. $\omega\tau_0/2 = \pi$ бўлганда, $\beta \approx 0$, яъни бир тебраниш даври вақтида инжекцияланган электронлар коллекторга етиб бора олмайди. Транзистор ишлайдиган оралиқ частотани қуйидаги шартдан топиш мумкин:

$$\beta = \frac{2 \sin \frac{\omega\tau_0}{2}}{\omega\tau_0} \ll 0,7 \quad (1.112)$$

База соҳасининг Ом қаршилиги

База соҳасининг Ом қаршилиги ва унинг геометрик тузилиши транзисторнинг частотавий хусусиятларига таъсир кўрсатади. Транзисторнинг база токи етарлича юқори қаршиликка эга бўлган юпқа база соҳасидан оқиб ўтади. Бундай қаршиликнинг мавжуд бўлиши биполяр транзисторларда кечаётган жараёнларга таъсир кўрсатади. Хусусан база қаршилигидаги кучланиш тушуви эмиттер ўтиш жойлашишининг ўзгаришига олиб келади.

Мисол тариқасида d қалинлик, a кенглик ва l узунликли актив база соҳаси ва бу бу актив база соҳаси билан база чиқиш орасидаги b узунлик, a кенглик ва d_1 қалинликли боғловчи қатламга эга бўлган транзистор структурасини кўрамиз (1.18-расмга қаранг). Бундай транзистор структурасида коллектор ўтиш юзаси актив база соҳаси ва боғловчи қатлам юзалари йиғиндисига тенг бўлади. Эмиттердан базага оқаётган ток учун қаршилиқ катталиги R ни топамиз. Базанинг актив соҳасидан оқаётган ток учун қаршилиқни қуйидагича ифодалаш мумкин:

$$R_1 = \frac{\rho l}{2da} \quad (1.113)$$

Боғловчи қатлам томонидан ҳосил қилинадиган қаршилиқ:

$$R_2 = \frac{\rho b}{ad_1} \quad (1.114)$$

тенг. Демак умумий қаршилик,

$$R = \frac{\rho}{a} \left(\frac{1}{2d} + \frac{b}{d_1} \right) \quad (1.115)$$

База соҳасидаги тўла кучланиш тушуви:

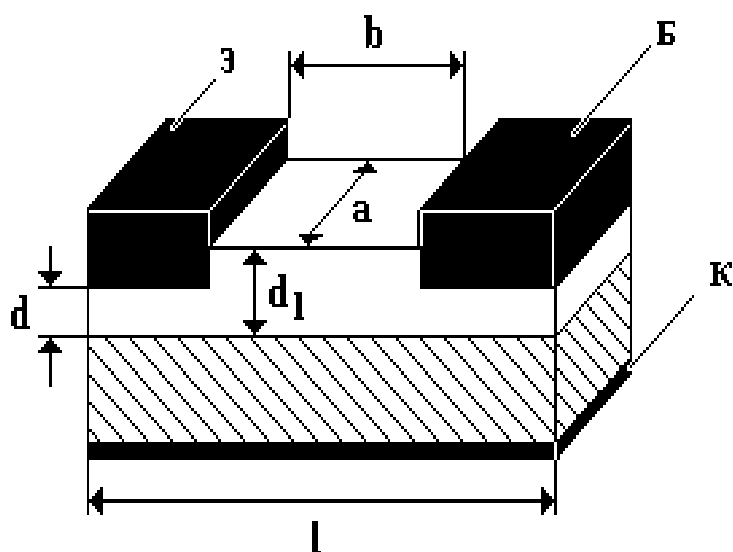
$$U = R_1^1 I_1 + R_2^1 I_2 \quad (1.116)$$

Бу ерда $I_1 = j_k a l$ - базанинг актив ҳолатида оқаётган ток, $I_2 = j_k a b$ - боғловчи қатламдан оқаётган ток.

(1.114) ва (1.115) ифодалардан фойдаланиб қуйидагини оламир:

$$R_1^1 = R \frac{\rho}{a} \left(\frac{1}{2d} + \frac{b}{d_1} \right) \quad (1.117)$$

x -кесимдан оқаётган ток, $I_2(x) k j_k x a$ га тенг, $x k b$ бўган ҳолатда $I_2(b) k j_k a b$ кўринишга эга бўлади. Бундай ҳолатда dx узунликли боғловчи қатлам қаршилиги $I_2(x)$ ток учун қуйидаги кўринишни олади:



**1.18-расм.
Диффузион
транзистор база
соҳасининг
структураси.**

$$dR_2 = \rho \frac{dx}{d_1 a} \quad (1.118)$$

Бу ердан кучланиш,

$$g_{11} = \frac{q}{kT} I_3 \quad (1.119)$$

ва R_2^1 учун ифода;

$$R_2^1 = \frac{U_2^1}{I_2 b} = \frac{b}{a} \frac{\rho}{2d_1} \quad (1.120)$$

бўлади. Ток ва кучланиш учун олинган ифодаларни (1.116) га қўйиб, қуйдагини оламиз:

$$U^1 = j_k \rho l \left(\frac{1}{2d} + \frac{b}{d_1} \right) + j_k \rho \frac{b^2}{2d_1} \quad (1.121)$$

(1.121) дан фойдаланиб, тўла база токи учун база соҳасининг эффектив қаршилиги R_6 ни топамиз:

$$R_6 = \frac{U^1}{I_1 + I_2} = \frac{\rho l}{a(1+b)} \left(\frac{1}{2d} + \frac{b}{d_1} - \frac{b^2}{1} \frac{1}{2d_1} \right) \quad (1.122)$$

Бу ифода 1 қ а, бўлганда қуйидаги кўринишни олади:

$$R_6 = \frac{a}{a+b} R + \frac{\rho b^2}{a(a+b)} \frac{1}{2d_1} \quad (1.123)$$

$d_1 \gg d$, эканлигини инобатга олиб (1.123) даги кейинги хадни ташлаб юбориш мумкин ва Ом қаршиликлари, орасидаги муносабат қуйидаги кўринишга келади:

$$\frac{R_6}{R} = \frac{a+b}{a} \quad (1.124)$$

Бу муносабат турли транзистор конструкцияларида бир неча бирликка ўзгаради ва бу биполяр транзистор база токи-нинг кучли частотавий боғлиқлигидан дарак беради.

1.6. Дрейф транзисторлари

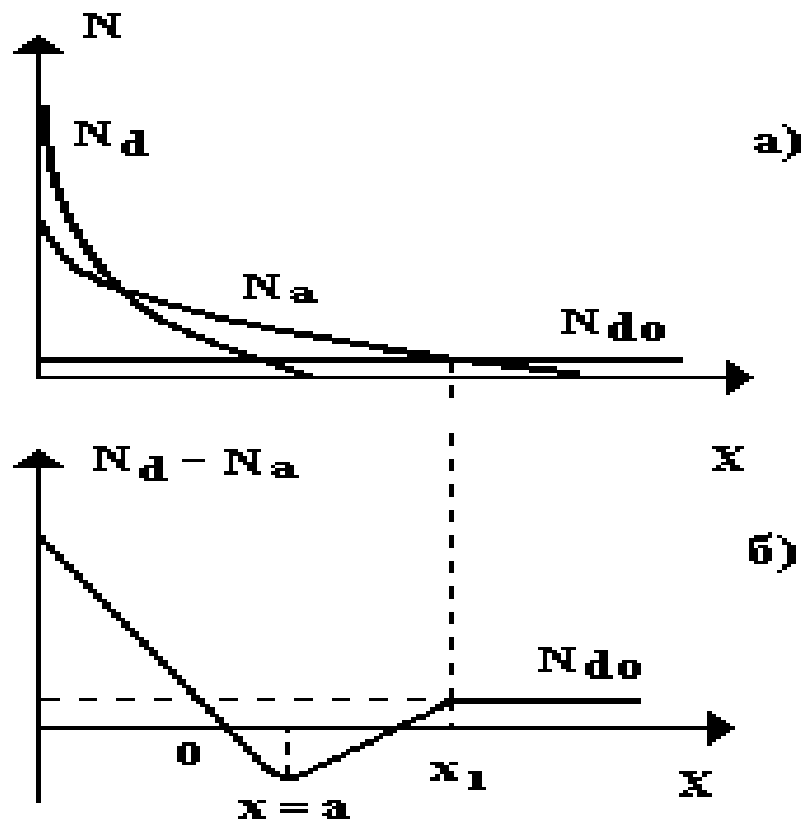
Биполар транзисторнинг параметрларини кўриб чиқишда база соҳасида криндилар тенг тақсимланган, базадаги электр майдон нолга тенг ва базага инжекцияланган ток ташувчилар коллекторга фақатгина диффузия жараёни ҳисобига етиб боради деб қабул қилинган эди. Бироқ агар транзистор базасида кринди концентрацияси граденти ҳосил қилинса, бунинг оқибатида ҳосил бўлган электр майдон коллектор йўналишидаги асосий бўлмаган ток ташувчилар ҳаракатини тезлаштиради. Диффузион кўчиришдан ташқари яъна электр майдондаги дрейф ток ташувчилар ҳам кўшилади. Бу эса транзисторнинг ишлаш тезлигини сезиларли ортишга олиб келади. Чунки ток ташувчи-ларларнинг база орқали

коллекторга кўчириш вақти камаяди. База соҳасининг ичида электр майдон ҳосил бўладиган транзисторлар дрейф транзисторлари номини олган.

Энди эса дрейф транзисторларининг ишлаш механизм-ларини кўриб чиқамиз. Айтайлик, бошланғич яримўтказгич сифатида N_{a0} акцептор кринди концентрациясига ва р-тур ўтказувчангликка эга бўлган намуна олинсин ва пластина сиртига мос равишда N_d ва N_a концентрацияларга эга донор ва акцептор кринди диффузия қилинсин. Бунда донор криндиларнинг диффузия коэффиценти акцептор криндиларнинг диффузия коэффицентида кичик, сиртий концентрацияси эга катта бўлади. Шунинг учун, диффузия жараёнида N_d донор кринди концентрацияси масофа ортиши билан N_a акцептор кринди концентрацияга қараганда тезроқ камаяди (1.19 расм).

Агар концентрацияларнинг яримўтказгичга кириш чуқурлигига боғланиши кўриладиган бўлса (1.19 а расм), у ҳолда яримўтказгичда учта турли ўтказувчанглик турдаги соҳаларнинг ҳосил бўлишини яққол кўришимиз мумкин. Бу п–турли соҳа ($x < 0$, $N_d - N_a > 0$), р–турли соҳа ($0 < x < x_1$, $N_d - N_a < 0$) ва п–турли соҳа ($x > x_1$, $N_d - N_a > 0$). $N_d \gg N_a$ шарт бажарилганда, криндилар тақсимотини деярли 1.20 а, б-расмлардагидек ифодалаш мумкин. Бу расмлардан кўриниб турибдики база соҳаси бўйлаб кринди бир хил тақсимланмаган бўлиб, эмиттер яқинида криндилар коллектор яқинидагига нисбатан кўпроқ.

Криндиларнинг бундай тақсимооти натижасида транзистор база соҳасида электр майдон ҳосил бўлишига сабаб бўладиган коваклар ва электронларнинг қарама-қарши диффузион оқимлари шакилланади. Электр майдон кучланганлиги диффузияни тўхтатиш ва зарядларини ажратиш учун етарли бўлгунча ортаверади.



1.19-расм. Дрейф танзисторда киритма концентрацияларининг тақсимланиши.

Мувозант ҳолатида токнинг диффузион ва дрейф ташкил этувчилари бир бирига тенг ва натижавий ток нолга тенг бўлади:

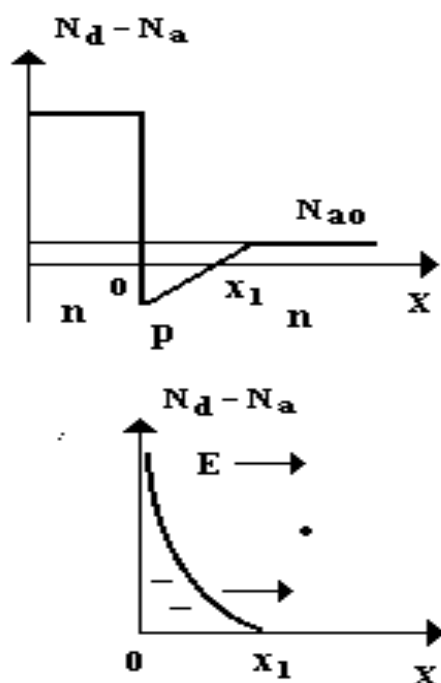
$$j_n = qn\mu_n E + qD_n \frac{dn}{dx} = 0 \quad (1.125)$$

Бу ҳолда база соҳасида ҳосил бўладиган электр майдон кучланганлигини қуйидагича ифодалаш мумкин:

$$E = -\frac{D_n}{n\mu_n} \frac{dn}{dx} \quad (1.126)$$

Келтирилган ифодадан кўриниб турибдики, транзистор база соҳасидаги кринди концентрацияси градиенти dn/dx қанча катта

бўлса, электр майдони ҳам шунча катта бўлади. Дрейф транзисторларнинг база соҳасида кринди тақсимланиш қонуни экспоненциал функция орқали ифодалаш мумкин.



$$N = N_0 \exp ax \quad (1.127)$$

Экспонентадаги a доимийнинг қийматини транзистор база-сидаги, база коллектор чегараси яқинидаги, яъни $x \approx x_1$ жойлардаги, кринди концентрацияси орқали ифодалаш кулай (1.19 б расм). $x \approx d$, ва d база соҳаси қалинлиги эканлигини ҳисобга олиб, $x \approx d$, $N = N_k$ деб қабул қиламиз ва (1.127)дан қуйидагини топамиз:

$$a = \frac{1}{d} \ln \frac{N_0}{N_k} \quad (1.128)$$

транзисторида кринди
концентрациясни
тақсимланиши.

Юқори температураларда ион-лашган донор кринди концен-трацияси эркин ток ташувчилар концентрациясига тенг: $n \approx N$ ва бундан келиб чиққан

ҳолда, $dn/dx \approx aN$ (1.126) ифодадан фойдаланиб, дрейф транзистори базасидаги электр майдон кучланганлигини топамиз:

$$E = \frac{kT}{q} \frac{1}{d} \ln \frac{N_0}{N_k} \quad (1.129)$$

Олинган ифодадан кўриниб турибдики, базадаги электр майдон кучланганлиги бутун база қалинлиги бўйлаб эмиттердаги N_e ва коллектордаги N_k кринди концен-трацияси катталигига боғлиқ.

Мисол тариқасида база қалинлигини $d \approx 2$ мкм, эмиттер яқинидаги кринди концентрацияси $N_0 \approx 2 \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$, коллектор яқинида эса $N_k \approx 2 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$ деб олайлик. У ҳолда 300 К температурада базадаги ҳосил қилинган майдон $E \approx 600 \text{ В/см}$ кучланганликка эга бўлади. Эмиттер ва коллектор ўтишлар орасидаги майдон

натижаларида вужудга келган ва электоронларни коллекторга кўчишни тезлатувчи потен-циаллар фарқи ϕ қ $E d$ қ $600 \cdot 2 \cdot 10^{-4}$ қ $0,12$ В бўлади.

Базага инжекцияланаётган ток ташувчиларнинг, бундай ҳолда электоронларнинг коллекторгача бўлган дрейф вақтини t_1 билан белгилаймиз, У ҳолда база соҳасининг қалинлиги (d) ни электоронлар дрейф тезлиги (v) ни ҳисобга олиб (v қ $\mu_n E$), дрейф вақтини қуйидагича ифодалаш мумкин:

$$t_1 = \frac{d}{v} = \frac{d}{\mu_n E} \quad (1.130)$$

ёки Эйнштейн муносабати ва электоронлар диффузия коэффиценти (D_n) тушунчасидан фойдалансак:

$$t_1 = \frac{dkT}{2D_n} \frac{1}{E} \quad (1.131)$$

Диффузия ҳисобига ток ташувчиларнинг база соҳаси орқали ўтиш учун бевосита керак бўладиган t_2 ни, қуйидаги муносабатдан топиш мумкин:

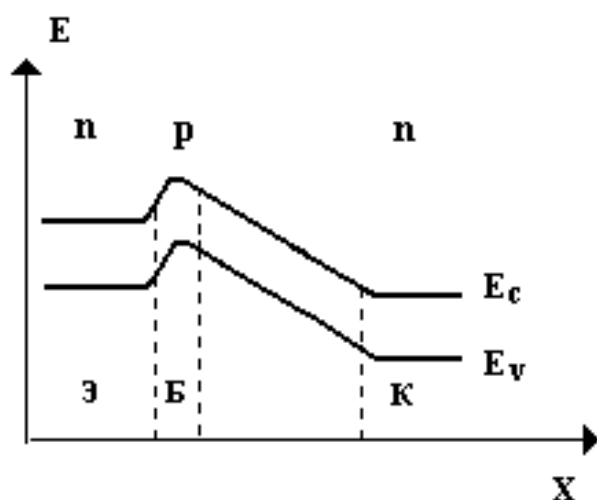
$$t_2 = \frac{d^2}{2D_n} \quad (1.132)$$

бу ердан дрейф ва диффузия вақтилари нисбатини оламиз:

$$\frac{t_1}{t_2} = \frac{2kT}{d} \frac{1}{E} \quad (1.133)$$

Келтирилган муносабатдан кўриниб турибдики, ҳосил қилинган электр майдон мавжудлигида базадаги инжекцияланаётган ток ташувчилар коллекторгача бўлган масофани $2kT/Ed$ марта тезроқ босиб ўтади. Бироқ, транзистор ҳаракат жадаллигини ошириш учун ҳосил қилинган электр майдонидан фойдаланиш физик жиҳатидан чегараланишларга учрайди.

Шунингдек, ҳосил қилинган электр майдон кучланганлигини ошириш учун бевосита база соҳасидаги кинди концентрациясини ошириш керак. Лекин базадаги кинди концентрация-сининг



1.21-расм. Дрейф п-р-п транзисторни энергетик диаграммаси.

ортиши, юқорида айтиб ўтганимиздек эмиттер ўтиш эффектив-лигининг камайишига олиб келади. Бундан ташқари, база соҳаси бошида кинди концентрация градиенти қарама-қарши ишорага эга бўлган $0 < x < a$ соҳа мавжуд (1.19.б расм). Бундан келиб чиққан ҳолда бу соҳада ҳосил қилинган электр майдон базага инъекцияланган электронлар учун тормозловчи майдон ҳисобланади. Киндилар концентрация градиентининг

келгуси ортишида тормозловчи майдон қиймати ортмайди.

Умуман олганда дрейф транзисторларининг ишлаш тезлиги ҳаракат жадаллиги дрейфсиз транзисторлар ишлаш тезлигига қараганда 2-3 тартибда юқори бўлади. п-р-п турли дрейф транзисторларининг энергетик соҳалари диаграммаси 1.21-расмда келтирилган. Дрейф тран-зисторлари параметрлари частотавий боғланишини анализ қилишда, жумладан база соҳаси Ом қаршилиги учун ҳисоблаш муносабатини чиқаришда база солиштирма қаршилигининг бир жинсли эмаслигини бевосита ҳисобга олиш керак. База соҳасидаги ўзгарувчан кучланиш мавжудлиги учун база қаршилиги актив соҳадагидек пассив соҳаларда ҳам турлича бўлади. Ҳақиқатдан ҳам d қалинлик ва S кўндаланг кесими яримўтказгич қатлами қаршилиги бунда қуйидагича ифодаланади: $R = \rho d / S$, ўтказувчанлик тушунчаси $\delta = 1 / \rho = q N \mu_n / d S$ дан фойдаланиб, R қаршилиқни қуйидагича ифодалаймиз.

$$R = \frac{d^2}{q N \mu_n} \quad (1.134)$$

Агар μ ва N қийматлар координата бўйича ўзгарса, яъни $\mu = \mu(x)$ ва $N = N(x)$ бўлса, қаршилиқ ифодаси қуйидаги кўринишни олади.

$$\frac{1}{R} = q \int_0^d \mu(x) N(x) dx \quad (1.135)$$

(1.135) га (1.127) ифодани қўйиб ва ток ташувчилар ҳаракатчанлиги координата бўйича чизикли қонун бўйича ўзгаришини ҳисобга олиб кўрилатган қатламни бутун узунлиги бўйича интеграллашдан сўнг Дрейф транзистори базаси қаршилиги учун ифода олиш мумкин.

1.7. Транзистор параметрларининг температуравий боғлиқлиги

Транзистор параметрларининг температуравий боғлиқлиги ток ташувчилар концентрацияси, ҳаракатчанлик, яшаш вақти ва р-п ўтиш потенциал тўсиғи катталикларининг температура боғлиниш билан аниқланади. Транзистор база соҳаси қаршилиги қиймати дастлабки материал электр ўтказувчанлиги орқали аниқланади. Шунинг учун транзистор базасининг электр ўтказувчанлиги (мисол тариқасида р-п-р турдаги транзистор учун) ток ташувчилар электрон ва коваклар концентрацияси ва уларнинг ҳаракатчанлигига боғлиқ бўлади.

$$\sigma = e n \mu_n + e p \mu_p \quad (1.136)$$

Яримўтказгичлардаги эркин ток ташувчилар концен-трацияси кинди атомлари ва материалнинг асосий атомлари ионизация даражасининг функцияси ҳисобланади. Кинди атомлари ва асосий атомлар ионизацияси билан тушунтириладиган концентрациялар температура боғланишлари турлича бўлади. Шунинг учун электр ўтказувчанликни, ҳаракатчанликни доимий деб ҳисоблаб, қуйидагича ифодалаш мумкин:

$$\sigma = \sigma_0 \exp\left(-\frac{\Delta E_0}{2kT}\right) + \sigma_1 \exp\left(-\frac{\Delta E}{kT}\right) \quad (1.137)$$

Бу ерда σ_0 - асосий атомлар ионизацияси ҳосил қилган ўтказувчанлик σ_1 -киринди марказ атомлари ионизацияси билан тушунтириладиган ҳаракатчанлик ΔE_0 -Яримўтказгич таъқиқланган соҳа кенглиги ΔE -кириндининг ионлашиши энергияси. Ток ташувчилар ҳаракатчанлигининг темпера-туравий боғланишини ҳисоблашда σ_0 ва σ_1 катталиклар температура функциялари бўлади. Ҳаракатчанликнинг температуравий боғланиши сочилиш механизмидан аниқланади. Шунингдек, агар ток ташувчиларнинг сочилиш панжаранинг иссиқлик тебранишларида юз берадиган бўлса, ҳаракатчанликнинг температуравий боғланиши $\mu \approx T^{-3/2}$ қонун билан ифодаланади. Агар сочилиш кинди ионларида юз берса, боғланиш $\mu \approx T^{3/2}$ кўринишида бўлади. Сочилишнинг аралаш механизмларида ҳаракатчанликнинг температуравий боғланиш ҳолати киндининг тури ва концентрациясига боғлиқ бўлган максимумга эришади. Кремний асосида тайёрланган транзисторлар учун база соҳаси қаршилигининг температура боғланиши ҳам юқоридага ўхшаб максимум ҳолатдан ўтади.

База токи узатиш коэффицентининг температуравий боғлиқлиги

База токи узатиш коэффицентини тушунтирувчи ифода (1.50) ни келтириб чиқаришда кўрсатилганки, паст частоталарда узатиш коэффицентини $1-(d/Z_n)^2$ катталиқка пропорционал эди. Ток ташувчилар диффузион узунлиги $Z_n = \sqrt{D_n \tau_n}$ (аниқлик учун электронларники) температурага боғлиқ. Температура ортиши билан ҳаракатчанлик камайиши ҳисобига D_n қ $(kT/q)\mu_n$ катталиқ ҳам камади ва бу ўз навбатида база токи узатиш коэффицентининг камайишига олиб келади.

Коллектор ўтиш токининг температуравий боғланиши

Эмиттердан базага ток ташувчиларнинг инжекцияси юз берганда коллектор ўтиш токи коллекторга етиб борган инжекция ток ташувчилари сони билан аниқланади: $I_k \propto I_e$ қ I_{k0} инжекция йўқлигида ($I_e \propto 0$) коллектор ўтиш токи тескари жойлашган р-п ўтиш иссиқлик токлари билан тушунтирилади. Бу ток коллектор ҳажмий

заряд қатламидаги ток ташувчиларнинг термик генерация тезлигидан аниқланади. Термик генерация натижасида ҳосил бўлган электрон-ковак жуфтлиги, коллектор ўтиши электр майдони таъсирида бири-биридан ажралади. Бунда коваклар коллекторнинг p соҳасига ўтади. Бинобарин, бирлик вақт ичида генерацияланган ток ташувчилар сони $\exp(-E_g / 2kT)$ катталиқка пропорционал экан, термик генерация токи ҳам температуранинг экспоненциал функцияси ҳисобланади.

Бу ҳолатни кейинроқ кўриб чиқамиз. Коллектор ўтишга тескари кучланиш (U_k) берилганда ва эмиттер томонидан инжекция бўлмаган ҳолда коллекторда оқаётган ток қуйидаги тенглама билан ифодаланади:

$$j = q \left(\frac{n_p D_n}{Z_n} + \frac{p_n D_p}{Z_p} \right) \left(\exp \frac{-qU_k}{kT} - 1 \right) \quad (1.138)$$

Коллекторга 5-7 вольтдан юқори кучланиш берилганда экспонента қатнашган қисмни кичик бўлгани учун ташлаб юбориш мумкин. (1.38) да қатнашган электрон ва коваклар концентрациялари учун қуйидагича ифода ёзиш мумкин:

$$n_p = N_c \exp\left(-\frac{E_g}{kT}\right) \quad p_n = N_v \exp\left(\frac{E_g}{kT}\right) \quad (1.139)$$

Бу ерда N_c и N_v -ўтказувчанлик ва валент соҳалардаги эффектив ҳолатлар зичлиги, E_g –фойдаланилаётган ярим-ўтказгич тақиқланган соҳаси кенглиги. (1.139) га (1.138) ни қўйиб, коллектор ўтиш тескари токининг температуравий боғланиш учун ифода оламиз:

$$j = q \left(\frac{N_c D_n}{Z_n} + \frac{N_v D_p}{Z_p} \right) \exp\left(-\frac{E_g}{kT}\right) \quad (1.140)$$

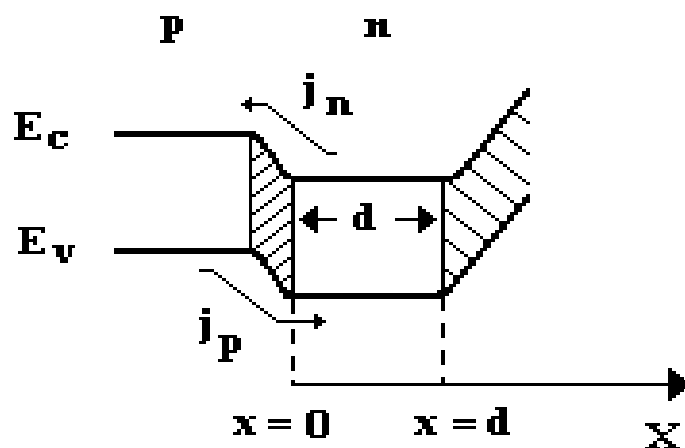
ёки қуйидаги кўриниш:

$$j = F(T) \exp\left(-\frac{E_g}{kT}\right) \quad (1.141)$$

Бу ифодада $F(T)$ функцияни экспоненциал қисмига солиштириш бўйича ташлаб юбориш мумкин. Бундай яқинлашишда коллектор токи температуранинг экспоненциал функцияси ҳисобланади.

Эмиттер ва коллектор ўтиш сиғимларининг температуравий боғлиқлиги

Ўтишга қўйилган кучланиш диффузион потенциалга тенг бўлган ҳолатларда ўтиш сиғми температурага боғлиқ бўлади. Чунки транзистор эмиттер ўтишига нисбатан тўғри кичик кучланиш берилади, бу ҳолда эмиттер ўтишининг диффузион сиғими температурага етарлича кучли боғланган бўлади. Бу боғланишни кўриб чиқамиз. Эмиттер ўтишга тўғри кучланиш берилганда ундан тўғри ток оқади (1.22- расм).



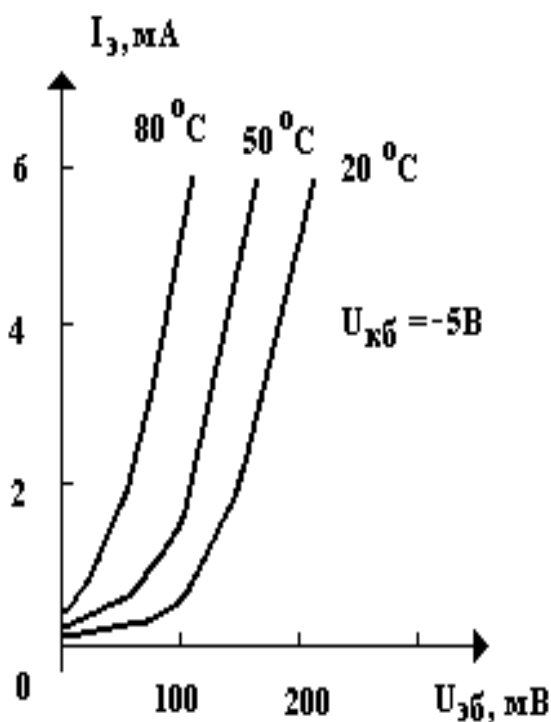
1.22-расм. Р-п ўтиш орқали оқаётган тўғри токни ташкил этувчиси.

Бу ток ковакларнинг p дан n соҳага инжекцияси орқали тушинтирилади. Бирдан p^k - n ўтиш ҳолидан ковак токи электрон токидан бир қанча ортиқ бўлади. n -соҳага инжекцияланаётган коваклар ҳосил қилган зарядни транзистор базасидаги коваклар концентрацияси фарқи $p(x) - p_n$ орқали (1.85) формула ёрдамида

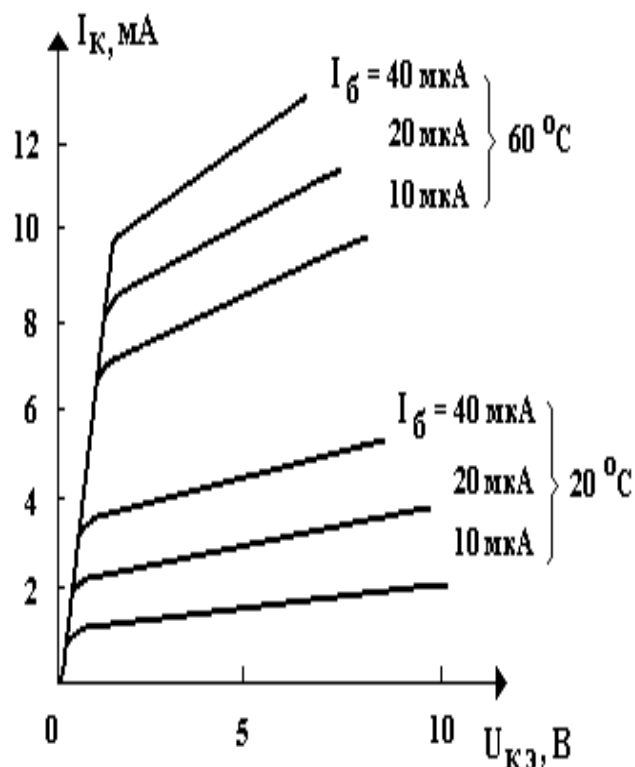
ифодалаш мумкин. (1.86-1.97) ифодалардан фойдаланиб қуйидагини олишимиз мумкин:

$$C_{\text{диф}} = \frac{q}{kT} I_p \tau_p \quad (1.142)$$

Келтирилган муносабатдан кўриниб турибдики, эмиттернинг ўтиш диффузион сиғими тўғри тоққа, асосий бўлмаган ток ташувчилар яшаш вақтига тўғри пропорционал ва ўтиш температурасига тескари пропорционал. Кўрилган боғланишлардан кўриниб турибдики, транзистор статик характеристикалари температура ўзгариши билан ўзгаради. Мисол тариқасида 1.23-расмда кам қувватли, паст частотали транзисторнинг турли температураларда олинган кириш характеристикалари келтирилган. Расмдан кўриниб турибдики, эмиттер ўтишдаги бир хил ва тўғри кучланишда, ўтишдан оқаётган ток температура кўтарилиши билан ортади. 1.24-расмда УЭ ли схеманинг чиқиш характер-



1.23-расм. Паст қувватли транзистор кириш характеристикалар-ининг температуравий боғланиши.



1.24-расм. Транзистор чиқиш характеристикаларининг температуравий боғланиши.

истикалари келтирилган. Кўриниб турибдики, доимий база токида ва транзистор электродларининг ўзгармас кучланишларида температура кўтарилиши билан коллектор токи кескин ўзгаради. Айтиб ўтиш керакки, биполяр транзисторларнинг база ва эмиттер орасидаги кучланиш доимий бўлгандаги чиқиш характеристикалари температурага етарлича кам боғланган бўлади.

1.8. Транзистор параметрларининг ташқи кучланишга боғлиқлиги

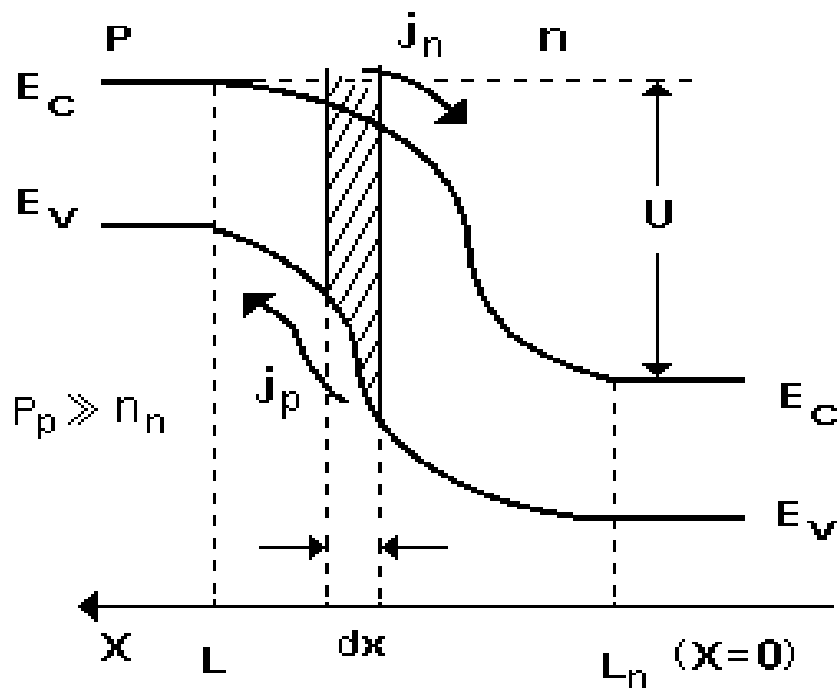
Транзистор ўтишларига қўйилган ташқи кучланиш ўзгарганда амалда деярли унинг ҳамма параметрлари ва характеристикалари

ўзгаради. Бу ўзгаришлар сабабини кўриб чиқамиз. База-эмиттер ўтишига қўйилган тўғри кучланишнинг ортишида эмиттер тўғри токи ҳам ортади. Эмиттер токининг ортиши ўз навбатида базанинг ток узатиш коэффициентини ўзгаришига олиб келади. Ҳақиқатан ҳам, базанинг ток узатиш коэффициенти β коллектор ва эмиттер ковак токлари нисбатидан аниқланади. Транзистор базасида кучсиз электр майдон мавжудлигида электронларнинг база орқали ўтиш тезлиги ортади (n-p-n турли транзисторлар учун). Бу рекомбинация эҳтимолилигини камайишига ва β ни ортишига олиб келади. (1.50) ифодадан кўриниб турибдики, β катталиқ база соҳаси кенглиги камайиши билан ортар экан. Коллектор кучланиши ортишида коллекторнинг ҳажмий заряд соҳаси кенгаяди. Бундай кенгайиш асосан база соҳасида юз беради, чунки базанинг солиштирма қаршилиги коллектор солиштирма қаршилигидан катта бўлади. Шундай қилиб, коллектор кучланиши ортиши билан база соҳаси кенглиги камаяди. Бу эса базанинг ток узатиш коэффициентни ортишига сабаб бўлади.

Эмиттер қаршилиги транзисторнинг кириш вольт-ампер характеристикасидан аниқланади. Ҳақиқатан ҳам, эмиттер токи эмиттер ўтишга қўйилган кучланиш катталигига қуйидаги муносабат орқали боғланган:

$$J_e = \left(\frac{qD_n n}{L_n} + \frac{qD_p p}{L_p} \right) \left(\exp \frac{qU_e}{kT} - 1 \right) \quad (1.143)$$

бу ерда, коллектор ўтишидаги кучланиш нолга тенг деб қабул қилинган. (1.143) ни дифференциаллаб, эмиттер ўтишнинг дифференциал қаршилигини топамиз:



1.25-расм. Р-п ўтишнинг энергетик диаграммаси.

$$r_s = \frac{dU_s}{dJ_s} = \frac{kT}{q} \frac{1}{J_s + J_0} \quad (1.144)$$

бу ердаги,

$$J_0 = \left(\frac{qD_n n}{L_n} + \frac{qD_p p}{L_p} \right) \quad (1.145)$$

катталиқ эмиттер ўтишнинг тесқари тоқини ифодалайди. Олинган ифодадан кўриниб турибдики, эмиттер ўтиш қаршилиғи эмиттер тоқини ортиши билан гиперболик қонун бўйича камаяди.

1.9. Транзисторларнинг тешилиши

Р-п ўтишга берилган тескари кучланишнинг ортишида р-п ўтиш соҳасидаги электр майдон кучланганлиги ортади. Бунда яримўтказгичдаги заряд ташувчилар электр майдонидаги кучлар таъсирида қўшимча қувватга эга бўладилар. Агар р-п ўтиш ҳажмий заряд соҳасининг кенглиги d эркин югуриш йўли узунлиги l дан катта бўлса ($d \gg l$) у ҳолда заряд ташувчилар тўқнашиш кетма-кетлиги орасидаги эркин югуриш йўли давомида кристалл панжара атомларини ионлаштириш ва валентлик боғланишларини узиш учун етарли бўлган кинетик энергияга эга бўладилар. Бундай ионлашда, заряд ташувчиларнинг янгидан ҳосил қилинган жуфтлиги (электрон ва ковак), кучли электр майдонида тезлашган ҳолда кейинги ионлашиш жараёнида ўзи иштирок эта бошлайди. Бу эркин заряд ташувчилар сонининг ўсишига олиб келади ва натижада р-п ўтиш орқали оқиб ўтаётган токнинг кўпайишига сабаб бўлади. Заряд ташувчиларнинг кўчкисимон кўпайиши билан боғлиқ равишда р-п ўтишдаги тескари токнинг бирдан кўпайиши р-п ўтишнинг кўчкисимон тешилиши деб ном олган. Коллектор ўтишнинг кўчкисимон тешилиши транзисторни ишдан чиқишига асосий сабабдир.

Яримўтказгичли модда тешилиш параметрлари ва тешилиш кучланиши катталиги орасида боғланишни белгилаб чиқамиз. Бунинг учун (1.25-расм) тешилишга мутаносиб бўлган тескари кучланиш берилган p - n ўтишга симметрик бўлмаган энергетик соҳа диаграммасини кўриб чиқамиз. Бу ерда x n соҳанинг ҳажмий заряди қатлами чегарасидан ҳисобланади. $p_p \gg n_n$ шарти бажарилганда, ҳажмий заряд фақатгина n соҳасига тарқалади ва иссиқлик генерацияси фақат мазкур соҳада юз беради, деб ҳисоблаш мумкин, яъни бунда n соҳа чегарасидаги ковак токи $x \ll 0$ бўлганда $j_p(0) \ll j_s$ бўлади.

j_s - n -электр нейтраллик соҳаси томонидан n соҳасига киритиладиган коваклар токидир, j_n электрон токини эса (p -соҳаси чегарасидаги) $x \ll h$ да нолга тенг деб ҳисоблаш мумкин бўлади. Катта кучланишларда р-п ўтишда жуфтликлар генерациялари юз беради ва бунда j_n электрон токи ҳам, j_p ковак токи ҳам оқиб ўтади. Мазкур токни ҳисоблаб чиқамиз. Кўриб чиқиладиган р-п ўтишнинг n соҳасида dx қалинликдаги қатламни ажратиб оламиз. Ушбу қатламнинг сирт бирлигидан 1 сек давомида n электронлар ва p коваклар ўтадилар

$$n \propto \frac{j_n}{e\mu_n E}; \quad p \propto \frac{j_p}{e\mu_p E}$$

бу ерда μ_n , μ_p мос ҳолдаги электронлар ва коваклар ҳаракатчанлиги: E-электр майдони кучланиши. Ушбу заряд ташувчиларнинг ҳар бири αdx жуфтликни генерациялайди. Генерацияланган заряд ташувчилар жуфтлигининг умумий сонини қуйидагича ёзиш мумкин:

$$gdx = \left(\frac{j_n}{e\mu_n E} + \frac{j_p}{e\mu_p E} \right) \alpha dx = \frac{\alpha j}{e\mu E} dx \quad (1.146)$$

Бу ерда α ионлашиш тезлигидир, яъни электронлар (ёки коваклар) концентрациясининг узунлик бирлигига нисбатан кўпайиши:

$$\alpha = \frac{1}{n} \frac{dn}{dx} \quad \alpha_p = \frac{1}{p} \frac{dp}{dx} \quad (1.147)$$

μ_n , μ_p мос ҳолдаги электронлар ва коваклар ҳаракатчанлиги, E-ўтиш соҳасидаги электр майдонининг кучланганлиги (1.146) муносабат чиқарилаётганда $\mu_n = \mu_p$ ва $J = J_n + J_p$ деб қабул қилинган. Энди маълум бўлган узлуксизлик тенгламасидан фойдаланамиз, бунда узлуксизлик тенгламасини ковакларга нисбатан ишлатамиз, чунки p-n ўтишнинг n соҳаси кўриб чиқилмоқда, бунда эса коваклар асосий ток ташувчилар ҳисобланмайдилар.

$$\frac{dp}{dt} = g + \frac{1}{e} \frac{\partial j_p}{\partial x} - \frac{p - p_0}{\tau_p} \quad (1.148)$$

Ушбу тенгламага биноан, $\frac{dp}{dt} = 0$ стационар ҳолатда, $\frac{p - p_0}{\tau_p} = 0$

рекомбинацияси йўқ бўлган ҳолда, dx қатламдаги токнинг ўсиши ушбу қатламдаги генерацияланган жуфтликлар сонига пропорционалдир:

$$\frac{\partial j_n}{\partial x} = -\frac{\partial j_p}{\partial x} = -eg \quad (1.149)$$

ёки (1.146) муносабатни ҳисобга олган ҳолда: $g = \frac{\alpha j}{e\mu E}$, бўлгани учун, dx участкасидаги токнинг ўзгаришининг кўрсатувчи ифодага эга бўламиз:

$$\frac{\partial j_p}{\partial x} = \frac{\alpha j}{e\mu E} \quad (1.150)$$

Бунда j_p ковак токи n соҳасидан узоқлашган сари ортиб боради. Электронлар токи эса аксинча унга яқинлашган сари ортиб боради. Тўлиқ ток бунда доимийлигича қолади. (1.150) ни n соҳанинг қалинлиги бўйича интеграллаган ҳолда қуйидаги формулага эга бўламиз:

$$j_p(x) = j_s + \frac{j}{e\mu E} \int_0^x \alpha dx \quad (1.151)$$

Бу ерда j_s -интеграллаш доимийси. Ушбу доимийнинг физик қиймати x қ 0 даги электр нейтраллик соҳасидан n соҳасига ўтадиган коваклар токининг бошланғич қийматидир. x қ L бўлган ҳолда эса токнинг ковак ташкил этувчиси тўлиқ токка тенг: $j_p(L) = j$, бунда (1.151) тенгламани қуйидагича ёзиш мумкин бўлади:

$$j(1 - \frac{1}{e\mu E} \int_0^L \alpha dx) = j_s \quad (1.152)$$

Битта кирувчи ковак заряд ташувчиларнинг нечта жуфтлигини ҳосил қилинишини кўрсатадиган ва қуйидаги кўринишга эга бўлган M кўпайиш коэффиценти тушунчасидан фойдаланган ҳолда.

$$M \propto \frac{j}{j_s}$$

(1.152) муносабатини шундай ёзишимиз мумкин:

$$1 - \frac{1}{M} = \frac{1}{e\mu E} \int_0^L \alpha dx \quad (1.153)$$

Кучли электр майдонларида ҳар бир ковак бир жуфтликни генерация қилади, ушбу жуфтликдаги ҳар бир электрон эса янги жуфтликни ҳосил қилади ва р-п ўтиш орқали оқиб ўтаётган ток чексиз равишда ортади, яъни $M \rightarrow \infty$ бўлган ҳолда тешилиши юз беради. (1.153) дан кўринишича, $M \propto \infty$ тешилишнинг шарти бўлар экан.

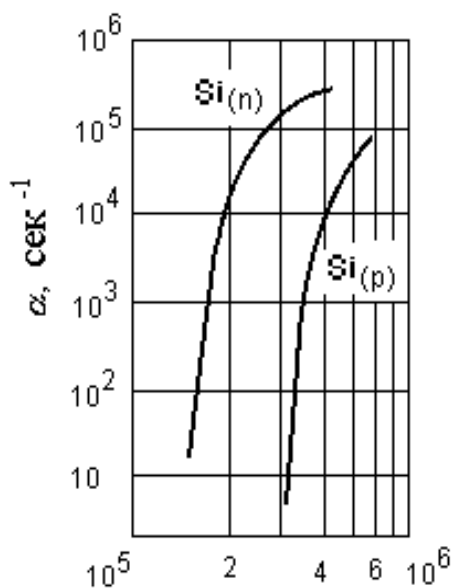
$$1 = \frac{1}{e\mu E} \int_0^L \alpha dx \quad (1.154)$$

Ушбу (1.166) тенглама "Кўчкисимон тешилиш тенграмаси" номини олган, ва бу тенгламага кирувчи L катталиқ р-п ўтишнинг р ва п соҳалардаги заряд ташувчилар концентрациясига ва берилган кучланиш катталигига боғлиқдир.

$$L = \sqrt{\frac{2\varepsilon_0 u(n+p)}{enp}} \quad (1.155)$$

бу ерда ε -яримўтказгич материалынинг диэлектрик сингдирувчанлигидир, ε_0 - $8,85 \cdot 10^{-12}$ Ф/м га тенг бўлган электр доимийси, e - $1,62 \cdot 10^{-19}$ Кл га тенг бўлган электроннинг заряди E қ $E(U)$ - U кучланиши берилган. р-п ўтишдаги электр майдони кучланишини катталиги боғланишдан, ўтишнинг р ва п соҳаларида Заряд ташувчиларнинг концентрацияси ҳақидаги тажрибавий маълумотлардан фойдаланган ҳолда ва (1.155) ифодаси ёрдамида (1.154) кўчкисимон тешилиш тенграмасини ечиш мумкин. Бу эса берилган кучланиш ва яримўтказгич параметрларининг қийматлари орасидаги аналитик боғланишларни аниқлаш имкониятини беради.

$\alpha = \alpha(E)$ катталиқ электр майдон кучланганлигининг функцияси ҳисобланади. Ионлашиш тезлиги қуйдаги умумий ифода билан тавсифланади: $\alpha = \alpha(E) = \alpha_n(E) + \alpha_p(E)$, бироқ деярли барча вазиятларда



1.26-расм. а параметрнинг майдон боғланишлари.

$\alpha_n(E) = \alpha_p(E)$ деб қабул қили-нади.

Е,В/см Si даги электр-онлар ва коваклар учун $\alpha(E)$ боғланишлар (1.26 расмда) кўрсатилган. Кўчкисмонли тешилишининг бошланғич қисмида барча ток қисқа муддатли импульслар (улар турлича узунликга ва чуқурликларга эга) билан ўтади. Бу микроплазмали тешил-ишидир. Микроплазмали кўч-кисмонли тешилиши ўтиш-даги дислокациялар соҳасида пайдо бўлади. Дислокация-ларнинг

мавжуд бўлиши зарядлар тўпланиши учун асос бўлади. Бунинг натижа-сида электр майдон кучлан-ганлигининг

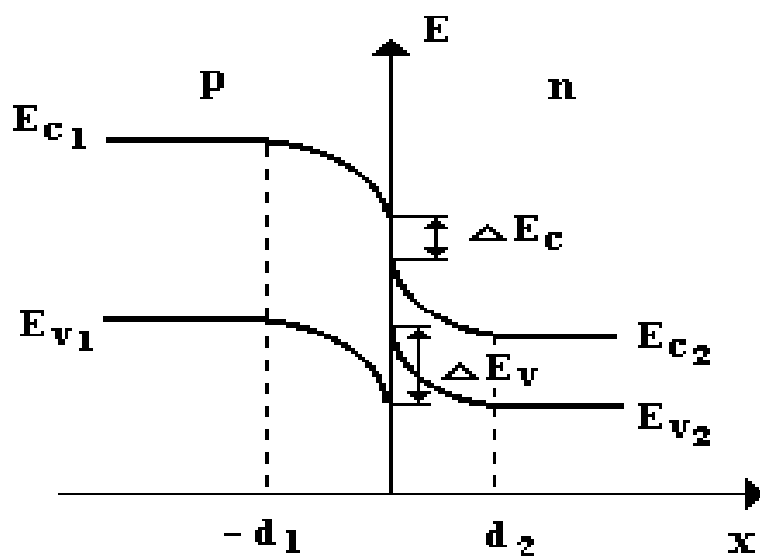
нўқтавий ўсиши юз беради ва кўчки бу ерда р-п ўтишнинг бошқа қисмларидагидек аввалроқ пайдо бўлади. Шунини таъкидлаш зарурки, р-п ўтиш соҳаси ҳеч қандай дислокацияларга эга бўлмаса ҳам, кўчкисмонли тешилиши яримўтказгич қалинлиги статистик флуктуациясига кўра нобиржинс бўлиши мумкин.

1.10. Гетроўтишли транзисторлар

Биполяр транзистор ишлашини таҳлил қилишда биз иккита бир хил яримўтказгич контактидан ҳосил бўлган ёки икки томонига турли киринди киритилган битта монокристалдан тайёрланган р-п ўтишни кўриб чикдик.

р ва п соҳалар чегарасининг икки томони бўйлаб ҳам таъқиқланган соҳа бир хил кристалл панжарага эга бўлган бундай ўтиш-гомоўтиш дейилади. Агар р-п ўтиш икки хил турли яримўтказгич контактидан ҳосил бўлган бўлса, у ҳолда р ва п соҳалар чегарасининг иккала томони бўйлаб таъқиқланган соҳа кенглиги турлича бўлган яримўтказгич ҳосил бўлади. Бундай ўтиш-гетероўтиш дейилади.

Гетероўтишлар CdTe-CdSe , Ge-GaAs , $\text{GaAs-GaAs}_x\text{P}_{x-1}$ каби яримўтказгичли бирикмалардан фойдаланиб тайёрлаш мумкин. Киридиларнинг турли ва концентрация даражасига боғлиқ равишда иккала яримўтказгич ҳам бир хил ўтказувчанлик турига (изотроп гетероўтишлар) ёки турли хил ўтказувчанлик турига (анизотроп гетероўтишлар) эга бўлиши мумкин. Мисол учун 1.27-расмдаги кенг соҳали p-тур яримўтказгич контактида ҳосил бўлган анизотроп гетероўтишнинг энергетик соҳалар диаграммаси кел-тирилган. Расмдан кўриниб турибдики, бундай ярим-ўтказгич контактидаги p ва n соҳалар чегарасида контактланаётган яримўтказгичларнинг турлича таъқиқ-ланган соҳа кенгликлари билан боғлиқ, ўтказувчанлик соҳасида ΔE_c ва валент соҳада ΔE_v узилишлар ҳосил бўлади. Ҳосил бўлган ҳар бир энергетик узилишларнинг қийматини контакт чегарасидаги электр индукция вектори нормал ташкил этувчисининг узлуксизлик шартидан топиш мумкин.



1.27-расм. P-турли кенг соҳали анизотроп гетероўтиш энергетик соҳалар диаграммаси.

Фараз қиламизки, яримўтказгичлар мос равишда p_0 ва p_0 донор акцептор киринди концентрациясига эга бўлсин. Бу киридилар хона

температурасида тўла ионлашган бўлсин. Гетероўтиш шаклланишида иккала яримўтказгичда ҳам камбағаллашган ҳажмий заряд соҳаси ҳосил бўлади. Р ва п соҳалардаги электрон коваклар потенциал энергиясини ҳисоблаш учун Пуассон тенгламаси ечимидан фойдаланиш мумкин. Гетероўтишда иккала яримўтказгич диэлектрик сингдирувчанликлари турлича эканлигини ҳисобга олиб, р соҳа учун :

$$\varphi_1(x) = \varphi_{01} + \frac{q^2 p_0}{2\varepsilon_1 \varepsilon_0} (x + d_1)^2 \quad (1.156)$$

ва п соҳа учун

$$\varphi_2(x) = \varphi_{02} - \frac{q^2 n_0}{2\varepsilon_2 \varepsilon_0} (x - d_2)^2 \quad (1.157)$$

ифодани оламиз. Бу ерда φ_{01} ва φ_{02} -потенциалларнинг x қ - d_1 ва x қ d_2 даги қийматлари (1.27 расм).

$$\varepsilon_1 \frac{d\varphi_1}{dx} = \varepsilon_2 \frac{d\varphi_2}{dx} \quad (1.158)$$

(1.156) ва (1.157) ни (1.158) га қўйиб қуйидагини топамиз:

$$\frac{d_1}{d_2} = \frac{n_0}{p_0} \quad (1.159)$$

Кейин $x \leq 0$ яъни, потенциалнинг чегарадаги қийматини кўраётганимизни ҳисобга олиб, ушбу ифодаларга эга бўламиз.

$$\varphi_1(0) - \varphi_{01} = \frac{q^2 p_0}{2\varepsilon_1 \varepsilon_0} d_1^2 \quad (1.160)$$

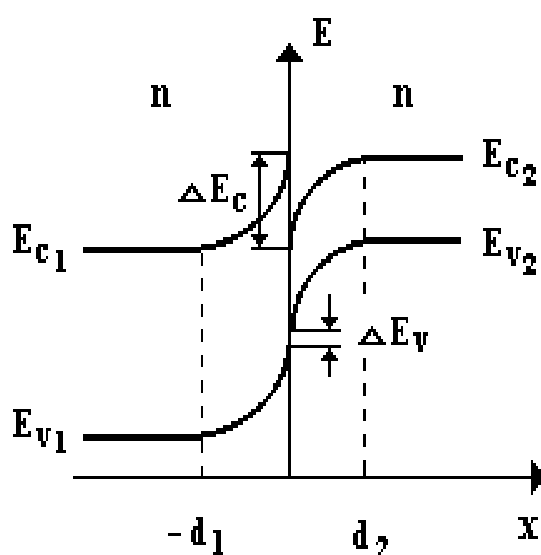
$$\varphi_{02} - \varphi_2(0) = \frac{q^2 n_0}{2\varepsilon_2 \varepsilon_0} d_2^2 \quad (1.161)$$

(1.160) ва (1.161) ларни (1.159) га қўйиб, гетероўтиш р ва n соҳалари чегарасидаги ток ташувчилар потенциал энергиялари нисбатини ва потенциал тўсиқнинг тўла баландлигини топамиз.

$$\frac{\Phi_{01}}{\Phi_{02}} = \frac{n_0 \varepsilon_2}{p_0 \varepsilon_1} \quad (1.162)$$

Олинган муносабатлар потенциаллар тақсимланишини, энергия соҳалари эгилишини ва гетероўтишнинг иккала яримўтказгичдаги ҳажмий заряд қатлами қалинлигини аниқлаб беради.

$$\Phi = \frac{q^2}{2\varepsilon_0} \left(\frac{n_0 d_2^2}{\varepsilon_2} + \frac{p_0 d_1^2}{\varepsilon_1} \right) \quad (1.163)$$

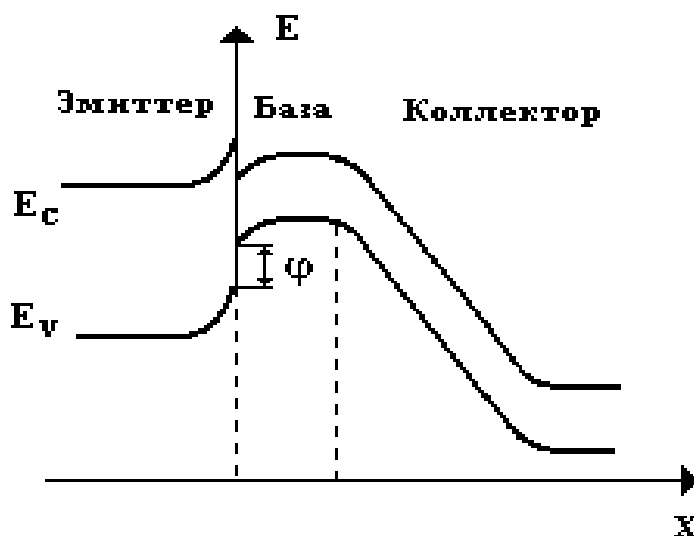


1.28-расм. Изотроп n–p–n гетероўтишнинг энергетик зоналар диаграммаси.

1.28 расмда n–тур ўтказувчанликка эга бўлган кенг соҳали ва юпқа соҳали ярим- ўтказгичлар контактида ҳосил бўлган изотроп гетеро-ўтишнинг энергетик соҳалар диаграммаси кўрсатилган. Ҳар бир яримўтказгичнинг ҳажмий заряд соҳа-сидаги потенциал тақсимоти ва энергетик соҳа узилиши катталиги анизотроп гетероўтишдаги каби топилади. Ани-зотроп гетероўтишлар транзистор тайёрлашда кўп ишлатилади. Бу қуйидагича тушунтирилади. Оддий

гетероўтишга тўғри силжиши кучланиши берилганда асосий бўлмаган заряд ташувчилар инжекцияси ўтишнинг иккала соҳасида ҳам юз беради. Шундай қилиб, электронлар n соҳадан p соҳага ва коваклар р дан n соҳага инжекцияланади. Бироқ, транзистор ишлаши учун фақат бир турли ток ташувчилар инжекцияси асосий рол ўйнайди. Бир

томонлама инжекцияга эга бўлиш учун транзистор эмиттер ўтиш база соҳага нисбатан етарлича кучлироқ легирланган бўлиши керак. Лекин бунда коллектор ўтишдаги тескари кучланишнинг ортиши кучсиз легирланган база соҳаси ҳажмий заряд қатламининг кенгайишига, коллектор ва эмиттер кучланишлари орасидаги манфий тескари боғланишни ортишига олиб келади. Бу эффектларни гетероўтишли транзистор конструкциясида йўқ қилиш мумкин. n-p-n турли эмиттер гетероўтишли тран-зисторнинг энергетик соҳалар диаграммаси 1.29-расмда келтирилган.



1.29-расм. N-p-n турли эмиттер гетероўтишли транзисторнинг энергетик соҳалар диаграммаси.

Бу ерда эмиттер сифатида таъқиқланган соҳа кенглиги база яримўтказгичи (p-GaAs) ва коллектор яримўтказгичи (n- GaAs) лардагига нисбатан кенгрок бўлган яримўтказгич (n- $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$) дан фойдаланилади. Бундай ўтишда эмиттер электронлари учун потенциал тўсиқ база коваклари учун потенциал тўсиқдан сезиларли даражада кам бўлади. Бунинг натижасида эмиттер ўтишга тўғри силжиш кучланиш берилганда фақат эмиттердан базага электронлар инжекциясигина юз беради. Бу вақтда база соҳаси коваклари қўшимча потенциал тўсиқларни енгиб ўта олмайдилар.

1.11 Бир ўтишли транзисторлар

Бир ўтишли транзистор ёки бошқача айтганда икки базали диод ўртасида р-п ўтиш жойлашган ва икки томонга Ом контакти қилинган яримўтказгич пластинкасида ташкил топган бундай транзисторнинг соддароқ структураси 1.30-расмда кўрсатилган. Бу ерда δ_1 ва δ_2 п-тур ўтказувчанли яримўтказгичлар Ом контаклари, p^k -п соҳага қўйилган тўғриловчи контакт, яъни тўғри йўналишда уланган бошқарувчи р-п ўтиши R_3 ва R_6 эмиттер ва база нагрузка қаршиликлари. Агар бир ўтишли транзистор базаларига U_6 кучланиш қўйсак, у ҳолда кристаллнинг базалар орасида жойлашган соҳаси бўйлаб I_3 ток оқади. Бу ток кристаллнинг Ом контактидаги кучланиш тушувини ҳосил қилади. (δ_1) база ва (δ_2) эмиттер орасидаги U_1 кучланиш тушуви транзис-торнинг d_1 ва d_2 геометрик ўлчамлари орқали ифодаланиши мумкин (1.30 расм).

$$U_1 \propto U_6 d_1 / (d_1 k d_2) \quad (1.164)$$

Бунда бошқарувчи р-п ўтишдаги U_2 кучланиш қуйидагича бўлади:

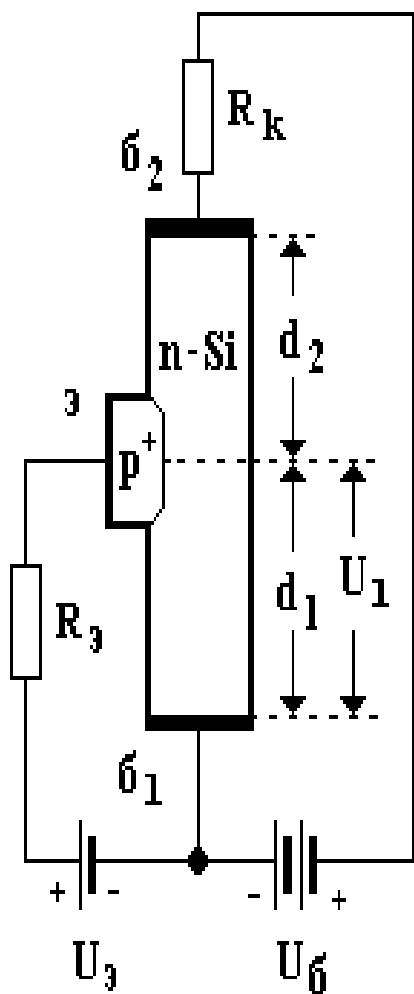
$$U_2 \propto U_3 - U_1 \quad (1.165)$$

(1.165) ифодадан кўриниб турибдики, $U_3 - U_1 < 0$ шарт бажарилганда бошқарувчи ўт-ишдаги кучланиш нолдан кичик ва ўтиш тескари йўналишли бўлиб, ундан кичик тескари ток оқади. $U_3 \propto U_1$ шартда эса р-п

ўтишдаги кучланиш нолга тенг. Агар $U_3 > U_1$ бўлса бошқарувчи р-п ўтиш ўғри йўналишда жойлашади ва ундан тўғри ток ўтади. Бу ток асосан эмиттернинг p^k соҳасидан базанинг п соҳасига йўналган коваклар оқими билан тушунтирилади. U_6 кучланиш

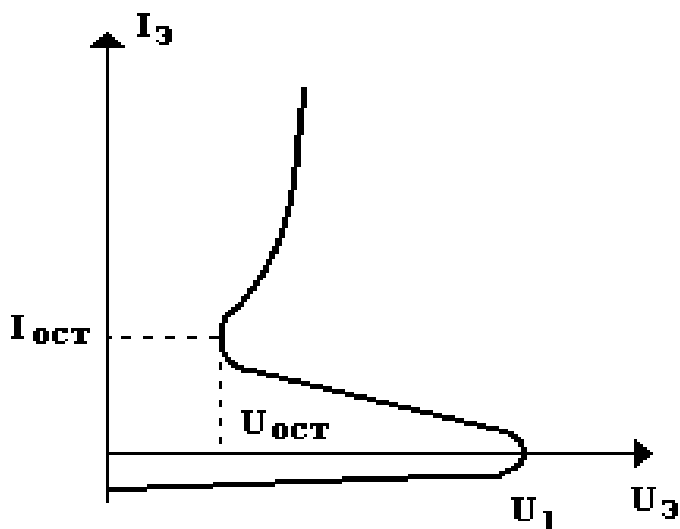
ҳосил қилган электр майдон таъсирида базага инжекция-ланаётган коваклар базанинг пастки қисмига силжийди

(1.30 расм). Базанинг ушбу соҳасидаги коваклар концен-трациясининг



ортиши унинг қаршилигини ва кучланиш тушуви U_1 ни камайишига олиб келади. Чунки бунда U_3 кучланиш ўзгармайди, у ҳолда U_1 кучланишнинг камайиши бошқарувчи p-n ўтишга қўйилган U_2 кучланишнинг ортишига олиб келади. U_2 нинг ортиши эса потенциал тўсиқнинг янаям камайишига, ток ташувчилар инжекцияси ортишига ва p-n ўтиш орқали оқаяётган токнинг кескин ортишига олиб келади.

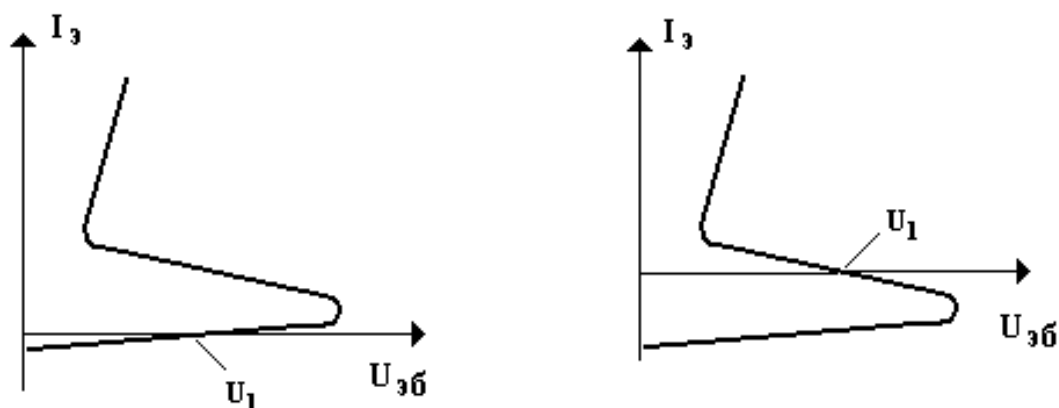
Идеал бир ўлчамли транзисторнинг кириш характеристикаси 1.31 расмда келтирилган.



1.31-расм. Идеал бир ўтишли транзистор кириш характеристикаси.

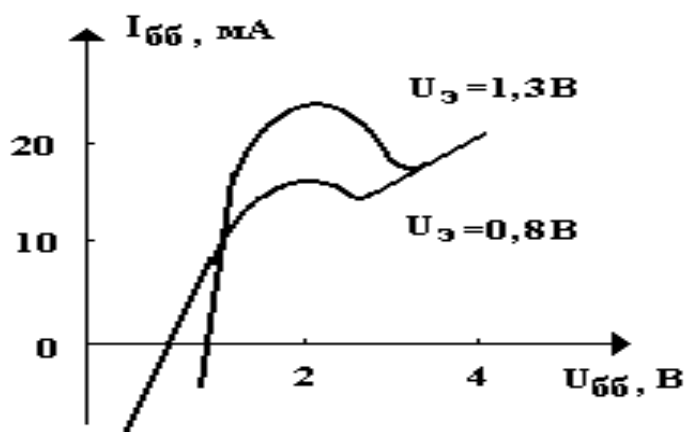
Бу ерда U_1 -транзисторни ёпиқ ҳолатдан очик ҳолатга ўтказувчи улаш кучланиши, $I_{\text{кол}}$ ва $U_{\text{кол}}$ очик ҳолдаги ток ва кучланишнинг қолдиқ қиймати. Келтирилган расмдан кўриниб турибдики бир ўтишли транзисторнинг кириш характеристикаси S-тур характеристикаларига мос келар экан. Реал бир ўтишли транзисторларнинг кириш вольт-ампер характеристикаси идеал транзистордагидан фарқ қилиши мумкин. Бу фарқ асосан улаш токининг мусбат ёки манфий қиймат соҳасига силжишига боғлиқ. Бундай улаш токининг мусбат томонга силжишига одатда эмиттер ўтишнинг сизиш токи сабаб бўлади. Ҳақиқатан ҳам, бир ўтказгичли транзистор эмиттер токи инжекцион ва сизиш токлари йиғиндисидан иборат. Бу ток базага инжек-цияланаётган ток ташувчиларга боғлиқ эмас умумий эмиттер токининг етарлича юқори қийматига қарамасдан транзистор уланмайди. Тўла эмиттер токининг инжекцион токи сизиш токига қарағанда кучлироқ ортади, базадаги ток

ташувчилар сони ортади, база қаршилиги эса камаяди. Токнинг кўчкисимон ортиши ва транзистор уланиши бошланади.



1.32-расм. Реал бир ўтишли транзисторлар кириш вольтампер характеристикалари.

Улаш токининг манфий қийматга силжиши база эмиттер ўтишидаги тескари кучланишда базадан эмиттерга ток ташувчилар экстракцияси мавжудлиги орқали тушунтирилади. Реал бир ўтишли транзистор учун кириш вольт-ампер характеристикалари 1.32 расмда келтирилган. Бир ўтишли транзисторнинг чиқиш ёки базалараро вольт-ампер характеристикалари 1.33 расмда келтирилган.



1.33-расм. Бир ўтишли транзисторнинг базалараро вольт-ампер характеристикалари.

Келтирилган расмдан кўриниб турибдики, U_3 доимий кучланишда характеристикалар пастирувчи соҳага эга бўлади, яъни улар N_p турли

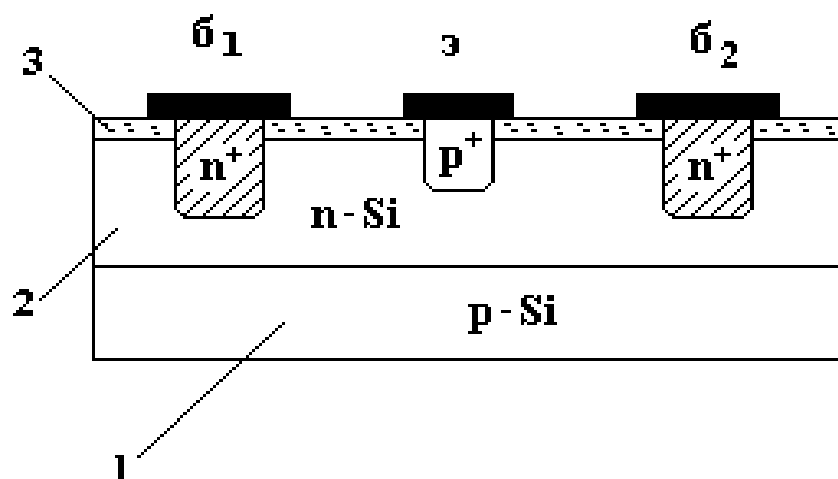
характеристикага тааллуқли бўладилар. Бундай соҳанинг, яъни манфий дифференциал ўтказувчанлик соҳасининг мавжудлиги қуйидагича тушунтирилади. Эмиттер p-n ўтишга U_3 тўғри кучланиш берилганда ва $U_3 > U_1$ шарт бажарилганида (U_1 -транзистор базасининг пастки соҳасидаги кучланиш тушуви) ўтиш тўғри йўналишда жойлашган ва базага ток ташувчиларни инжекциялайди. Транзистор базалари орасига қўйилган кучланиш ортиши билан U_1 ҳам ортади. U_1 нинг ортиши ўз навбатида p-n ўтишдаги кучланишнинг ва инжекциянинг камайишига олиб келади. Бу база соҳаси қаршилиги ортганлигидан ва $I_{бб}$ ток $U_{бб}$ кучланиш ортиши билан секинлашишидан далолат беради. Вольт-ампер характеристикасининг $I_{бб}$ токнинг максимал қийматига мос нуқтасида (U_3 нинг ихтиёрий қийматларида) базанинг пастки соҳасидаги U_1 кучланиш тушуви эмиттер ўтишига қўйилган U_1 кучланишга тенг бўлади. Бу эса, (1.165) дан келиб чиққан ҳолда шуни англатадики, ўтиш нол кучланишлар остида бўлиб қолар экан, нол кучланишда ток ташувчилар инжекцияси тўхтайди ва база қаршилиги кескин ортиб кетади. База қаршилигининг ортиши база токининг камайишига олиб келади. Бу эса, вольт-ампер характеристикасида токнинг пасайиб кетиши кўринишида намоён бўлади. Базалараро кучланиш $U_{бб}$ нинг келгуси ортишида $I_{бб}$ ток чизикли қонун бўйича ортади.

Таъкидлаб ўтиш керакки, бир ўтишли транзисторлар 10^6 Гц дан юқори бўлмаган частоталарда ишлайдиган паст частотали асбоб ҳисобланади. Намуна сифатида 2-жадвалда айрим бир ўтишли транзисторларнинг асосий параметрлари келтирилган.

2-жадвал

Тури	Аналог	P max,(Вт)	U _{бб} , (В)	I _э , (А)	U _{қол} . (В)
КТ132А	2N2646	0,3	35	2	0,9 - 2,5
КТ132Б	2N2647	0,3	35	2	1,1 - 3,4
КТ133А	2N4870	0,3	35	1,5	0,7 - 2,5
КТ133Б	2N4871	0,3	35	1,5	0,9 - 2,3

1.35-расмда бир ўтишли транзисторнинг планар структураси келтирилган. Бундай структурада, таглик сифатида p-тур ўтказувчанликка эга бўлган яримўтказгич пластинкаси (1) (одатда-Si) дан фойдаланилади. Пластинанинг бутун сиртида транзистор базаси вазифасини бажарувчи n-турли эпитакциал қатлам (2) ўстирилган. n^к турли диффузион қатлам эса, база соҳасига ом контакти функциясини бажаради.



1.35-расм. Бир ўтишли транзисторнинг планар структураси.

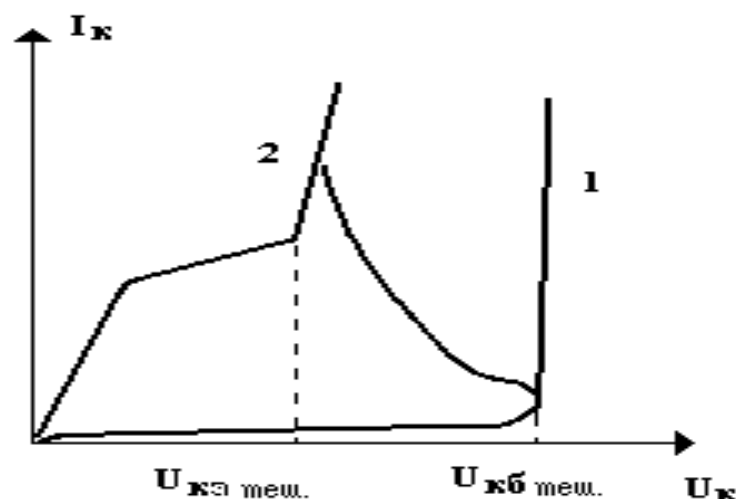
n-турли қатламлар орасида жойлашган p-турли ўтказувчанликка эга диффузион қатлам эмиттер ҳисоб-ланади. Ташқи таъсирлардан ҳимоялаш мақсадида яримўтказгич сиртининг эркин соҳалари SiO_2 окис пленка билан қопланади.

1.12. Кўчкисимон транзисторлар

Кўчкисимон транзистор структура бўйича оддий транзистордан фарқ қилмайди. Бироқ кўчкисимон транзисторнинг вольт-ампер характеристикаси оддий транзисторнинг вольт-ампер характеристикасидан сезиларли фарқ қилади. Бу кўчкисимон транзисторнинг кўчкисимон тешилишга мос келувчи, коллектор ўтишдаги кучланишда ишлаши орқали тушунтирилади. Аввал айтиб ўтганимиздек, p-n ўтишдаги етарлича юқори тескари кучланишларда ток ташувчилар эркин югуриш вақти давомида кристалл панжара атомларининг зарбдан ионлашиши учун етарли бўлган кинетик энергияга эришадилар. Бунда ток ташувчилар генерацияси коллектор токини кескин орттириб юборади. Бу ток базадан коллекторга йўналган коваклар токи ва коллектордан базага йўналган электронлар оқимидан ташкил топади. Базадан ковакларнинг кетиши ва унга электронларнинг келиши база соҳасида манфий заряд шаклланишига олиб келади. Бу эса ўз навбатида эмиттер ўтиш потенциал тўсиғининг

камайтишига, база-эмиттер ўтиш орқали токнинг ва коллектор токининг ортишига олиб келади.

Эмиттер узиб қўйилганда бутун коллектор токи коллекторнинг тескари жойлашган р-п ўтиши ва транзистор базаси орқали ўтади. Тескари жойлашган р-п ўтиш қаршилиги жуда катта, шунинг учун кўчкисимон транзисторининг вольт-ампер характеристикаси бундай уланишда тескари жойлашган ўтиш характеристикасига ўхшаб кетади (1.35 расм, 1-боғланиш, бошланғич қисм). Коллектор кучланишининг



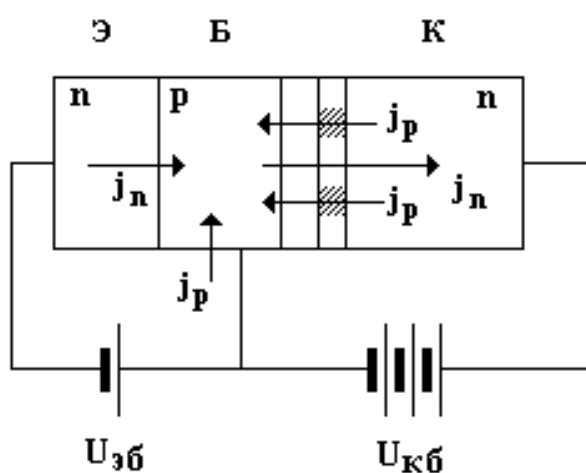
1.35-расм. Кўчкисимон транзисторнинг кириш вольт-ампер характеристикаси.

$0 < U_K < U_{KБ.теш.}$ қийматлар оралиғи бўйича ортишида транзистор орқали ўтаётган ток сезиларсиз даражада ортади. U_K коллектор кучланишининг $U_{KБ.теш.}$ га тенг қийматгача ортиши билан коллектор ўтишнинг кўчкисимон тешилиш ва токнинг кескин ортиши бошланади (1.35 расм. 1-боғланиш, вертикал қисм). Эмиттер ўтиш қаршилиқ токининг ортиши билан транзисторнинг вольт-ампер характеристикаси.

База узиб қўйилганда бутун ток эмиттер ўтиш орқали ўтади. Кўчкисимон тешилиш соҳасидаги коллектор токининг ўсиши эмиттер токи ўсишидан кўра юқорироқ бўлади. Яъни, базадан коллекторга ўтаётган коваклар ток ва коллектордан базага ўтаётган электронлар токи йиғиндиси эмиттердан базага ўтаётган коваклар токидан ортиқ бўлади. Токларнинг бундай муносабати шунга олиб келадики, натижада транзистор базаси манфий, коллектор эса мусбат зарядланади. Коллектор мусбат зарядининг ортиши коллектор кучланиши камайтишига сабаб бўлади. Коллектор кучланишининг ток

ортиши билан камайши вольт-ампер характеристикасида манфий дифференциал қаршиликли соҳа ҳосил бўлишига олиб келади.

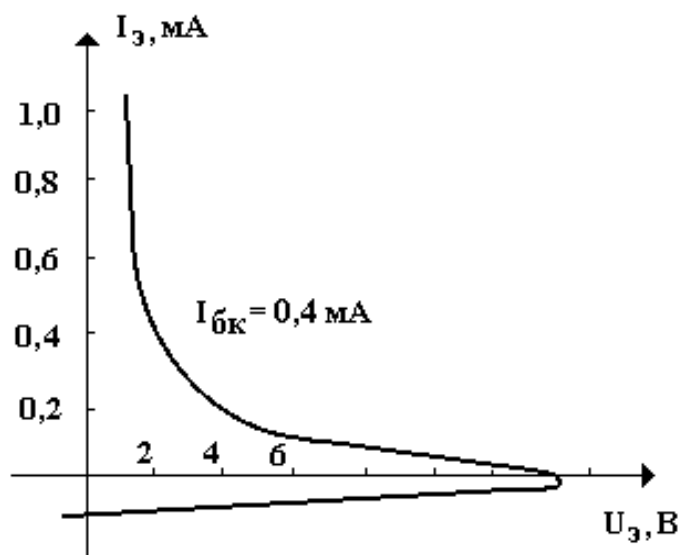
Коллектор сизишли транзисторлар. Коллектор токининг ортиши фақатгина кучли электр майдонда ток ташувчиларнинг кўчкисимон купайиши натижасида юзага келмайди. Коллектор токининг ортишига коллектор ўтишдаги сизишнинг мавжудлиги ҳам сабаб бўлади. Коллектор токини орттириш учун ток ташувчиларнинг сизиши ҳодисасидан фойдаланиладиган транзисторлар коллектор сизишли транзисторлар деб номланган. Шундай транзисторнинг ишлаш принципини кўриб чиқамиз. 1.36- расмда коллектор р-п ўтишида сизиш каналлари (штрихланган соҳа) мавжуд булган транзистор структураси кўрсатилган. Коллекторга қўйилган тескари кучланиш коллектор, сизиш канали ва база соҳаси орасида тақсимланади. Бундай тақсимланиш натижасида тран-зисторнинг база соҳасида коллектор томонга йўналган, етарлича кучли электр майдон ҳосил булади. Эмиттер ўтишга тўғри силжиш кучланиши қуйилганда база соҳасига электронлар инжекцияланади. Базадаги электронейтраллик шартини сақлаш учун базага база контакти ва сизиш канали орқали коваклар ўтади. Базанинг электр майдони шундай йўналганки, бу ҳолда коллекторга сизиш канали орқали келаётган оқим ортиқча коваклар оқими ҳисобланади. Бошқача қилиб айтганда, коллектор сизишли транзистордаги коллектор токи унгача келган электронлар токидан сизиш каналидан ўтаётган коваклар токи катталигида юқори бўлади.



1.36-расм. Коллектор сизишли

транзистор структураси.

Бу шуни англатадики, ток бўйича кучайтириш коэффициенти бирдан катта бўлади. Оддий биполяр транзистор каби коллектор сизишли транзистор ҳам умумий база, умумий коллектор ва умумий эмиттер схемалари бўйича уланилиши мумкин. Транзистор умумий эмиттер схемаси бўйича уланганда унинг вольт-ампер характеристикаси кўчкисимон транзистор вольт-ампер характеристикасига ўхшаб кетади. Коллектор сизишли транзистор умумий коллектор схемаси бўйича уланганда унинг вольт-ампер характеристикаси (1.37 расм) бир ўтишли транзистор характеристикасига ўхшайди. Бунда манфий дифференциал қаршиликли соҳанинг шаклланиш механизми ҳам бир хил бўлади.



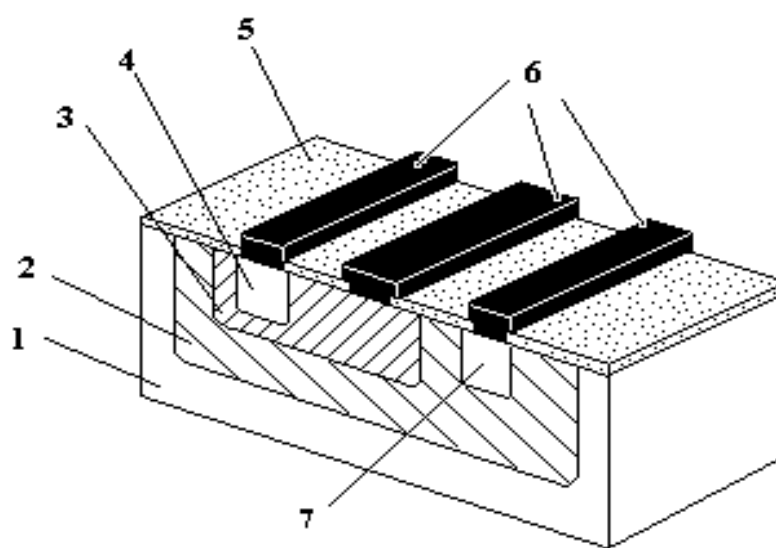
1.37-расм. Умумий коллектор схемаси бўйича уланган коллектор сизишли транзисторнинг вольт-ампер характеристикаси.

1.13. Интеграл транзисторлар.

Интеграл микросхемалар таркибига кирувчи транзисторлар интеграл транзисторлар деб номланган. Кўпгина интеграл микросхемаларнинг асоси п-р-п турли транзисторлар ҳисобланади.

Интеграл транзисторлар дискрет транзисторлардан бир қанча хусусиятлари билан фарқ қилади. 1.38-расмда кремний асосида тайёрланган, кенг қўлланиладиган дискрет биполяр транзистор структураси келтирилган. Бу ерда 1) р-тур ўтказувчанликли, кремнийли бошланғич таглик, 2) п-тур ўтказувчанликли коллектор соҳаси, 3) р- тур ўтказувчанликли база соҳаси, 4) p^k -тур ўтказувчанликли эмиттер соҳаси 5)-диоксид кремнийли ҳимоя пленкаси, 6)-эмиттер, база ва коллекторнинг металл чиқишлари, 7)-коллекторнинг p^k соҳаси. Расмдан кўриниб турибдики, транзисторнинг барча элементлари-эмиттер, коллектор ва база турли киндикларни кристалнинг битта сирти, айнан юқориги сирти, орқали диффузия қилиш ёрдамида тайёрланган. Бу сиртда эмиттер, коллектор ва базанинг чиқишлари ҳам шаклланади.

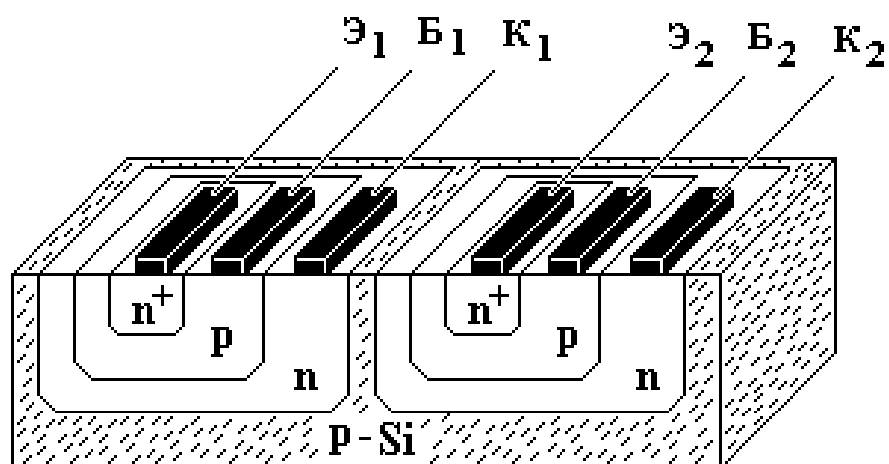
Ҳозирги вақтда 1.38 расмда келтирилган структура бўйича фарқ қиладиган интеграл транзисторларнинг турли хил конфигурациялари мавжуд. Бунда асосий фарқ интеграл микросхемадаги транзисторлар битта кристалда бир-бирига жуда яқин масофадалиги ҳисобланади.



1.38-расм. Биполяр транзистор структураси.

Шунинг учун улар бир-бирига таъсирлашмаслиги учун транзисторни бевосита изоляциялаш керак булади. Ҳозирги вақтда интеграл микросхема элементларини изоляция-лашнинг икки хил усули қўлланилади. Булар тескари йўналишдаги р-п ўтишли изоляция ва

диэлектрик ёрдамида изоляциялашдир. Тескари йўналишдаги p-n ўтишли изоляциялаш микросхема таркибига кирган ҳар бир алоҳида транзисторни ўраб оладиган қўшимча p-n ўтиш ҳосил қилиш орқали амалга оширилади. Натижада интеграл микросхеманинг икки қўшни транзисторлари орасида иккита p-n ўтиш шаклланади. Тағлиққа юқори манфий кучланиш берилганда иккала p-n ўтиш транзистор коллекторидаги кучланишга боғлиқ бўлмаган ҳолда тескари силжиш кучланиши таъсирида бўлади. Агар p-n ўтиш тескари кучланиш таъсирида бўлса унинг қаршилиги катта бўлади (диэлектрик қаршилигига яқин). Демак бир-бирига яқин жойлашган транзисторларнинг коллекторлари орасида иккита кетма-кет уланган қаршилиқ бўлади. Бу қаршилиқлар ҳар бир коллектор соҳанинг периметри бўйлаб жойлашган бўлади ва улар орқали транзисторнинг изоляцияланишига эришилади. 1.39-расмда p-n ўтиш ёрдамида изоляцияланган икки транзистордан ташкил топган интеграл схема элементлари келтирилган. Бу ерда дастлабки тағлиқ сифатида сиртида юпқа эпитакциал n-қатлами бўлган ковак ўтказувчанликли кремний пластинасида (p-Si) фойдаланилган. Акцептор кириндининг алоҳида «оролчалар» ҳосил бўлишини таъминловчи изоляцияловчи диффузияси пластинанинг юқориги сирти орқали амалга оширилади. Бунда диффузия фақат эпитакциал қатлам чуқурлигида амалга оширилади. Ажратувчи диффузиядан кейин эпитакциал қатламда қоладиган n-тур ўтказувчанликли «оролчалар» транзистор тайёрлаш учун ишлатилади. n-тур ўтказувчанликли эпитакциал қатлам соҳаси коллектор бўлиб хизмат қилади. Акцептор кириндининг нўқтавий диффузияси ёрдамида ушбу қатламда p-база ҳосил қилинади. Кейин эса база соҳасига эмиттернинг p^k соҳасини ҳосил қилиш учун донор киринди диффузияланади.

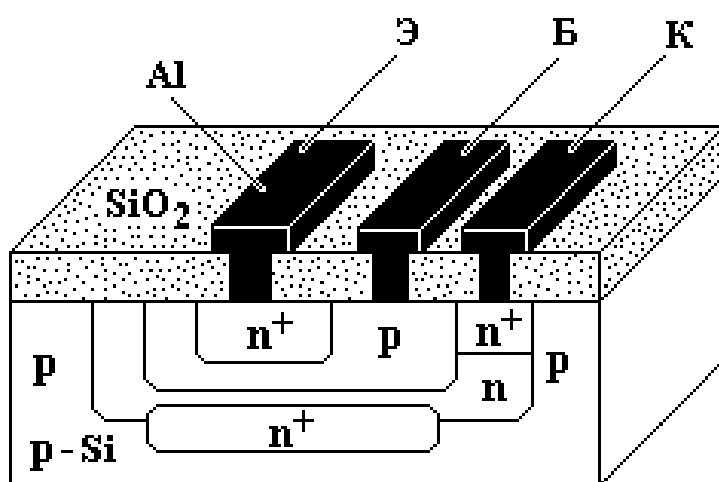


**1.39-расм. Транзисторларни p-n ўтиш ёрдамида
изоляциялаш.**

Транзисторнинг мос соҳаларига бириккан контакт электродлар сифатида учирish йўли билан олинган алюминийли йўллардан фойдаланилади. Бундай йўл билан тайёрланган интеграл транзисторларда коллектор қатламининг юқори горизонтал қаршиликка эга бўлиши транзистор ишчи характеристикаларини ёмонлаштиради. Коллекторнинг горизонтал қаршилигини камайтириш эпитаксиал қатлам солиштирма қаршилигини камайтириш орқали амалга оширилиши мумкин. Бироқ, эпитаксиал қатлам солиштирма қаршилигини камайтиришда бизнинг хоҳишимизга зид равишда коллектор ўтишдаги тешилиш кучланишнинг камайиши юз беради. Эпитаксиал қатлам солиштирма қаршилигини ўзгартирмаган ҳолда коллектор қатлам горизонтал қаршилигини камайтириш учун ёпиқ p^k -қатламлар технологияси қўлланилади. Ёпиқ p^k -қатлам деб коллектор соҳаси ва эпитаксиал қатлам орасида жойлашган ва кичик солиштирма қаршиликка эга бўлган ярим- ўтказгичли юпқа қатламга айтилади. Ёпиқ p^k -қатламлар эпитаксиал қатлам ўстирилишига қадар дастлабки тағлиққа донор кириндини нўқтавий диффузия қилиш ёрдамида олинади. Эпитаксиал ўсиш жараёнида ёпиқ p^k -қатламнинг донор кириндилари юқори температура ҳисобига ўсаётган эпитаксиал қатламга қисман диффузияланади. Бунинг натижасида ёпиқ p^k -қатлам ҳам коллектор p -қатламда ҳам дастлабки тағлиқда қисман жойлашган бўлиб қолади.

1.40-расмда эпитаксиал қатлам орқали ажратувчи диффузия ўтказиш йўли билан тайёрланган ёпиқ n^k -қатламли n - p - n турли интеграл транзисторнинг структураси келтирилган. Бу транзисторнинг ўзига хос хусусияти коллекторнинг металл электроди остидаги, коллектор Ом контактини яхшилаш учун хизмат қиладиган n^k соҳанинг мавжудлигидир. Расмдан кўриниб турибдики, транзисторнинг бутун сирти ташқи таъсирдан ҳимоялаш учун диэлектрик қатлам (SiO_2) билан қопланган.

Диэлектрик ёрдамида изоляциялаш. Интеграл транзисторларни диэлектрик ёрдамида изоляциялашда дастлабки яримўтказгичли тагликда транзисторлар жойлашадиган алоҳида соҳалар (чўнтак деб аталадиган) тайёрланади.

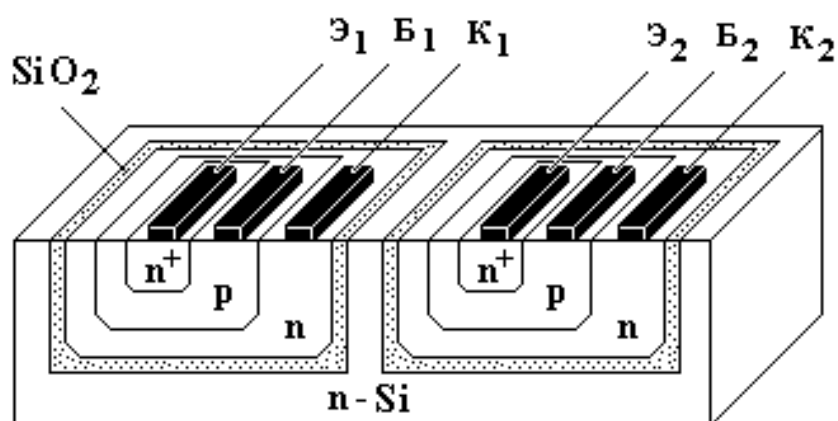


1.40-расм. Ёпиқ n^k қатламли n - p - n интеграл транзистори.

Ҳар бир чўнтак юпқа диэлектрик қатлам ёрдамида тагликдан изоляцияланган. Кремнийли транзисторда изоляцияловчи диэлектрик сифатида кўпинча кремний диоксиди (SiO_2)дан фойдаланилади. Транзисторларни бундай изоляциялашда диэлектрик орқали сизиш токи p - n ўтиш ёрдамида изоляциялашдагидан кўра бир неча даражада кам бўлади. 1.41-расмда бир-биридан диэлектрик ёрдамида изоляцияланган иккита интеграл транзистор келтирилган. Диэлектрик ёрдамида изоляциялашнинг қулайлиги транзисторлар хусусиятини ўзгартириш учун ҳар бир транзисторни танлаб легирлаш имконияти борлиги ҳисобланади. Таъкидлаб ўтиш керакки, тескари йўналишдаги

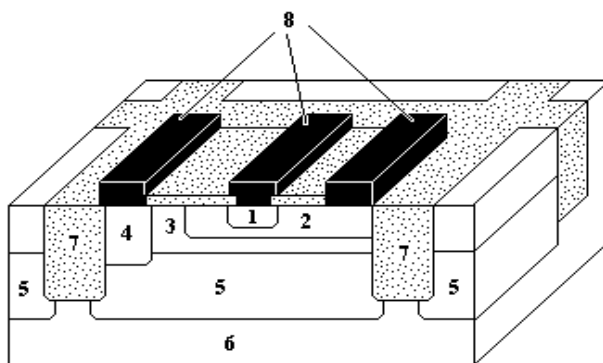
p-n ўтишли изоляцияга қараганда диэлектрик изоляциялашнинг кўп қулайликлари борлигига қарамасдан, бу изоляция усули технологик мураккаб ва кўп меҳнат талаб қилади. Чунки дастлабки яримўтказгичли тагликка бошқа материал қатлами-диэлектрик киритиш керак.

Булардан ташқари интеграл микросхема таркибига кирувчи транзисторларни изоляциялашнинг аралаш усулларида ҳам фойдаланилади. Бу усуллардан бири изопланар жараён ҳисобланади.



1.41-расм. Диэлектрик ёрдамида транзисторларни изоляциялаш.

Бунда ажратувчи диффузия ўрнига окислаш ҳоди-сасидан фойдаланилади. 1.42-расмда изопланар технология ёрдамида тайёрланган n-p-n транзисторининг структураси келтирилган.

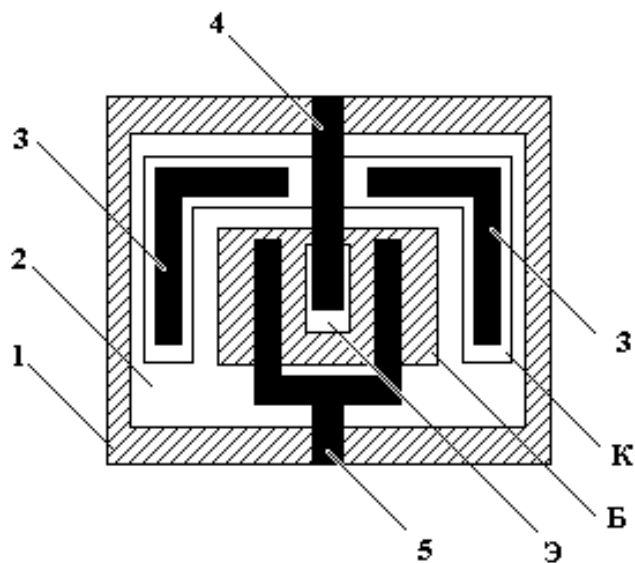


1.42-расм. Изопланар технология ёрдамида тайёрланган интеграл транзистор.

Бу ерда p^k -эмиттернинг диффузион соҳаси (1) p^k базанинг диффузион соҳаси (2) да жойлашган. Ўз навбатида база соҳаси коллектор вазифасини бажарувчи эпитаткчал қатлам (3) да жойлашади. Коллектор Ом контакти паст Омли p^k -қатлам (4) ёрдамида ҳосил қилинган. p -тур ўтказувчанликли дастлабки таглик (6) ва коллектор соҳаси (3) орасида ёпиқ p^k -қатлам (5) жойлашган. Шундай қилиб, транзисторнинг пастки асосий тагликдан p - n ўтиш ёрдамида изоляцияланган. Бироқ бутун периметр бўйлаб транзистор структураси диэлектрик қатлам (7) билан қопланган, яъни изоляциялашнинг аралаш усули қўланилган. Диэлектрик сифатида кремний икки оксидидан фойдаланилган (кремния). Бу диэлектрикдан транзисторнинг очик сиртини ташқи таъсирларидан ҳимоялаш учун ҳам фойдаланилади. Транзистор мос соҳаларига қўйилган алюминийли метал электродлар (8) ҳимоя қатламидаги очик тирқишлар орқали бириктирилади. Изопланар жараён транзистор сиртини оддий p - r - n транзисторга қараганда икки мартага камайтириш имконини беради.

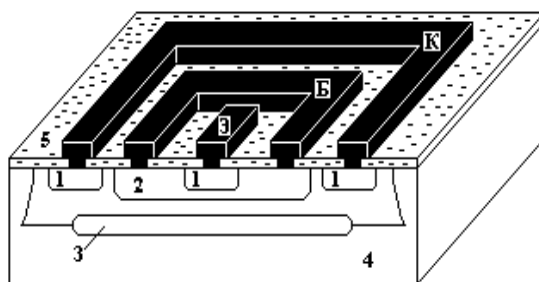
Интеграл транзисторларнинг яна бир фарқи уларнинг кичик ўлчамда эканлигидир. Шу билан боғлиқ равишда транзистор конструкцияси ишчи характеристикасини яхшилаш ва эффективликни ошириш учун йўналтирилган бир қанча ўзига хос хусусиятларга эга. Намуна сифатида биполяр интеграл транзисторларнинг бир неча кон-фигурацияларини кўрамиз. 1.43-расмда интеграл транзис-торларнинг симметрик конфигурацияси келтирилган.

Бу ерда 1) p -турли соҳа диффузияланган p -тур ўтказувчанликка эга бўлган яримўтказгичли кремнийли дастлабки таглик, 3) p -тур ўтказувчанликли коллекторнинг металлашган қисми, 4) p^k -тур ўтказувчанликли эмиттернинг металлашган қисми. 5- p -тур ўтказувчанликли базанинг металлашган. Бундай структурада коллектор соҳаси (К) база (Б) соҳасини учта томондан ўраб туради. Эмиттер соҳаси (Э) эса база соҳаси ичида жойлашади. Бундай конструкцияда эмиттер томонидан бериладиган ток ташувчилар коллекторга уч тарафдан келади.



1.43-расм. Интеграл транзисторнинг симметрик конфигурацияси.

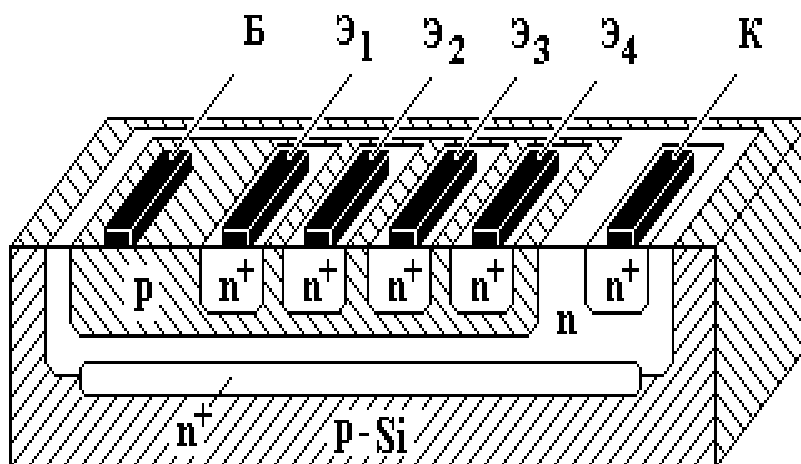
Мос равишда коллектор қатлам қаршилагичи уч марта кам бўлиб қолади. 1.44-расмда симметрик конфигурацияли интеграл $p-n-p$ транзисторнинг яна бир конструкцияси кўрсатилган.



1.44-расм. Ёпиқ p^k -қатлам билан интеграл транзисторнинг симметрик конфигурацияси.

Бу конструкцияда p -тур ўтказувчанликли база соҳаси (Б) ва p -тур ўтказувчанликли коллектор соҳаси (К) бутун периметр бўйлаб p^k -тур ўтказувчанликли эмиттер соҳаси (Э) ни ўраб туради. Бунда коллекторнинг эпитаксиал p -қатлами ва p -тур ўтказувчанликли дастлабки таглик (4) орасида ёпиқ p^k -қатлам (3) ҳосил бўлади.

Кўп эмиттерли транзисторлар. Кўп эмиттерли транзисторлар кўпгина транзистор-транзистор мантикли (ТТМ) рақамли интеграл микросхемаларнинг асосини ташкил қилади. Кўп эмиттерли транзисторнинг соддалаштирилган структураси 1.45-расмда келтирилган. Бу ерда дастлабки таглик сифатида сиртига n -турли эпитаксиал қатлам ўстирилган p -тур ўтказувчанликли кремний пластинасидадан фойдаланилади. Дастлабки таглик ва эпитаксиал n -қатлам орасида ёпиқ n^k -қатлам соҳаси жойлашган. Транзисторнинг коллектор соҳаси сифатида ажратувчи диффузия ёрдамида изоляцияланган эпитаксиал n -қатлам соҳасидан фойдаланилади. Эпитаксиал n -қатламда акцептор киринди диффузияси орқали ҳосил қилинган база соҳаси коллектор соҳаси орасида ётади. Эмиттер n^k -қатламлар база соҳасига донор киринди диффузияси ёрдамида тайёрланган.



1.45-расм. Кўп эмиттерли транзисторнинг структураси.

Келтирилган расмдан кўриниб турибдики, кўп эмиттерли транзистор битта умумий база ва умумий коллекторли бир неча транзисторларнинг бирлашмасидан иборатдир. Кўп эмиттерли транзисторлар бир эмиттерли транзисторларга қараганда бир қанча ўзига хос хусусиятларга эга. Улардан баъзиларини кўриб чиқамиз. p -база соҳаси билан ажратилган ҳар бир ёнма-ён n^k эмиттерлар жуфтлиги n^k - p - n^k турли горизонтал транзисторни ҳосил қилади. Агар эмиттерлардан бирига тўғри силжиш кучланиши, иккинчисига

эса тескари кучланиш берилса горизонтал транзистор орқали ток оқа бошлайди. Бу ток бизнинг хоҳишимизга зид равишда юзага келади, чунки у кўп эмиттерли транзисторни ишдан чиқариши мумкин. Бу эффектдан қутулиш учун ёнма-ён эмиттерлар орасидаги масофа база соҳасидаги ток ташувчилар диффузион узунлигидан юқори бўлиши керак. Амалда эмиттерлар орасидаги масофа кўп эмиттерли транзисторнинг умумий майдонига тегишли бўлган 10-15 мкм ни ташкил қилади.

Интеграл п-р-п транзисторларнинг турли параметрлари:

- Ток бўйича кучайтириш коэффициенти: 200-400
- Коллектор-базанинг рухсат этилган максимал кучланиши: 30-50В
- Эмиттер-базанинг рухсат этилган максимал кучланиши: 8-10 В
- Чегаравий частота: 500-700 МГц

Биполяр транзисторларнинг асосий параметрлари:

- $U_{к.б. max}$ -коллектор ва база орасидаги максимал доимий кучланиш.
- $U_{э.б. max}$ -база ва эмиттер орасидаги максимал доимий кучланиш.
- $U_{к.б.и. max}$ -коллектор ва база орасидаги максимал импульс кучланиши.
- $U_{э.б.и. max}$ -база ва эмиттер орасидаги максимал импульс кучланиши.
- P_k -транзистор ажратаётган доимий қувват.
- $I_{к. max}$ - максимал рухсат этилган доимий коллектор токи.
- $I_{э. max}$ — максимал рухсат этилган доимий эмиттер токи.
- $I_{б. max}$ - максимал рухсат этилган доимий база токи.
- $I_{к.и. max}$ -коллекторнинг максимал рухсат этилган импульс токи.
- $I_{э.и. max}$ -эмиттернинг максимал рухсат этилган импульс токи.
- $I_{к.о.}$ -коллектор ўтишнинг тескари токи.
- $I_{э.о.}$ -эмиттер ўтишнинг тескари токи.
- C_k -коллекторнинг ўтиш сифими.
- $C_э$ -эмиттернинг ўтиш сифими.
- F_{max} -генерациянинг максимал частотаси.
- T_{max} -максимал температура.

Намуна сифатида 3-жадвалда паст частотали кам қувватли транзисторларнинг асосий параметрларидан баъзилари келтирилган.

3- жадвал

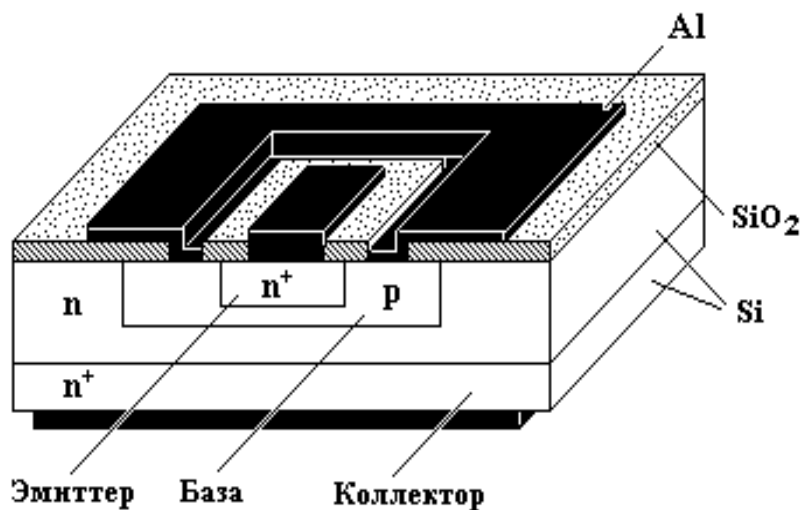
Тури	$U_{к.б. max}$ (В)	$U_{к.б. max}$ (В)	$I_{к. max}$ (мА)	$I_{к. max}$ (мА)	P_k (мВт)	$I_{к.о}$ (мкА)	F_{max} (МГц)	C_k (пФ)
2N536	20	20	30	18	50	8	2	120

AC540	24	10	12	15	150	10	0.5	80
GC507	32	10	125	130	125	8	0.3	75
OC77	60	12	250	260	125	12	0.4	50
BCY31	64	45	50	60	250	0.05	0.4	150

1.14 Юқори қувватли биполяр транзисторлар

Юқори қувватли транзисторлар деб, рухсат этилган сочилиш қуввати 1 Вт дан юқори бўлган транзисторларга айтилади. Бунда сочилиш қуввати 1-10 Вт оралиғида бўлган транзисторлар эса ўрта қувватли ва сочилиш қуввати 10 Вт дан юқори бўлган транзисторлар кучли транзисторларга киради. Бундай кучли транзисторларда сочилиш қувватининг ортиши билан унинг ўтиш температураси ҳам ортади. Белгиланган температурадан юқори температураларда транзисторлар ишламай қолади.

Шунинг учун транзистор тайёрланаётганда ундаги температуранинг ташқарига узатиб турадиган мослама ўрнатиш кўзда тутилади. Замонавий кучли биполяр транзисторлар асосан n-p-n тузилишга эга бўлган кремний асосида яратилади. Кучли транзисторлар одатда вертикал тузилишга эга бўлади, яъни эмиттер ва базанинг контакт чиқишлари бошланғич пласатинканинг юқори қисмида ва коллекторнинг контакт чиқиши бошланғич пластинканинг пастки қисмида жойлашади. Кучли биполяр транзисторнинг вертикал тузилиши 1.46-расмда келтирилган.



**1.46-расм. Кучли биполяр транзисторнинг
вертикал тузилиши.**

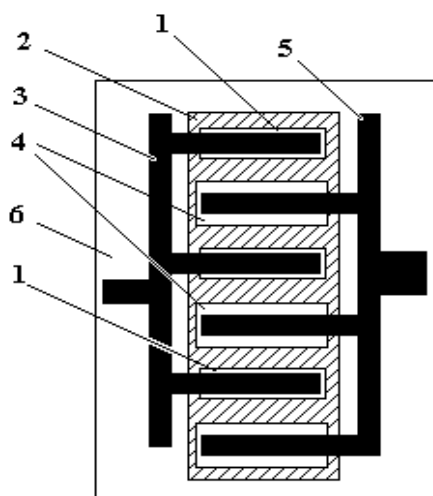
Транзисторларнинг бундай тузилишида база соҳасининг қалинлиги кичкина бўлади. Бу эса база токини узатиш коэффицентининг ортиши ҳисобига транзистор ишчи характеристикасининг яхшиланишига олиб келади.

Бундан ташқари коллекторнинг вертикал жойлашиши иссиқликни ташқи муҳитга узатилишини осонлаштиради. Шунингдек, транзистор ишлашининг иссиқлик режими яхшиланади. Кучли транзисторларда эмиттер токининг зичлиги катта бўлганда база токи ҳам ортади. База токининг ортиши базадаги кучланишнинг ортишига олиб келади. Бунда ҳосил бўладиган электр майдон эмиттернинг мараказий қисмидан унинг четки қисмлари томонга йўналган бўлади. Бу майдон коллекторга томон ҳаракатланаётган асосий бўлмаган ток ташувчиларни эмиттернинг четлари томон тортади. Ток зичлиги юқори бўлганда тортиш эффекти ҳисобига эмиттернинг фақат ташқи соҳаси яхши ишлайди.

Кучли транзисторларнинг ишчи характеристикаларини ток ташувчиларнинг ҳаракат йўналишидан четлашишини камайитириш ҳисобига яхшилаш учун мавжуд эмиттер юзасида эмиттерлашадиган соҳанинг юзасини орттиришимиз керак. Бу шартлар транзисторларнинг махсус конструкцияларида бажарилади. Бундай

транзисторлардан бири тароқсимон структурали транзисторлардир. Бундай транзисторларда эмиттер ва база бир нечта бир-биридан қандайдир масофада жойлашган ва умумий контакт билан бирлаштирилган алоҳида соҳачалар шаклида қилинади.

1.47-расмда тароқсимон структурали биполяр тран-зисторнинг конфигурацияси келтирилган. Бу ерда 1-база соҳаси, 2-коллекторнинг умумий қатлами, 3-база соҳасининг алюминий билан металлашган умумий йўлакчаси, 4-эмиттер соҳаси, 5-эмиттернинг умумий металлашган йўлакчаси, 6-бошланғич яримўтказгичли таглик.



1.47-расм. Биполяр транзисторнинг тароқсимон структураси.

Тароқсимон структурали транзисторлар токнинг алоҳида соҳалар орасидаги тақсимланиши жудаям нотекис бўлиши мумкин. Бу қуйидагича тушунтирилади:

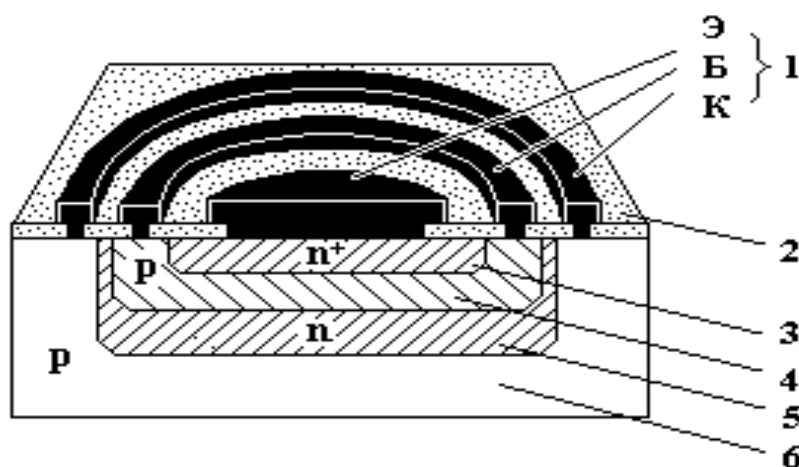
Агар эмиттерлардан бирида бошқаларга нисбатан кўпроқ ток инжекцияланса, у ҳолда шу эмиттернинг яқинидаги яримўтказгичли таглик кўпроқ қизийди. Температуранинг ортиши эса, ўша эмиттерда токнинг янаам кўпроқ инжекцияланишига олиб келади. Токнинг бундай ортиши ўша эмиттернинг вольт-ампер характеристикасига таъсир қилади. Бундай нотекис характеристикадан қутулиш мақсадида ҳар бир эмиттерга кетма-кет уланадиган стабилловчи қаршиликлар киритилади. Агар бирор эмиттердаги ток ортса у ҳолда унга кетма-кет уланган қаршиликдаги кучланиш ҳам ортади. қаршиликдаги кучланишнинг ортиши эмиттердаги тўғри кучланишни камайтишига олиб келади ва ундан оқаётган токни чегаралаб қўяди.

1.50-расмда стабилловчи металл резисторли транзисторнинг структураси келтирилган.

Бу ерда: 1-бошланғич таглик, 2,4-эмиттернинг алохида соҳалари, 3-база соҳаси, 5- базанинг металл (алюминий) контакт чиқиши, 6-эмиттернинг контакт чиқиши, 7- диэлектрик ҳимоя қоплами (кўпинча SiO_2 қатлами қўлланилади), 8-стабилловчи резистор, 9-умумий эмиттерли йўлакча.

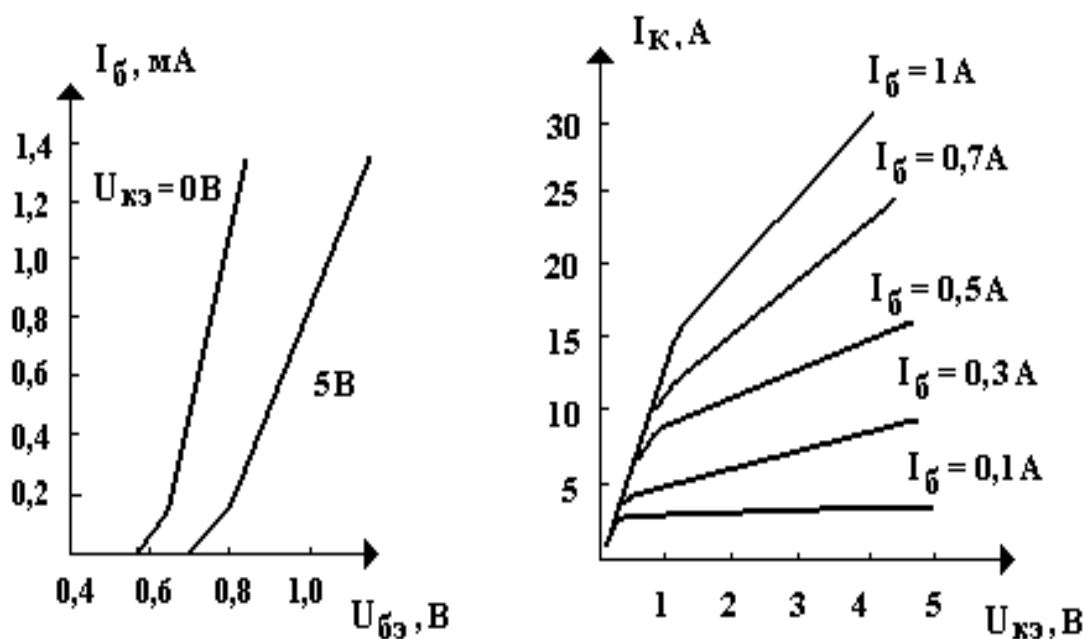
Кучли транзисторларда эмиттер ва база қатламларининг бири-бирига нисбатан жойлашишининг бир нечта варианты мавжуд. Ҳамма конструкцияларда ҳам эмиттер периметрини база соҳасининг юзасига нисбати энг юқори (максимал) бўлиши керак. Мисол тариқасида, 1.48-расмда ҳалқасимон электродли кучли транзисторнинг тузилиши келтирилган.

Бу ерда 1-эмиттер, база ва коллекторнинг алюминий электродлари, 2-диэлектрик ҳимоя қатлами, 3- n^k эмиттернинг дифузион соҳаси, 4-базанинг р-соҳаси, 5-эмиттернинг п-соҳаси, 6-р-ўтказувчанликка эга бўлган таглик.



1.48-расм. Ҳалқасимон электродли биполяр транзисторнинг структураси.

1.49-расмда КТ 935 А русумли кучли биполяр тран-зисторнинг кириш ва чиқиш вольт-ампер характеристикаси ҳамда чегаравий максимал фойдаланиш параметрлари келтирилган.



1.49-расм. КТ935А русумли транзисторнинг кириш ва чиқиш вольтампер характеристикасининг ойлавийлиги.

КТ 935А транзисторнинг максимал чегаравий қийматлари:

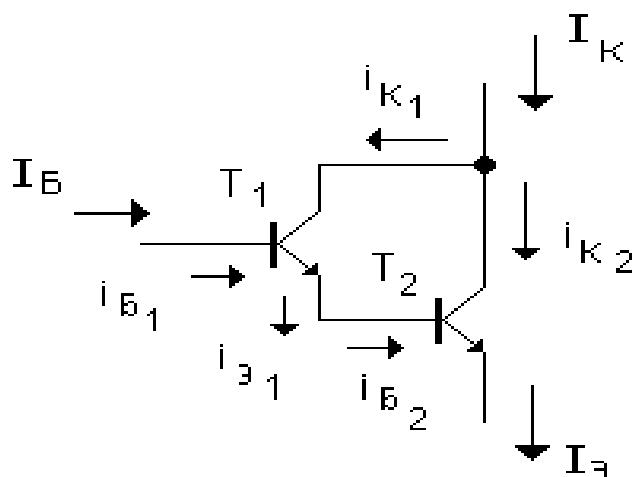
- Коллекторнинг доимий токи - 25 А
- Базанинг доимий токи - 10 А
- Коллекторнинг импульсли токи – 30 А
- Базанинг импульсли токи- 15 А
- Эммитер-базанинг доимий кучланиши -5 В
- Эммитер-базанинг импульсли кучланиши - 6 В
- Коллектор-эмиттернинг доимий кучланиши -80 В
- Коллектор-эмиттернинг импульсли кучланиши-100 В
- Коллекторнинг доимий қуввати-60 Вт
- Ўтишларнинг максимал температураси- 150°С

4-жадвалда ҳар хил давлатларда ишлаб чиқилган кучли биполяр транзисторнинг параметрлари келтирилган.

4-жадвал

Тури	Аналог	P_{max} (Вт)	$U_{\text{кб}}$ max (В)	$I_{\text{к max}}$ доим.(А)	$I_{\text{к max}}$ имп.(А)	$h_{21Э}$
КТ8259Б	МЈЕ3008	70	700	8	15	60
КТ8260Б	МЈЕ3009	90	600	12	24	65

Бундай кучли транзисторларнинг камчиликларидан бири улардаги ток узатиш коэффициентининг кичгиналигидир. Бу камчиликни йўқотиш учун ҳозирги кунда кучли юқори кучланишли транзисторларни яратишда Дарлингтон схемаси бўйича уланган транзисторлардан фойдаланилади.



1.50-расм. Транзисторларда оқаётган токни кўрсатилган ҳолатда Дарлингтон схемаси бўйича улаш.

Дарлингтон схемаси бўйича уланган транзисторларнинг асосий хусусиятларини кўриб чиқамиз. Умумий эмиттерли схема бўйича уланган транзисторнинг ток бўйича кучайтириш коэффициенти (B) қуйидагича ифодаланиши мумкин:

$$B = \frac{I_K}{I_B} \quad (1.166)$$

Дарлингтон схемасига кирувчи ҳар бир транзисторлар учун коллектор токлари мос ҳолда қуйидаги ифодага тенг бўлади:

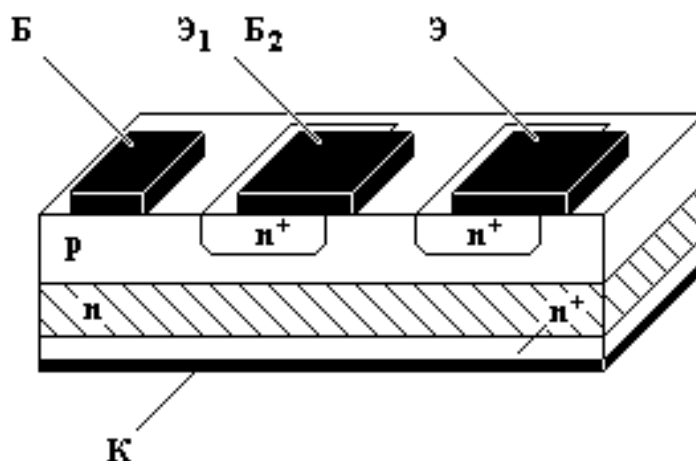
$i_{K1} \approx B_1 \cdot i_{B1}$ $i_{K2} \approx B_2 \cdot i_{B2}$ Коллекторнинг умумий токи, ҳар бир коллектор тоқларининг йиғиндисига тенг бўлишини $I_K \approx i_{K1} + i_{K2}$ ва биринчи транзисторнинг эмиттер токи (i_{E1}), икинчи транзисторнинг база токи (i_{B2}), га тенг эканлиги $i_{B2} \approx i_{E1}$ ни ҳисобга олиб, коллекторнинг тўла токи учун ифодани қуйидагича ёзишимиз мумкин:

$$I_K \approx B_1 \cdot I_B + B_2 (B_1 + 1) I_B \quad (1.167)$$

Энди ток бўйича кучайтириш коэффициенти тушунчасидан фойдаланиб, қуйидагини оламиз:

$$B \approx B_1 \approx B_2 \approx B_1 \cdot B_2 \quad (1.168)$$

Келтирилган ифодадан кўриниб турибдики, Дарлингтон схемаси бўйича уланган транзисторларнинг ток бўйича кучайтириш коэффициенти, ҳар бир алоҳида транзисторларнинг ток бўйича кучайтириш коэффициент-ларидан анча юқори бўлар экан. 1.51-расмда битта яримўтказгичли тагликда тайёрланган, Дарлингтон схемаси бўйича уланган транзисторлар конструкцияси келтирилган. Кучли биполяр транзисторларнинг частотавий харак-теристикасини яхшилаш учун коллектор-база р-п ўтиш юзасини камайтириш, иссиқлик режимини яхшилаш учун эса, орттириш керак. Бундай бири-бирига қарама-қарши масалани ҳал қилиш учун битта кристаллда тайёрланган ва ўзаро параллел уланган бир неча кам қувватли транзистор тўпламидан ташкил топган кучли транзистор яратилган.



1.51-расм. Дарлингтон схемаси бўйича уланган, бир тагликда тайёрланган транзисторнинг конструкцияси.

Бу технология бўйича яратилган кучли транзисторнинг ўлчами 4,5½6,65 мм. Битта кристаллда ҳар бири 1,25½0,24 мм ўлчамли 24 та база соҳалари жойлашиши мумкин. 220 мкм бўлган 40 та эмиттер жойлашиши мумкин. Иккита қўшни эмиттерлар орасидаги масофа 18

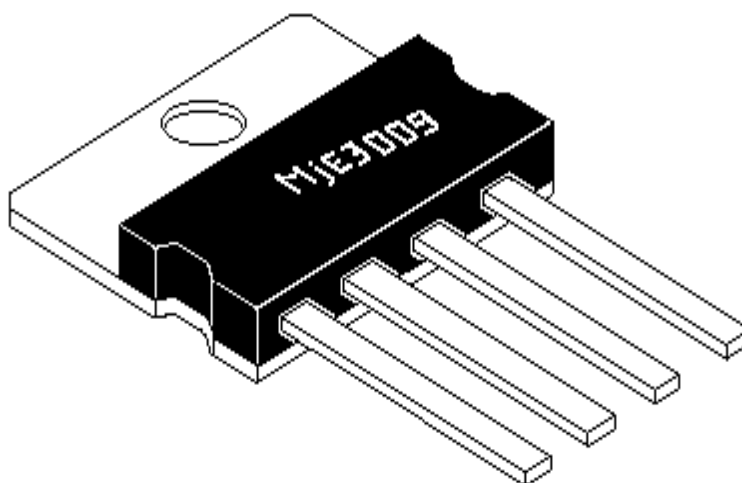
мкм. Бундай кристаллнинг умумий юзаси (30 мм^2) коллектор ўтишлар-ининг умумий юзасидан ($7,2 \text{ мм}^2$) деярли 4 марта катта бўлиб, кристаллнинг иссиқлик қаршилиги кам бўлиши ва иссиқликни ташқарига яхши чиқарилишини таъминлайди. Бундай транзистор коллектор кучланишининг чегаравий қиймати 100 В дан ортиқ коллектор токининг максимал қиймати 50 А ва максимал сочилиш қуввати 200 Вт бўлади.

5-жадвалда мисол тариқасида «**Motorola**» фирмаси томонидан ишлаб чиқарилган транзисторларнинг айрим параметрлари келтирилган.

5-Жадвал

Тури	$U_{кб}, \text{ В}$	$U_{кэ}, \text{ В}$	$I_{к, \text{ max}}, \text{ А}$	$P, \text{ Вт}$	$h_{21}, \text{ э}$	$f, \text{ МГц}$
MPSA12	20	10	0,1	0,31	20000	125
MPSA13	30	30	0,5	0,5	10000	125
MPSA14	30	30	0,5	0,5	20000	125
MPSA65	30	30	0,3	0,5	50000	175

1.52-расмда МJE3009-маркали, юқори қувватли транзисторлардан бирининг ташқи кўриниши тасвирланган



1.52-расм. Юқори қувватли биполяр транзисторнинг ташқи кўриниши.

1.15. Транзисторларнинг шовқин характеристикалари

Яримўтказгичлар ва яримўтказгичли асбаблардаги шовқин ходисалари уларда содир бўладиган турли физик ҳодисаларнинг кутилмаган характерлари билан тушунтирилади. Шунингдек, сочилиш жараёни билан боғлиқ бўлган эркин ток ташувчилар тезлигининг кутилмаган ўзгариши уларнинг нўқтавий зичлигининг флуктуациясига олиб келади. Заряд нўқтавий зичлигининг флуктуацияси кичик диффузион тоқлар ва бунинг натижасида кичик кучланиш ҳосил бўлишига олиб келади. Термодинамик мувозанат шартида бундай флуктуациялар иссиқлик ёки диффузион шовқинлар деб аталади. Эркин ток ташувчилар сочилиш жараёнининг кутилмаган характерлари дискрет шовқин деб аталадиган шовқинга сабаб бўлади. Яримўтказгичлардаги бундай шовқин ток ташувчиларнинг бирор сиртни кесиб ўтишида вужудга келади, бу сирт р-п ўтишнинг р ва п соҳаларининг физик чегараси, ток олинадиган контакт ва ҳоказолар бўлиши мумкин. Яримўтказгичлардаги флуктуацион жараёнларнинг яна бошқа сабаби валент соҳа ва ўтказувчанлик соҳалари орасидаги электрон ўтишларнинг кутилмаган характерлари ҳисобланади. Бу жараёнлар эркин ток ташувчилар концентрациясининг кутилмаган флуктуациясига олиб келади.

Биполяр транзисторларда ҳажмий заряд флуктуацияси эмиттер соҳасидаги каби коллектор ўтиш соҳасида ҳам рўй беради. Бунда эмиттер ўтиш соҳасидаги ҳажмий заряд флуктуацияси эмиттер ўтиш кенглигининг флуктуациясига олиб келади, бу эса ўз навбатида база токи флуктуацияси ва коллектор токининг кичик ўзгаришига сабаб бўлади. Тўрт қутблик орасидан ўтишда сигнал ва шовқиннинг ўзаро муносабати қанчалик ёмонлашишини кўрсатувчи қиймат характеристикаси шовқин коэффиценти ҳисобланади. Шовқин характеристикасини қуйидагича ифодалаш мумкин:

$$K_{ш} = \frac{(P_c/P_{ш})_{вх}}{(P_c/P_{ш})_{вых}} \quad (1.169)$$

бу ерда P_c ва $P_{ш}$ -тўрт қутблик кириш ва чиқишга мос равишда фойдали сигнал қуввати ва шовқин сигнали қуввати.

1.16. Биполяр транзисторларнинг ифодаланиши

Транзисторларни ифодалашнинг бир қанча системаси мавжуд. Жумладан: Транзисторларни материали ва вазифасига қараб ифодалаш:

6-жадвал

Материал	Кенг қўлланилиши	Махсус вазифаси
Кремний	Г	1
Германий	К	2
Галлий аралашмаси	А	3

Ифодалашнинг биринчи элементи бошланғич ярим- ўтгазгичли материалини кўрсатади (6-жадвалга қаранг). Иккинчи элемент эса (Т ҳарфи) биполяр транзисторни кўрсатади. Учинчи элемент транзисторнинг вазифасини кўрсатади. Тўртинчи ва бешинчи элементлар технологик тайёрлаш жараёнининг тартиб рақамини кўрсатади (01-99). Олтинчи элемент (А дан Я ҳарфигача) транзистор группасини кўрсатади. Мисол учун: ГТ306А-германийли биполяр транзистор, кенг қўлланилиш соҳасига эга, кам қувватли, юқори частотали, ишлаб чиқарилиш номери 08, группаси А.

Транзисторни чегаравий кучайтириш частотаси ва ажратадиган қувватига қараб ифодалаш.

7-жадвал

ТРАНЗИСТОРЛАР	ВАЗИФАСИ
($P < 0,3 \text{ Вт}$) кам қувватли, $f(\text{МГц})$ чегаравий частотали	
$f < 3$	1
$3 < f < 30$	2
$f > 30$	3
($P < 1,5 \text{ Вт}$) ўртача қувватли, $f(\text{МГц})$ чегаравий частотали	
$f < 3$	
$3 < f < 30$	4
$f > 30$	5
($P > 1,5 \text{ Вт}$) юқори қувватли, $f(\text{МГц})$ чегаравий частотали	6

f < 3	7
3 < f < 30	8
f > 30	9

2Т604А-кремнийли транзистор, махсус вазифали асбобларда ишлаш учун мўлжалланган, ўртача қувватли, юқори частотали, тайёрланиш ишлаб чиқарилиш номери 04, группаси А.

JEDEC системаси кенгроқ тарқалгандир. Бу системага кўра асбоблар индекс орқали ифодаланади. Индекснинг биринчи рақами ўтишлар сонини кўрсатади (1-диод, 2-транзистор, 3-тетрод), Рақамдан кейин N ҳарфи ва тайёрланиш яъни ишлаб чиқарилишнинг серия номери (2N2617) ёзилади.

Европа давлатларида эса AIRE системасидан фойдаланилади. Бу системага кўра кенг қўлланиладиган асбоблар (турмушда фойдаланиладиган техника) иккита ҳарф ва учта рақам билан ифодаланади, касбга оид ва махсус аппаратуралар эса учта ҳарф, иккита рақам билан ифодаланади.

Ушбу системадаги биринчи ҳарф бошланғич яримўтказгичли материални ифодалайди.

A-0.6эВ дан 1.0эВ гача таъқиқланган зона кенглигига эга бўлган яримўтказгичлар (масалан-Ge) асосидаги асбоблар.

B-1.0эВ дан 1.3эВ гача таъқиқланган зона кенглигига эга бўлган яримўтказгичлар (масалан-Si) асосидаги асбоблар.

C-1.3эВ га тенг ва ундан юқори таъқиқланган зона кенглигига эга бўлган яримўтказгичлар (масалан-галлий арсениди AsGa) асосидаги асбоблар.

D-0.6эВ дан кичик таъқиқланган зона кенглигига эга бўлган яримўтказгичлар (масалан индий антимониди) асосидаги асбоблар.

R-бошқа турдаги яримўтказгичли материаллар асосидаги асбоблар.

Иккинчи ҳарф асбобнинг функционал вазифасини ифодалайди:

-C-паст частотали, кам қувватли транзистор.

-D- паст частотали, қувватли транзистор.

-F- юқори частотали, кам қувватли транзистор.

-L- паст частотали, қувватли транзистор.

-P- фототранзистор.

-R-кўчкисимон транзистор.

-S- кам қувватли уловчи транзистор.

-T- қувватли уловчи транзистор.

AF206-германийли транзистор, юқори частотали, кам қувватли, кенг миқёсда қўлланилишга мўлжалланган.

BCY94-кремнийли транзистор, юқори частотали, кам қувватли, касбга оид ва махсус аппаратуралар учун мўлжалланган.

Японияда қабул қилинган ифодалаш системаси бешта элементдан ташкил топган: Биринчи элемент (рақам) яримўтказгичли асбоб типини кўрсатади: 0-фотодиод ёки фототранзистор, 1-диод, 2-транзистор. Иккинчи элемент эса асбобнинг яримўтказгичли эканлигини кўрсатади. Учинчи элемент асбобнинг қайси синфга тегишли эканлигини кўрсатади:

-А- р-п-р турли юқори частотали транзистор

-В- р-п-р турли паст частотали транзистор

-С- п-р-п турли юқори частотали транзистор

-D- п-р-п турли паст частотали транзистор

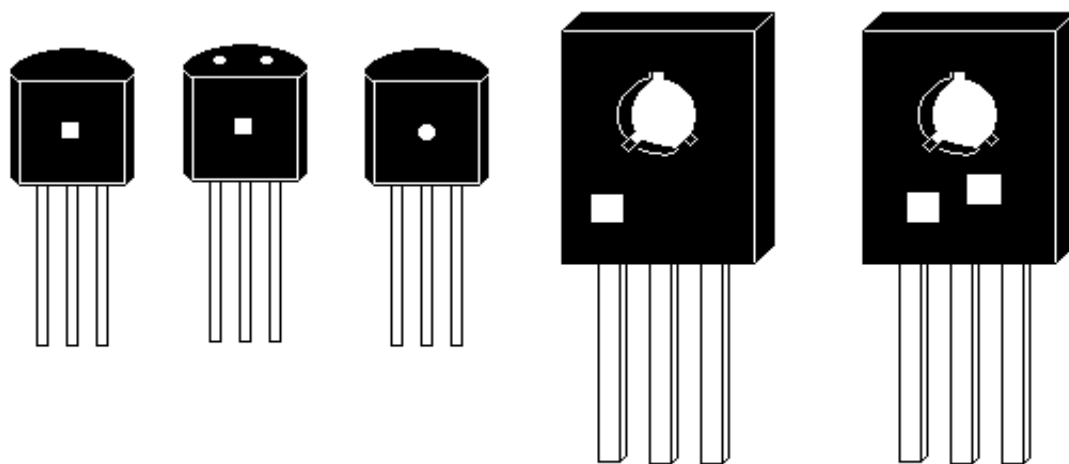
-Н-бир ўтишли транзистор.

Тўртинчи элемент асбобнинг қайд қилинган номерини билдиради. Бешинчи элемент эса асбобнинг такомиллашиш тартибини кўрсатади (А-биринчи такомиллашиш, В- иккинчи такомиллашиш).

2SC105-п-р-п турли юқори частотали кремнийли транзистор.

Бир қатор ҳолатларда рангли ва кодланган белгилашлардан ҳам фойдалинилади. Масалан: 1.53-расмда чапдан ўнга қуйидаги турдаги транзисторлар келтирилган;

КТ645А, КТ645Б, КТ3126А, КТ937А, КТ937Б.



1.53-расм. Транзисторларни кодли белгилаш.

Биполяр транзисторларнинг график ифодаланиши:

	п-р-п турли транзистор		р-п-р турли транзистор
	р-тур базали бирўтишли транзистор		п-тур базали бирўтишли транзистор
	п-р-п турли кўчкисмон транзистор		р-п-р турли икки эмиттерли транзистор

2. БОБ МАЙДОН ТРАНЗИСТОРЛАРИ

2. Майдон транзисторлари тўғрисида умумий маълумотлар

Майдон транзисторлари—бу канал орқали ўтувчи ҳамда электр майдон ёрдамида бошқарилувчи асосий ток ташувчилар оқими ҳисобига кучайтириш хусусиятига эга бўлган яримўтказгичли асбобдир. Майдон транзисторлари яна бир қутбли (чунки каналда бир хил ишорали ток ташувчилар(коваклар ёки электронлар) томонидан ҳосил қилинадиган тоқлар оқади) транзисторлар ҳам деб юритилади. Бир қатор адабиётларда МДЯ (металл-диэлектрик-яримўтказгич) ёки МОЯ (металл-оксид-яримўтказгич) деб аталган номланишлар учраб

туради. Хорижий адабиётларда эса затвори химояланган майдон транзисторлари учун қуйидаги белгилар учраб туради:

Metal-Oxide-Semiconductor (MOS), Metal-Oxide-Semiconductor-Transistor (MOST), Metal-Oxide-Semi-conductor-field-Transistor (MOSFET,), металл-нитрид-яримўтказгич структурали транзисторлар учун эса Metal-Nitride-Semiconductor (MNS), Metal-Nitride-Semiconductor field-Transistor (MNS FET).

Бошқарувчи p-n ўтиш билан майдон транзисторлари учун Field-Effect- Transistor (FET), Junction- Field- Effect-Transistor (JFET), p-n-FET, Schottky Barrier Gate Transistor (SBGT).

Майдон транзисторлари электродлари қуйидагича белгиланади: исток-S (Source) сток -D (Drain), затвор-G (Gate), МДЯ майдон транзисторлари таглиги- S (Substrate).

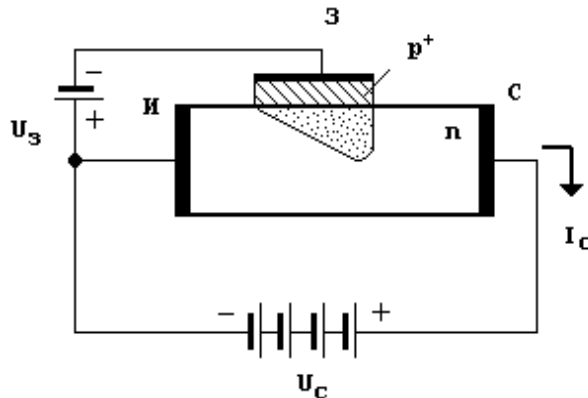
Бошқа транзисторлар каби майдон транзисторларининг ҳам бир неча турлари мавжуд бўлиб, уларнинг ишлаш там-ойиллари умумий физик қонуниятларига асосланган. Майдон транзисторлари дастлаб бошқарувчи p-n ўтишли ҳамда химояланган затворли транзисторларга бўлинади. Бошқарувчи p-n ўтишли майдон транзисторлари сток токи бошқарилиши, тескари кучланишли p-n ўтиш орқали амалга оширилади. Иккинчи ҳолда эса диэлектрик ажратилган қатлами ишлатилади. Бундай транзисторларда ток ўтказувчи канал бошқарилувчи электродлардан юпқа диэлектрик қатлам билан ажралиб туради. Шунинг учун бошқарувчи электроди ажратилган ичига жойлашган ва таъсирдан ҳосил бўлган ток ўтказувчи каналли транзисторлар майдон транзисторлар синфига киради. (Биринчи ҳолда ток ўтказувчанли канал қўшимча технологик жараёнлар ёрдамида махсус тайёрланади, иккинчи ҳолда эса канал электр майдони билан ҳосил қилинади ва шу майдон ёрдамида ишлайди.)

Транзисторларнинг яна бир тури, бу вертикал ва горизонтал ҳолдаги транзисторлардир. Бу асбоблар фақат электродларнинг геометрик жойлашиши билан фарқ қилиб, вертикал ёки горизонтал сиртда жойлашади. Интеграл майдон транзисторлари—бу интеграл схемаларда ишлаш учун мўлжалланган транзисторлардир. Транзистор турларининг хилма-хиллигига қарамадан ажратилган бошқарувчи электродли майдон транзисторларининг ишлаш тамойиллари умумий физик тамойил ва қонунларга асосланган.

2.1. Бошқарувчи p-n ўтишли майдон

транзисторлари

Физик ва ишлаш тамойиллари р-п ўтишдан иборат бўлган майдон транзисторларининг асоси бўлиб, бир-бирига қарама-қарши томонларида Омик контакти мавжуд бўлган ва ён томонларининг бирида р-п ўтиш ҳосил қилинган тўрт бурчакли яримўтказгичли материал ҳисобланади. 2.1-расмда шундай майдон транзисторининг



2.1-расм.
Бошқарувчи р-п ўтишли майдон транзисторининг соддалаштирилган кўриниши ва уланиш схемаси.

уланиш

схемалари ва соддалаштирилган кўриниши келтирилган. Транзисторнинг чап томондаги (расм бўйича) Омик контакт-И(исток), ўнг томонда эса С(сток), транзисторнинг чиқиши ҳисобланади. Ён томондаги р-п ўтиш эса (расмнинг юқори қисмида) бошқарувчи электрод З(затвор) ҳисобланади. Агар транзисторнинг киришига (истокга) манфий ва чиқишига (стокга) мусбат ташқи кучланиш қўйилса, исток-сток занжирида электр токи оқади. Бу ток асосий ток ташувчилар ҳисобига ҳосил бўлади ва чиқиш (сток) токи (I_c) дейилади. қуйидаги ҳолда, бошланғич яримўтказгичли материал п-турдаги электр ўтказувчанликка эга, шунинг учун чиқиш токи бу электронлар ҳисобига ҳосил бўлади ва истокдан стокга қараб оқади.

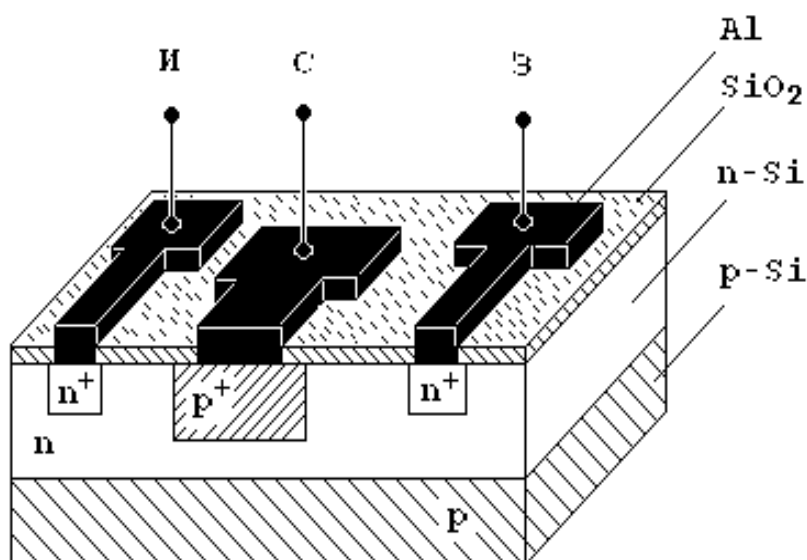
Бу токнинг миқдори исток ва сток орасига қўйилган кучланиш миқдorigа ҳамда фойдаланилаётган яримўтказгичнинг солиштирма қаршилигига боғлиқ.

Исток ва бошқарувчи электрод оралиғидаги ташқи кучланишни ($U_з$) шундай берайликки, бу ҳолда манбанинг манфий кучланиши бошқарувчи электрод р-п ўтишнинг р-соҳасига ва манбанинг мусбат кучланиши, р-п ўтишнинг п-соҳасига улансин. Яъни транзисторнинг

кириш қисмига (2.1-расмга қаранг) бошқарувчи электрод р-п ўтиши потенциал тўсиғининг катталиги ташқаридан қўйилган кучланиш миқдори даражасига кўтарилади. Бу ҳолда асосий заряд ташувчилар потенциал тўсиқдан ўта олмайдилар, натижада р-п ўтиш орқали ток оқмайди. Бунинг натижасида р-п ўтишнинг ҳажмий заряд соҳаси кенглиги ҳам кенгаяди. Бу кенгайиш, асосан, п-соҳа томонга, яъни ток ўтказувчи канал томонга бўлади ва ток ўтказувчи канал кенглиги қисқариб, унинг қаршилиги ортади.

Исток ва сток оралиғида доимий кучланишнинг бўлиши, канал қаршилигининг ортиши, канал орқали ўтаётган ток миқдорининг камайишига олиб келади. Натижада, транзисторнинг чиқиш (сток) токи камаёди. Шундай қилиб, бошқарувчи электроддаги кучланиш миқдорини ўзгартириб, транзисторнинг чиқиш токи миқдорини бошқариш мумкин. Кириш занжиридаги ток (бошқарувчи) тескари кучланишдаги бошқарувчи электрод р-п ўтиш токига тенг. Тескари кучланишдаги р-п ўтиш токи етарли даражада кичик қийматга эга. Шунинг учун, бошқарувчи р-п ўтишли майдон транзисторининг кириш токини ҳисобга олмасак ҳам бўлади ёки уни нолга тенг дейиш мумкин. Бундай транзисторларнинг чиқиш токининг бошқарилиши, кириш токи билан эмас, балки бошқарувчи электродга қўйилган электр майдон кучланганлиги миқдори билан амалга оширилади.

2.2-расмда бошқарувчи р-п ўтишли майдон транзисторининг тўлиқ структуравий кўриниши келтирилган.



2.2- расм. Бошқарувчи р-п ўтишли майдон транзистори

структураси.

2.2. Р-п ўтишнинг ҳажмий заряд соҳа кенглиги

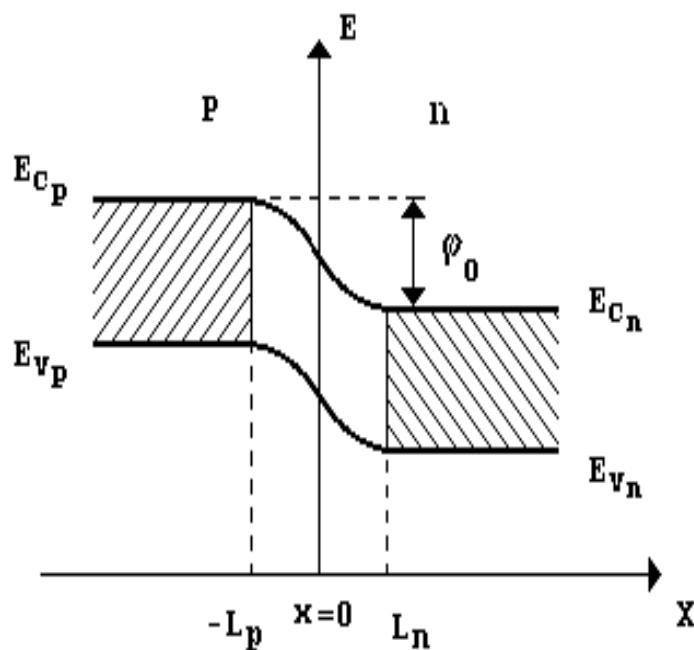
Электрон ва ковак ўтказувчанлик турига эга бўлган икки яримўтказгич контактида ҳосил бўлган р-п ўтишни кўриб чиқамиз. Айтайлик п соҳадаги донор кинди концентрацияси N_d ва р соҳадаги акцептор кинди концентрацияси N_a бўлсин. У ҳолда п соҳадаги эркин электронлар концентрацияси n_n ва Р-соҳадаги коваклар концентрацияси P_p бўлади. р-п ўтиш етарлича юқори температурага эга деб қабул қилинсин. Демак иккала соҳадаги барча кинди малаклар тўла ионланган бўлади ва N_d қ n_n N_a қ p_p шарт бажарилади. Бундай ўтишнинг энергетик соҳа диаграммаси 2,3-расмда келтирилган. Бу ерда E_{cp} ва E_{cn} -ўтишнинг р ва п соҳалардаги ўтказувчанлик зоналари туби; E_{vp} ва E_{np} -мос равишда р ва п соҳаларидаги валент соҳалар юқори қисми.

Р ва п соҳалар орасидаги, диффузион потенциал билан боғлиқ бўлган φ_0 потенциал тўсиқ р соҳада L_p қалинликда ва п соҳада L_n қалинликда ҳажмий зарядларнинг шакл-ланишига олиб келади. (2.3. расм). Бунда, агар р-п ўтишнинг иккала соҳасидаги электронлар ва коваклар концентрацияси бир хил, яъни p_p қ n_n бўлса, у ҳолда L_p қ L_n бўлади. N соҳадаги ҳажмий заряд зичлигини (ҳажм бирлигига тўғри келган заряд) қуйидагича ифодалаш мумкин:

$$\rho = qN_d = qn_n \quad 0 < x < L_n \quad (2.1)$$

р соҳадаги ҳажмий заряд зичлиги

$$\rho = -q(N_a - N_d) = -qp_n \quad -L_p < x < 0 \quad (2.2)$$



2.3-расм. Р-п ўтишнинг энергетик соҳа диаграммаси.

Ўтишнинг иккала соҳалари учун ҳажмий заряд зичлиги ва потенциал орасидаги боғланиш Пуассон тенгламасидан топилади.

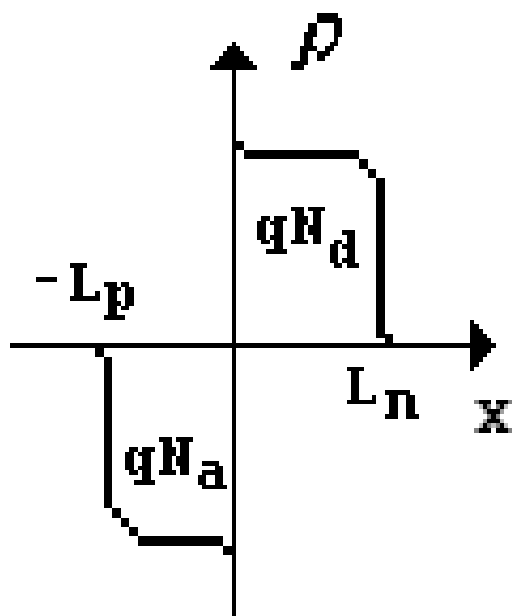
$$\frac{d^2 \varphi}{dx^2} = \frac{qn_n}{\epsilon \epsilon_0} \quad \text{агар} \quad 0 < x < L_n \quad (2.3)$$

$$\frac{d^2 \varphi}{dx^2} = -\frac{qp_p}{\epsilon \epsilon_0} \quad \text{агар} \quad -L_p < x < 0 \quad (2.4)$$

Бунда n соҳадаги ҳажмий заряд қатлами чегарасида, x қ L_n бўлганда, қуйидаги шарт бажарилади:

$$\varphi = 0 \quad \text{ва} \quad \frac{d\varphi}{dx} = 0$$

P соҳадаги ҳажмий заряд қатлами чегарасида, x қ $-L_p$ бўлганда эса қуйидаги шарт бажарилади.



$$\varphi = \varphi_0 \quad \text{ва} \quad \frac{d\varphi}{dx} = 0 \quad (2.6)$$

Ўтишнинг ҳар бир соҳаси учун (2.3) ва (2.4) тенгламаларини ечиб, қуйидагини оламиз.

$$\frac{d\varphi}{dx} = \frac{qn_n}{\varepsilon\varepsilon_0}(L_n - x) \quad \text{агар,}$$

$$0 < x < L_n \quad (2.7)$$

$$\frac{d\varphi}{dx} = \frac{qp_p}{\varepsilon\varepsilon_0}(L_p + x) \quad \text{агар,}$$

2.4-расм. Р-п ытишнинг р ва п сощаларидаги щажмий заряд зичлиги.

$$-L_p < x < 0 \quad (2.8)$$

Электр майдон кучланганлиги:

$$E = \frac{1}{q} \frac{d\varphi}{dx} \quad (2.9)$$

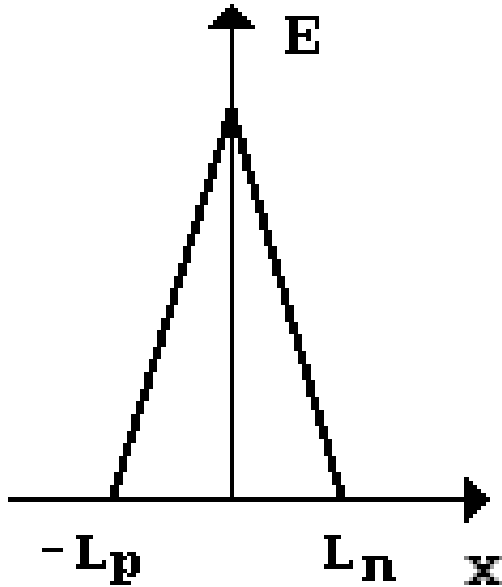
каби ифодаланиши мумкинлигини ҳисобга олиб (2.7) ва (2.8) дан р-п ўтишнинг иккала соҳадаги ўтиш қалинлиги бўйлаб электр майдон кучланганлиги тақсимланишини кўрсатувчи қуйидаги ифодани оламиз:

$$E = \frac{n_n}{\varepsilon\varepsilon_0}(L_n - x) \quad \text{ёки} \quad E = \frac{p_p}{\varepsilon\varepsilon_0}(L_p + x) \quad (2.10)$$

Кейин (2.7) ва (2.8)ни координата бўйича дифференциаллаб, қуйидагини оламиз:

$$\varphi = \frac{qn_n}{2\varepsilon\varepsilon_0}(L_n - x)^2 \quad 0 < x < L_n \quad \text{да} \quad (2.11)$$

$$\varphi = \varphi_0 - \frac{qp_p}{2\epsilon\epsilon_0} (L_p + x)^2 \quad -L_p < x < 0 \quad \text{да} \quad (2.12)$$



иккала соҳа бўлиниш чегарасида, ҳқ0 да $\frac{d\varphi}{dx} = \frac{d\varphi}{dx}$ шарт бажарилади. Бу шартни ҳисобга олиб,

$$\frac{qn_n}{\epsilon\epsilon_0} L_n = \frac{qp_p}{\epsilon\epsilon_0} L_p \quad (2.13)$$

ёки

$$n_n L_n = p_p L_p; \quad \frac{n_n}{p_p} = \frac{L_p}{L_n} \quad (2.14)$$

2.5- расм. Р-п ўтишда электр майдон тақсимланиши.

ифодаларни оламиз. (2.11) ва (2.12)

ифодаларни ҳқ0 нуқтада тенглаштириб, қуйидагини оламиз:

$$\varphi_0 - \frac{qp_p}{2\epsilon\epsilon_0} L_p^2 = \frac{qn_n}{2\epsilon\epsilon_0} L_n^2 \quad (2.15)$$

ёки бу кўринишда:

$$\varphi_0 = \frac{q}{2\epsilon\epsilon_0} (n_n L_n^2 + p_p L_p^2) \quad (2.16)$$

Ўтишнинг ҳажмий заряд қатлами тўла қалинлигини (2.3 расм) (2.14) ифода ёрдамида ёзиш мумкин. (2.14) ифодани ҳисобга олиб қуйидагича ёзамиз:

$$\frac{L}{L_n} = \frac{L_n + L_p}{L_n} = 1 + \frac{L_p}{L_n} = 1 + \frac{n_n}{p_p} = \frac{p_p + n_n}{p_p} \quad (2.17)$$

ва

$$\frac{L}{L_p} = \frac{L_n + L_p}{L_p} = \frac{L_n}{L_p} + 1 = \frac{p_p}{n_n} + 1 = \frac{p_p + n_n}{n_n} \quad (2.18)$$

Бу ердан қуйидагини оламиз:

$$L_n = L \frac{p_p}{p_p + n_n} \quad \text{ва} \quad L_p = L \frac{n_n}{p_p + n_n} \quad (2.19)$$

(2.19) ни (2.16) га қўйиб, р-п ўтиш потенциал тўсиғи баландлиги учун ифода оламиз:

$$\varphi_0 = \frac{q}{2\epsilon\epsilon_0} \left[n_n \frac{p_p^2}{(p_p + n_n)^2} L^2 + p_p \frac{n_n^2}{(p_p + n_n)^2} L^2 \right] \quad (2.20)$$

ёки

$$\varphi_0 = \frac{qL^2}{2\epsilon\epsilon_0} \frac{1}{(n_n + p_p)^2} (n_n p_p^2 + p_p n_n^2) \quad (2.21)$$

(2.21) ни соддароқ кўринишга келтириш мумкин:

$$\varphi_0 = \frac{q}{2\epsilon\epsilon_0} \frac{n_n p_p}{n_n + p_p} L^2 \quad (2.22)$$

(2.22) дан р-п ўтиш ҳажмий заряд қатлами тўла қалинлигини топамиз.

$$L = \left(\frac{2\epsilon\epsilon_0}{q} \frac{n_n + p_p}{n_n p_p} \varphi_0 \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2.23)$$

Келтирилган ифодадан кўриниб турибдики, р-п ўтиш ҳажмий заряд қатлами қалинлиги яримўтказгич материалга, φ_0 катталикка ва р, п соҳалардаги ҳаракатланувчи заряд ташувчилар концентрациялари орасидаги муносабатга боғлиқ экан. Бунда агар р-п ўтиш соҳалардан бирида заряд ташувчилар концентрацияси

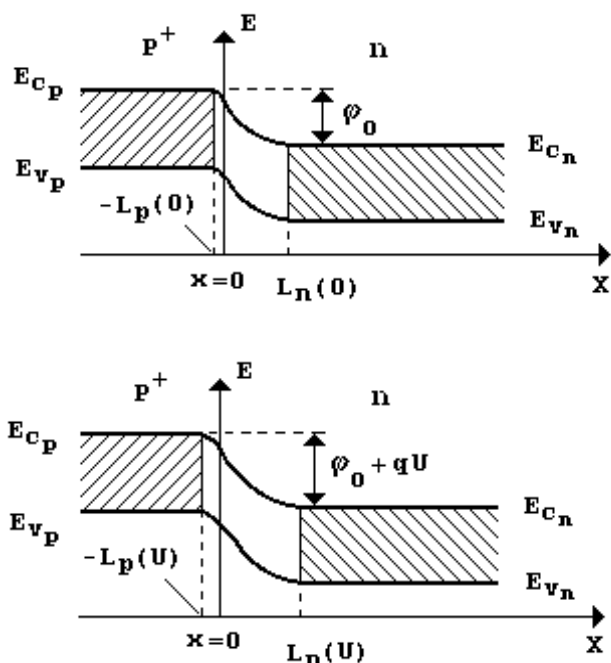
бошқасига қараганда каттароқ бўлса, ҳажмий заряд қатлами концентрация кам бўлган соҳага тарқалади.

$$L_n = \left(\frac{2\epsilon\epsilon_0}{q} \frac{1}{n_n} \varphi_0 \right)^{\frac{1}{2}} \quad p_p \gg n_n \quad \text{да} \quad (2.24)$$

ва

$$L_p = \left(\frac{2\epsilon\epsilon_0}{q} \frac{1}{p_p} \varphi_0 \right)^{\frac{1}{2}} \quad n_n \gg p_p \quad \text{да} \quad (2.25)$$

Тескари кучланишда (U) бўлган p^k - n ўтишни кўриб чиқамиз. Бу ҳолда манбанинг мусбат кучланиши p - n ўтишнинг n -соҳасига қўйилади, манфий кучланиш эса p - n ўтишнинг p^k -соҳасига қўйилади. Бундай кўринишдаги p^k - n ўтишнинг соҳалар диаграммаси 2.6-расмда кўрсатилган. Расмдан кўриниб турибдики, p^k ва n соҳа орасидаги потенциал тўсиқнинг баландлиги ($\varphi_0 + qU$) га тенг. Бу ерда (U_0) ташқи кучланиш U нолга тенг бўлгандаги потенциал тўсиқнинг баландлигидир. Ҳажмий заряд соҳасининг кенглиги (x қ 0 дан x қ $L(U)$ гача бўлган масофа) қуйидаги ифода билан ҳисобланиши мумкин.



2.6-расм. P^k - n ўтишнинг энергетик соҳа диаграммалари а-ташқи кучланиш йўқлигида,

b-тескари кучланиши U берилганда.

$$d \propto L(U) \propto \left[\frac{2\epsilon\epsilon_0}{q^2} \frac{n+p}{np} (\varphi_0 + qU) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.26)$$

бу ерда, q -электрон заряди, ϵ -муҳитнинг диэлектрик сингдирувчанлиги (кремний учун 11.7 га тенг), n^+ - n соҳадаги электронлар концентрацияси, p^+ - p -соҳадаги коваклар концентрацияси, U - p - n соҳага тескари йўналишда қўйилган ташқи кучланиш.

Фараз қилайлик, p -соҳадаги коваклар сони, n -соҳадаги электронлар концентрациясидан етарли даражада катта ($p \gg n$). Бу ҳолда (2.26) ифода қуйидаги кўринишга келади:

$$d = \left[\frac{2\epsilon\epsilon_0}{q^2} \frac{1}{n} (\varphi_0 + qU) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.27)$$

Бу ифодадан кўриниб турибдики, ҳажмий заряд қатлами p - n ўтишнинг кам легирланган қисми томон кенгаяди. Бундай ҳолда бу n -соҳадир.

Энди, ташқи кучланиш етарли даражада катта бўлсин, яъни $qU \gg \varphi_0$. Бу ҳолда ҳажмий заряд соҳасининг кенглиги қуйидаги ифода билан аниқланади.

$$d = \left[\frac{2\epsilon\epsilon_0}{q} \frac{1}{n} U \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.28)$$

қавс ичидаги ифодаларни μ_n (μ_n - n соҳадаги электронлар ҳаракатчанлиги) га ҳам кўпайтириб, ҳам бўлиб ва электр ўтказувчанлик ифодасидан ($\sigma = qn\mu_n$) фойдаланиб, қуйидагини оламиз.

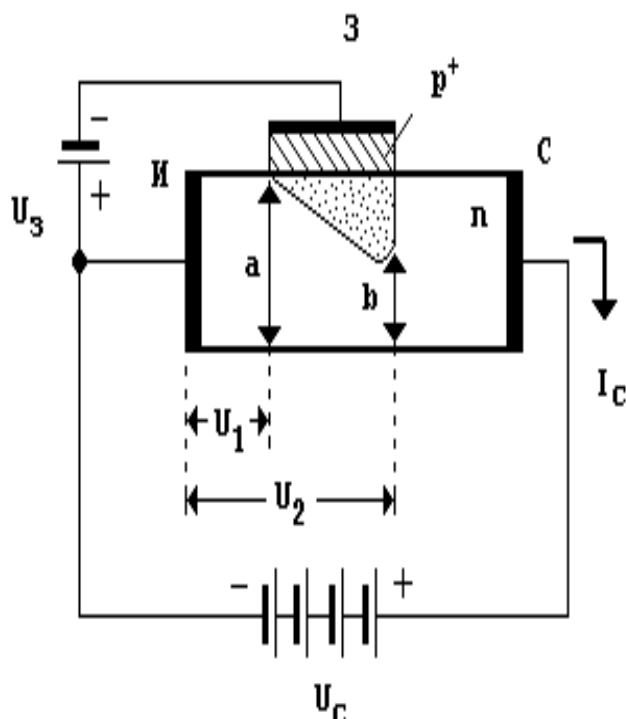
$$d = (2\epsilon\epsilon_0\mu_n\rho U)^{\frac{1}{2}} \quad (2.29)$$

бу ерда p - n -тур ўтказувчанликка эга бўлган яримўтказгичнинг солиштира қаршилиги. ($\rho = 1/\sigma$)

(2.29) ифодадан кўриниб турибдики, d нинг катта қийматларини олиш учун асосий заряд ташувчилар ҳаракатчанлиги юқори ва солиштира қаршилиги катта бўлган яримўтказгичли материаллардан фойдаланиш зарур. Бошқарувчи p - n ўтишли майдон транзисторининг кучайтириш хусусияти, ток ўтказувчи канал қаршилигининг ўзгариш миқдори билан аниқланади. Канал қаршилигининг катта ўзгаришига эришиш учун, (исток ва сток оралиғидаги), канал кенглиги ва ҳажмий заряд қатламининг қалинлиги бир-бирига тенг бўлиши керак. Бошқачароқ айтганда, яримўтказгич кенглиги (2.6-расм) ва d нинг катталиги бир хил тартибда бўлиши керак. Мана шу ҳолда канал қаршилигининг ўзгариши юқори (максимал) даражада бўлади. 2.6-расмдан кўриниб турибдики, исток соҳаси яқинида ҳажмий заряд кенглиги, чиқиш соҳаси яқинидагига нисбатан кичик. (Бошқарувчи электрод остидаги штрихланган соҳа). Ҳажмий заряд соҳаси кенглигининг бундай тақсимооти, p - n ўтиш соҳаларига кучланиш тушишининг ҳар хиллигидандир. Бу ҳолни атрофлича кўриб чиқамиз.

Транзисторнинг исток ва сток соҳалари орасига ташқи кучланиш қўйилганда (2.7-расм бўйича U_c кучланиш), бу соҳада оқиб ўтаётган ток каналининг ҳар бир кўндаланг кесимида кучланиш тушишини ҳосил қилади. Фараз қилайлик, бошқарувчи электродда кучланиш яъни, (исток

ва бошқарувчи электрод оралиғида 2.7-расм бўйича U_3) нолга тенг



2.7-расм. Майдон транзисторининг ўтказувчан канали узунлиги бўйлаб ҳажмий заряд соҳаси кенглигининг ўзгариши.

бўлсин. Бу ҳолда “а” кўндаланг кесим юзада, кучланиш U^1 га тенг бўлади. “б”- кўнда-ланг кесим юзада эса, кучланишнинг тушуви U^2 га тенг ва $U^2 > U^1$ бўлади. Агар бошқарувчи электродда кучланиш U_3 нолдан фарқли бўлса, у ҳолда бу кучланиш U^1 ва U^2 кучланишларга қўшилади. Натижада, бошқарувчи электрод р-п ўтишнинг чап соҳасидаги кучланиш $U_2 \ll U^2 \ll U_3$, бошқарувчи электроднинг ўнг соҳасида эса, кучланиш U_1

қ U^1 қ U_3 га тенг бўлади. Биз биламизки, $U^2 > U^1$, шунинг учун, $U_2 > U_1$, яъни чиқиш соҳасига яқин бўлган бошқарувчи электрод қисмида кучланиш катта бўлади. (2.28) ифодага мувофиқ, р-п ўтишнинг ҳажмий заряд кенглиги қўйилган тескари кучланиш миқдorigа боғлиқ. Шунинг учун бошқарувчи электрод р-п ўтишининг чиқиш соҳаси яқинидаги ҳажмий заряд миқдори кириш соҳаси яқинидагига нисбатан юқори. Кириш ва чиқиш Омик контактлари ва бошқарувчи электрод р-п ўтиши оралиғидаги яримўтказгич бўлаги фойдали функциялар бажармайди, шунинг учун бу оралиқ қисм узунлиги иложи борица етарли даражада кичик бўлиши керак. Бу мазкур қисмлардаги кучланиш тушишларини ҳисобга олмаслик мумкин ва $U^1 \ll 0$, $U^2 \ll U_c$ бўлади. Шунинг учун $U_1 \ll U_3$, $U_2 \ll U_c$. Биз п-турли ўтказувчанликли яримўтказгич асосида бўлган бошқарувчи р-п ўтишли майдон транзисторларининг ишлаш принципларини кўриб ўтдик. Р-тур ўтказувчанли бошқарилувчи р-п ўтишли майдон тарнзисторларида бошқарувчи р-п ўтиш n^+ соҳага эга бўлган ҳолда, U_c ва U_3 манбалар қутби қарама-қарши қутбларга алмаштирилади.

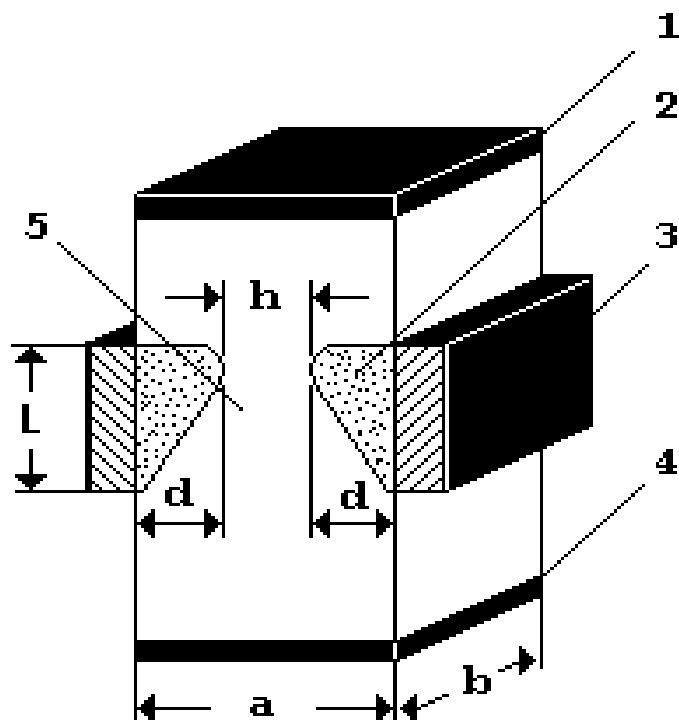
қолган ҳолларда р-тур ўтказувчанли каналга эга бўлган майдон транзисторларининг ишлаш принципи п-каналли майдон транзисторлари билан бир хил. Бошқарувчи электроддаги кучланиш ўзгаришидан ҳосил бўлаётган ток ўтказувчи канал қаршилиги миқдорини орттириш учун бошқарувчи электрод р-п ўтиши яримўтказгич бўлагининг иккала қарама-қарши томонларига жойлаштирилади. Бу ҳолда U_3 кучланиш бошқарувчи электроднинг икки қисмига бир пайтда берилади, натижада канал кенглиги икки мартага кенгаяди.

2.3. Бошқарувчи р-п ўтишли майдон транзисторлари характеристикасининг асосий ҳисоби

Чиқиш токининг (I_c) бошқарувчи электрод кучланиши (U_3) ва чиқиш кучланиш билан (U_c) боғланиш харак-теристикаси ҳар қандай майдон транзисторларининг асосий характеристикаси ҳисобланади. Мана шу хар-актеристикани ҳисоблаш учун 2.8-расмда келтирилган транзисторнинг соддалаштирилган моделидан фой-даланамиз.

Келтирилган расмдан кўриниб турибдики, яримўтказгич материалининг бош орқа тарафларига сток-1 ва исток-4 Омик контактлари ҳосил қилинган. қарама-қарши ён томонларига эса, бошқарувчи электроднинг-3, р-п ўтишлари ҳосил қилинган. Бу ерда а,b,l–ток ўтказувчи каналнинг-5 геометрик ўлчамлари.

Энди канал қаршилиги транзисторининг бошқарувчи электрод ва сток соҳасига қўйилган кучланишларига боғлиқлигини кўриб чиқамиз. Фараз қилайлик, канал электрон ўтказувчанликка эга бўлсин, яъни каналдаги асосий ток ташувчиларни электронлар ташкил этсин. Сток кучланиши нолга, яъни $U_c \approx 0$ ва бошқарувчи электроддаги кучланиш U_3 га тенг бўлсин. У ҳолда р-п ўтишнинг ҳажмий заряд қатлами қалинлиги учун олинган (2.29) ифодадан ва 2.8-расмда келтирилган майдон транзисторининг соддалаштирилган моделидан фойдаланиб, ток ўтказувчи канал кенглигини ифодаловчи ифодани оламиз.



2.8-расм. Бошқарувчи р-п ўтишли майдон транзисторининг соддалаштирилган кўринишли модели.

$$h \text{ қ } a - 2d \text{ қ } a - 2(2\epsilon\epsilon_0\mu_n\rho U_3)^{\frac{1}{2}} \text{ қ } a - 2(2\epsilon\epsilon_0\mu_n\rho)^{\frac{1}{2}}\sqrt{U_3} \quad (2.30)$$

Бу ифодадан кўриниб турибдики, бошқарувчи электроддаги кучланишнинг U_3 маълум U_{30} миқдорига оширилиши (бу ҳажмий заряд соҳаси қарама-қарши томондан кенгаяди ва бир-бирига қўшилади) канал кенглигининг қисқаришига ва ҳатто нолга тенг бўлишига ҳам олиб келади. Бу кучланиш миқдорини $h\kappa_0$ га тенг деб ҳисоблаб, (2.30) ифодадан топиш мумкин.

$$a\kappa_0 2(2\epsilon\epsilon_0\mu_n\rho)^{\frac{1}{2}}\sqrt{U_{30}} \quad (2.31)$$

ёки

$$U_{30} = \frac{a^2}{8\epsilon\epsilon_0\mu_n\rho} \quad (2.32)$$

Бундан (2.30) ва (2.32) ифодалардан фойдаланиб, канал кенглигини U_3 ва U_{30} кучланишларига боғланишини топамиз.

$$h = a - 2(2\epsilon\epsilon_0\mu_n\rho)^{\frac{1}{2}} = a \left(1 - \sqrt{\frac{U_3}{U_{30}}} \right)^{-1} \quad (2.33)$$

Транзисторнинг бошқарувчи электроди ва чиқиш кучланишлари ($U_3 \ll 0$; $U_c \ll 0$) нолга тенг бўлганда, ток ўтказувчи каналнинг қаршичилигини R_{k0} , қуйидаги оддий ифода билан топиш мумкин.

$$R_{k0} = \rho \frac{1}{ab} \quad (2.34)$$

Бу ерда: ρ -яримўтказгичнинг солиштира қаршичилиги; a, b, l – каналнинг геометрик ўлчамлари (2.8-расм).

Агар транзисторнинг бошқарувчи электродига нолдан фарқли кучланиш ($U_3 \ll 0$) берсак ва транзистор стокига кучланиш берилмаса, яъни ($U_c \ll 0$) бўлса, у ҳолда канал кенглиги (2.26) ифода билан аниқланиши мумкин эмас. Канал қаршичилиги эса, қуйидаги кўринишга келади,

$$R_k = \rho \frac{1}{bh} = \rho \frac{1}{ba} \left(1 - \sqrt{\frac{U_3}{U_{30}}} \right)^{-1} \quad (2.35)$$

ёки (2.34) ифодадан фойдаланиб, қуйидагича ёзиш:

$$R_k = R_{k0} \left(1 - \sqrt{\frac{U_3}{U_{30}}} \right)^{-1} \quad (2.36)$$

ёки қуйидагича ёзиш мумкин:

$$R_k = R_{k0} \frac{\sqrt{U_{30}}}{\sqrt{U_{30}} - \sqrt{U_3}} \quad (2.37)$$

Агар транзисторнинг бошқарувчи электродида ҳамда чиқишда кучланишлар нолдан фарқли ($U_3 \neq 0$, $U_c \neq 0$) бўлса, у ҳолда канал қаршилиги учун ёзилган (2.37) ифода ўринли эмас. Бу эса қуйидагича тушунтирилади:

Транзистор чиқишида кучланиш мавжуд бўлганда исток ва сток соҳаси бўйича ток оқади, яъни чиқиш токи I_c . Бу чиқиш токи каналнинг ҳар хил кўндаланг кесим юзасидан турли кучланиш тушишларини ҳосил қилади. Чунончи, транзисторнинг киришида, ($x=0$) да бу кучланиш нолга ($U=0$) тенг, чиқиш кучланиш эса, x қ 1 бўлганда U қ U_c га тенг бўлади, яъни кучланиш чиқиш кучланишига тенг бўлади. Каналнинг ҳар бир кўндаланг кесим юзасидан бу кучланишлар бошқарувчи электродга қўйилган тескари кучланишлар билан қўйилади. Демак, бундан келиб чиқадики, канал кенглиги яримўтказгич бўйича бир хил эмас. Канал қаршилиги учун олинган (2.36) ифодани каналнинг элементар dx қисми учун фойдаланиш мумкин.

$$dR_k(x) \text{ қ } \frac{R_{k0}}{1} dx = \frac{R_{k0}}{1} \left(1 - \sqrt{\frac{U_3 + U(x)}{U_{30}}} \right)^{-1} dx \quad (2.38)$$

Бу ифоданинг илдиз ости махражида иккита кучланишлар йиғиндиси кўрсатилган, яъни бошқарувчи электродга қўйилган U_3 ва $U(x)$ кучланиш. $U(x)$ кучланиш исток ва сток соҳаларидаги кучланишлар тушишидан ҳосил бўлган. Чиқиш токи ҳисобига ҳосил бўлган ва транзистор каналидан оқувчи ҳар бир кўндаланг кесим юзасидаги кучланишлар тушишини қуйидагича ёзиш мумкин.

$$dU(x) = I_c dR_k(x) \quad (2.39)$$

(2.39) ифодадан фойдаланиб, (2.38) тенгламани қуйидагича ёзамиз:

$$dU(x) = I_c \frac{R_{k0}}{1} \left(1 - \sqrt{\frac{U_3 + U(x)}{U_{30}}} \right)^{-1} dx \quad (2.40)$$

Ўзгарувчилар бўлингандан сўнг қуйидаги ифода олинади:

$$dU(x) \left(1 - \sqrt{\frac{U_3 + U(x)}{U_{30}}} \right) = I_c \frac{R_{k0}}{1} dx \quad (2.41)$$

x қ 0 да $U(x)$ қ 0 ва x қ 1 да $U(x) = U_c$ чегаравий шартлардан фойдаланиб, ҳамда (2.41) ифодани интеграллаб, қуйидаги ифода олинади:

$$\int_0^{U_c} \left(1 - \sqrt{\frac{U_3 + U(x)}{U_{30}}} \right) dU = I_c \int_0^1 \frac{R_{k0}}{1} dx \quad (2.42)$$

(2.42) тенгламани чап қисми интеграллаб қуйидаги олинади:

$$\int_0^{U_c} \left(1 - \sqrt{\frac{U_3 + U(x)}{U_{30}}} \right) dU = U_c - \int_0^{U_c} \left(\frac{U_3 + U(x)}{U_{30}} \right)^{\frac{1}{2}} dU \quad (2.43)$$

(2.43) тенгламанинг ўнг томони қуйидагича алмаштиришдан сўнг интегралланади.

$$y = \frac{U_3 + U(x)}{U_{30}}; \quad dy = \frac{dU(x)}{U_{30}}; \quad dU(x) = U_{30} dy \quad \text{ва}$$

$$U \text{ қ } 0 \text{ да,} \quad y = \frac{U_3}{U_{30}}; \quad U \text{ қ } U_c \text{ да,} \quad y = \frac{U_3 + U(x)}{U_{30}}$$

чегаравий шартлардан фойдаланиб, мураккаб бўлмаган ўзгартиришлардан сўнг:

$$U_c - \frac{2}{3} \left[\frac{(U_3 + U_c)^{\frac{3}{2}} - (U_3)^{\frac{3}{2}}}{(U_{30})^{\frac{3}{2}}} \right] = I_c R_{k0} \quad (2.44)$$

ифода олинади.

Чиқиш токи I_c учун ифодани қуйидагича ёзиш мумкин.

$$I_c = \frac{1}{R_{k0}} \left\{ U_c + \frac{3}{2} \left[\frac{U_3^2 - (U_3 + U_c)^2}{(U_{30})^2} \right] \right\} \quad (2.45)$$

Бу олинган ифода майдон транзистори чиқиш токининг бошқарувчи электрод (U_3) ва чиқиш (U_c) кучланишларига боғлиқлигини характерлайди. Бу ифодани келтириб чиқаришда, р-п ўтишдаги умумий йиғинди кучланиш (U_3 қ $U(x)$) ўзгариши ҳисобига транзистор ток ўтказувчи канали кенглиги ўзгариши ҳисобига олинди. Шунинг учун бу ифода, h қ 0 яъни U қ U_3 қ $U_c < U_{30}$ чегаравий шартлар бўлган ҳол учун (канал очик ҳол) ўринлидир.

Бошқарувчи электрод р-п ўтишда кучланиш орттирилган ва U_3 қ U_c қ U_{30} шарт бажарилса, канал беркилади (ёпилади), бу ерда U_3 каналнинг ёпилиш (беркилиш) кучланиши. Кўриниб турибдики, каналнинг ёпилиши ёки чиқиш токининг йўқолиши, U_3 ёки U_c кучланишлар ортиши билан боғлиқ экан. U_3 кучланиш ҳисобига канал ёпилиши ва ҳажмий заряд соҳасининг кенгайишини юқорида кўриб ўтган эдик. Энди эса, транзистор чиқишидаги кучланишнинг ортиши ҳисобига остона чиқиш токининг I_c ҳосил бўлиш жараёнини кўриб чиқамиз.

Фараз қилайлик, бошқарувчи электродда кучланиш нолга тенг бўлсин, яъни U_1 қ 0 . Бу ҳолда, U_c – кучланиш ортса, чиқиш токи I_c ҳам ортади. Чиқиш токининг ортиши, транзистор каналининг ҳар бир кўндаланг кесим юзасида кучланишлар тушишининг ортишига олиб келади. Бу кучланиш бошқарувчи электрод р-п ўтишига тескари йўналишда қўйилган бўлади. Натижада, р-п ўтишнинг ҳажмий заряд соҳаси кенгайди, каналнинг кўндаланг кесими эса камаяди. Канал кўндаланг кесим юзасининг камайиши ўз навбатида чиқиш токининг камайишига олиб келади. Бу ерда каналнинг тўла беркитилиши (ёпилиши) ёки остона чиқиш токи ҳосил бўлмайди, чунки канал кўндаланг кесим юзасининг камайиши токнинг ўсиши билан боғлиқдир. Бу эса, чиқиш кучланишининг ортиши билан чиқиш токининг ўз-ўзини чегараланишига, яъни тўйинишига олиб келади. Шунини таъкидлаб ўтиш керакки, чиқиш токининг тўйиниши, чиқиш кучланиши U_{30} кучланиш миқдорига яқин бўлган қийматларда, яъни каналнинг ёпилиш кучланишларига яқин бўлган кучланиш қийматларида юз

беради. Чиқиш кучланишининг U_c кичик қийматларида кўндаланг кесим юзасининг ўзгариши сезиларсиз даражада, шунинг учун I_c қ $I_c(U_c)$ боғланиш деярли чизиклидир. 2.9-расмда p-n ўтишли майдон транзисторининг бошқарувчи электродда кучланишлар қийматлари ҳар хил бўлгандаги чиқиш характеристикалари келтирилган.

Агар транзисторнинг бошқарувчи электродига беркитувчи кучланиш берилган бўлса, ($U_3 < U_{30}$) у ҳолда чиқиш токининг тўйинишлари ҳосил бўлади, чунки беркитувчи кучланиш иккита кучланишлар йиғиндисидан ҳосил бўлади.

$$U_{30} \text{ қ } U_3 \text{ қ } U_c \quad (2.46)$$

Тўйиниш токининг катталигининг U_c нинг қийматини (2.45) ифодадан фойдаланиб, (2.46) дан топиб, аниқлаш мумкин.

$$I_{c, \text{туйин}} = \frac{1}{R_{ko}} \left\{ U_{30} - U_3 + \left[\frac{(U_{30})^{\frac{3}{2}} - U_3^{\frac{3}{2}}}{(U_{30})^{\frac{3}{2}}} \right] \right\} =$$

$$= \frac{1}{R_{ko}} \left[\frac{1}{3} U_{30} - U_3 \left(1 - \frac{2}{3} \sqrt{\frac{U_3}{U_{30}}} \right) \right] \quad (2.47)$$

Келтирилган ифодадан кўриниб турибдики, чиқиш токи тўйиниш соҳаларида чиқишдаги кучланишга боғлиқ эмас, балки, бошқарувчи электроддаги кучланишга ва каналнинг геометрик ўлчамларига (U_{30} , R_{ko}) боғлиқ. P-n ўтишли майдон транзисторларининг кучайтириш хусусияти транзистор характеристикасининг эгрилиги билан характерланади.

$$S = - \frac{dI_{c, \text{туйин}}}{dU_3} \quad (2.48)$$

Бу ерда манфий ишора, U_3 –кучланиш орттир-илганда чиқиш токининг I_c камайишини ёки аксинча камайганда ортишини кўрсатади.

Характеристика эгрилигини (2.47) ифодадан фойдаланиб топиш мумкин.

$$S = \frac{dI_{c, \text{тўйин.}}}{dU_3} = -\frac{1}{R_{ko}} \left(1 - \sqrt{\frac{U_3}{U_{30}}} \right) \quad (2.49)$$

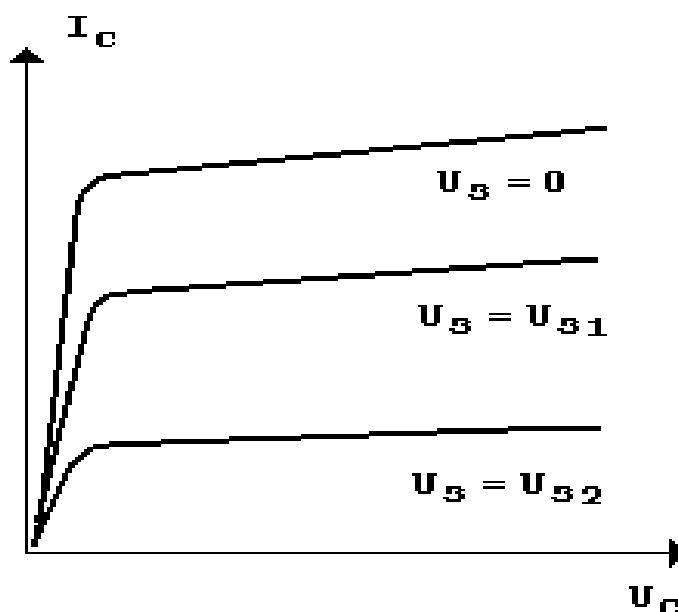
Бу ифодадан кўриниб турибдики, U_3 –кучланишнинг ортиши билан характеристика эгрилиги ҳам ортади.

Биз юқорида чиқиш токининг ўз-ўзини чегара-лашини иккита механизмини кўриб чиқдик. Бу ток ўтказувчи канал қаршилигида кучланишлар тушувининг ортиши ва бошқарувчи электрод р-п ўтишига кучланиш қўйилганда канал кенглигининг қисқаришидир.

Сток-истокнинг кичик кучланишларида сток токи I_c чизиқли равишда тез ўсади. Кейин токнинг ўсиш тезлиги секинлашади ва максимал қийматига етганда ўзгармас бўлиб қолади. Бу тўйиниш соҳасига мосдир. Тўйиниш участкаси бошланиши сток кучланиши сизиш кучланишига тенглашган вақтга тўғри келади. Бунда ҳажмий заряд соҳаси қалинлиги канал қалинлиги ярмига тенг қийматга эга бўлади ва ток ўтказувчан каналнинг беркилиши бошланади. Бошқарувчи электрод р-п ўтишнинг юқори қисми яқинида ток ўтказувчи канал кенглиги транзисторнинг чиқиш соҳасига яқин қисмида энг кичик бўлади. Транзистор чиқишига кучланиш берилганда, бу кучланишнинг асосий қисми каналнинг юқори қаршиликка эга бўлган шу кичик соҳасига тушади. Натижада электр майдон кучланганлигининг (E) катта қисми каналининг мана шу кичик қисмига тўғри келади. Биз биламизки, юқори электр майдон кучланганликларида заряд ташувчилар ҳаракатчанлиги камаяди ($\mu_n \approx 1/E$). Натижада заряд ташувчилар тезлиги тўйинади ($\sigma = \mu_n E$). Канал орқали оқаётган ток зичлигининг ортиши ҳам тўхтади $I_c = qn\mu_n E$.

Мана шундай қилиб заряд ташувчилар ҳаракатчанлигининг камайиши ҳисобига чиқиш токининг (I_c) чегараланиши вужудга келади.

Бошқарувчи p-n ўтишли майдон транзистори асосий хусусиятларидан бири унинг доимий токка юқори кириш қаршилигидир. Бу транзисторлардаги доимий токка қаршилик тесқари ток катталиги билан аниқланади.



2.9-расм. P-n ўтишли майдон транзисторнинг ВАХи.

Замонавий транзисторларда затворнинг тесқари токи бир неча наноамперларнигина ташқил қилади. Бунда кириш қаршилиги 100 МОм тартибдаги қийматга эга бўлади. Транзистор стокидаги юқори кучланишларда затвор токи ортади. Бу ҳодиса асбоб каналида асосий бўлмаган заряд ташувчилар сонининг ортиши ва ионлашиш натижасида электрон-ковак жуфтлиги генерацияси билан асосланади.

Ток ўтказувчан канал қалинлиги майдон транзистори вольт-ампер характеристикалари шаклланишида муҳим роль ўйнайди. Ҳақиқатан ҳам, канал қанча тор бўлса, ҳажмий заряд соҳаси затворга кучланиш қўйилмаса ҳам шунча осон ҳосил бўлади.

Бироқ, канал қалинлигининг камайиши сток ва исток орасидаги қаршиликнинг исталмаган ортишига олиб келади. Демак, яхши характеристика олиш учун каналнинг оптимал қалинлигини

танлаш керак. Шунингдек, транзистор параметрларига затвор узунлиги ва затвор билан сток орасидаги масофа таъсир қилади.

Бу масофанинг ортиши билан канал қаршилиги ҳам ортади. Бироқ масофа камайганда затвор-стокнинг тешилиш кучланишининг катталиги камаяди.

Амалда қўлланилаётган транзисторларда кўриб ўтилган чиқиш токининг (I_c) чегараланиш механизмлари бир пайтда юз беради. Бошқарувчи электрод билан чиқиш ва кириш қисмлари орасидаги соҳаларнинг мавжудлиги майдон транзисторларининг кучайтириш хусусиятларига таъсир этади. Бу эса чиқиш қисмига қўйилган кучланишнинг бир қисми мана шу соҳаларга тушади. Шунинг учун майдон транзисторини лойиҳалаш пайтида кўрсатиб ўтилган соҳаларнинг геометрик ўлчамлари ва уларнинг қаршиликлари имкони борича камайтиради.

Мисол тариқасида қуйидаги 8-жадвалда КП 103Е турдаги п-каналли бошқарувчи р-п ўтишли кремний асосидаги майдон транзисторларининг электр параметрлари келтирилган. Бу ерда, атроф-муҳит иссиқлиги $T_{\text{қ-45}}$; дан $\text{қ85 } ^\circ\text{С}$ бўлгандаги мумкин бўлган максимал катталиклари ифодаланган.

қуйидаги 2.10-расмда КП103Е–турдаги транзистор вольтампер тавсифи келтирилган. Келтирилган характеристикадан яхши кўриниб турибдики, транзистор затворидаги нол кучланишда (затвор-исток кучланиши нолга тенг бўлганда) каналдан оқиб ўтувчи ток (сток токи) бирмунча юқори қийматга эга бўлади. Затвордаги кучланишнинг 1 дан 4 Вольтгача ортишида транзистор сток токи нолгача камаяди.

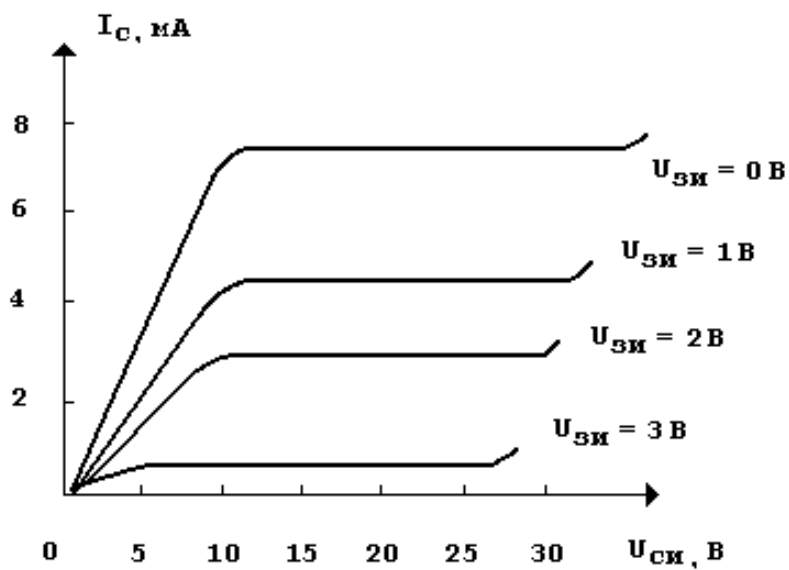
9-жадвалда бошқарувчи р-п электродли икки майдон транзисторларининг электр тавсифлари кўрсатилган.

Бу кремний асосида планар технология бўйича тайёрланган п-каналли, диффузия йўли билан ҳосил қилинган, бошқарувчи электродли КП302А турдаги транзистордир. Иккичиси эса-кремний асосида планар-эпитаксия технологияси бўйича тайёрланган п-каналли, диффузия йўли билан олинган бошқарувчи электродли КП303А турдаги транзистордир

8-жадвал

--	--	--

Бошланғич чиқиш токи	$I_{с.б.}, \text{ мА}$	1
Бошқарувчи электроднинг сирқиш токи	$I_{з.в.}, \text{ нА}$	20
Тавсиф эгрилиги	$S, \text{ мА / В}$	2
Остона кучланиши	$U_o, \text{ В}$	1
Бошқарувчи электрод - исток сиғими	$C_k, \text{ пФ}$	12
Доимий кучланиш (исток-сток), $U_3 \text{ қ } 0$	$U_{зи}, \text{ max}$	12 В
Доимий кучланиш (затвор-исток), $U_{с-и} \text{ қ } 0$	$U_{зи}, \text{ max}$	10 В
Доимий кучланиш (затвор-сток)	$U_{зс}, \text{ max}$	15 В



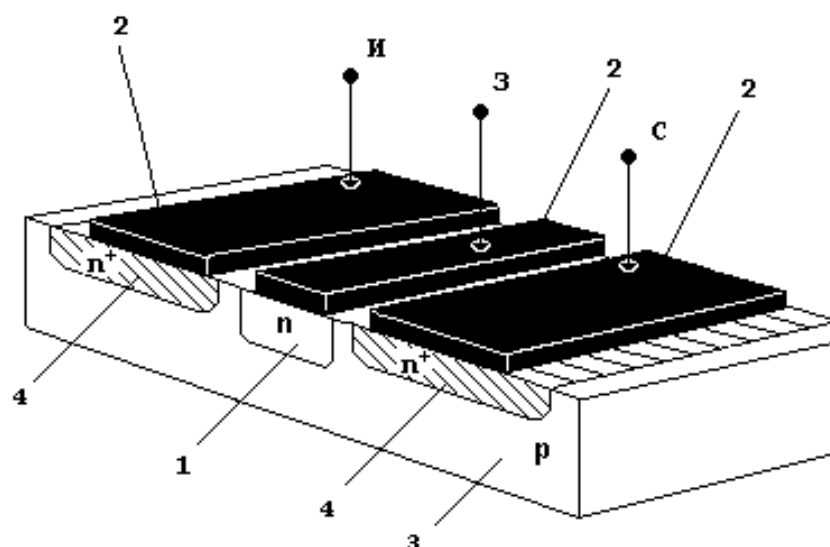
2.10-расм. КР103Е – туридаги транзистор вольтампер характеристикаси.

9-жадвал

Изоҳ	КП-302А	КП-303А
Бошланғич сток токи (min), мА	3	0.5
Бошқарувчи электроднинг сиркиш токи (min), мкА	$0.1 \cdot 10^{-2}$	$1 \cdot 10^{-3}$
Характеристика эгрилиги, мА/ В	8	1
Остона кучланиши, В	3	0.5
Сток токи (max), мА	24	20
Затвор токи (max), мА	6	5
Сток-исток кучланиши (max), В	20	25
Исток затворининг кучланиши (max), В	10	30
Сток затворининг кучланиши (max), В	20	30
Максимал қувват мВт	300	200
Атрофдаги йўл қўйилиши мумкин бўлган температура, °С	-60÷к100	-40÷к85

2.4. Бошқарувчи р-п ўтишли майдон транзисторларининг турлари

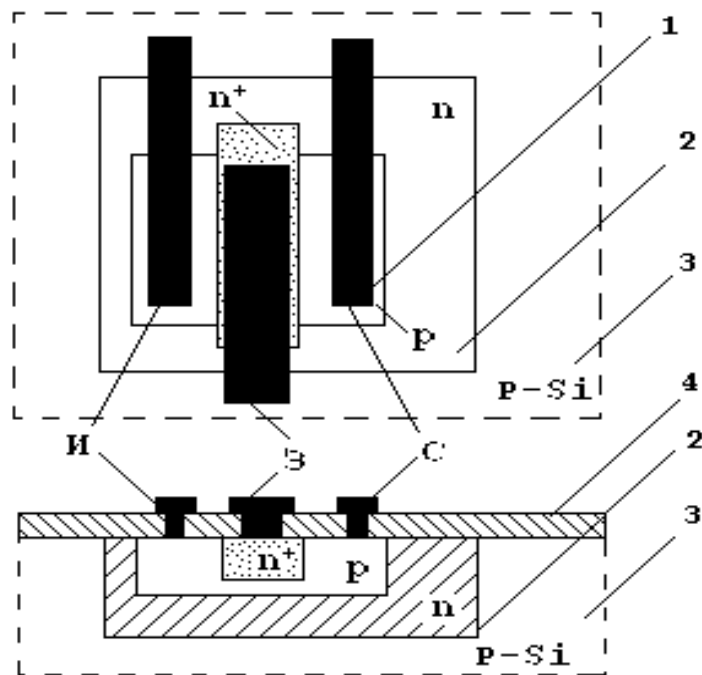
Ҳозирги пайтда бошқарувчи р-п ўтишли майдон транзисторларининг ҳар хил турлари мавжуд. Буларнинг ичида энг кўп тарқалган транзисторнинг кўриниши 2.11-расмда келтирилган. Бундай кўринишдаги майдон транзисторлар “планар”ли деб аталади, чунки транзисторнинг ҳамма электродлари бир текисликда ётади. Таглик (3) ўрнида р-тур ўтказувчанликга эга бўлган яримўтказгичли модда ишлатилади. Диффузия усули ёрдамида эса (исток ва сток соҳалари учун) n^k қатламлари (4) ҳосил қилинади, p қатламни (1) диффузия қилиш йўли билан эса, бошқарувчи электроднинг р-п ўтиши ҳосил қилинади. Бу кўринишда ток ўтказувчи канал ўрнида р-таглик билан бошқарувчи электрод р-п ўтишининг ҳажмий заряд соҳаси орасидаги n -соҳаси хизмат қилади.



2.11-расм. Р-п ўтишли планар майдон транзистори. 1-бошқарувчи ўтишнинг п қатлами. 2-Исток (И), сток (С) ва затворнинг (3) соҳаларидаги металл контактлар. 3-чиқиш тағлиги. 4-Исток ва стокнинг пқ соҳалари.

2.12-расмда интеграл микросхемаларнинг тайёрланишида ишлатиладиган р-п ўтишли майдон транзисторининг тузилиши кўрсатилган. Транзисторнинг кўрсатилган тузилиши п-р-п туридаги биполяр транзисторнинг тузилиши билан бир хил. Транзисторнинг бу тузилишида (3) манба тағлик сифатида р-туридаги ўтказувчанликка эга яримўтказгичдан фойдаланилади, яъни бунда асосан кремний ишлатилади. Канал ролини р қатламининг тармоғи бажаради (у расмда Р-билан белгиланган), у асосий тағликдан изоляция қилувчи п қатлами билан ажратилган. Затвор сифатида махсус тайёрланган п қатламининг тармоғи ишлатилади.

Исток ва стокларнинг соҳалари фақат канал орқали қўшилиши учун, пқ қатламининг тармоғи р га нисбатан кенгроқ қилиб тайёрланади. (2.12-расмнинг юқори қисмига қаранг). Натижада затворнинг пқ қатлами билан контактда бўлади, яъни умумий затвор ҳосил қилинади. Ташқи таъсирлардан ҳимоя қилиш мақсадида транзисторнинг устки қисми SiO_2 (4) плёнкаси билан қопланган. Исток (И), затвор (3) ва стокнинг (С) соҳаларида металл контактларни ҳосил қилиш учун плёнкадан тирқишлар очилган.

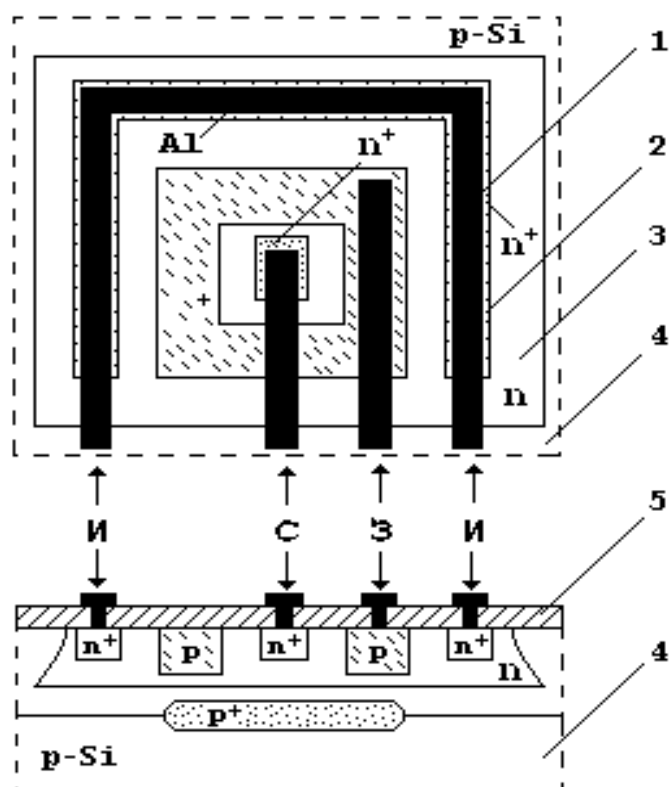


2.12-расм. Бошқарувчи p-n ўтишли p-турдаги канал ўтказувчанлигига эга интеграл майдонли транзистор.

2.13-расмда кўрсатилган транзисторнинг тузилишида ҳам p-турдаги асос таглик (4) ва n-тур ўтказувчанликка эга бўлган канал ишлатилади. Аммо канал ва таглик ўртасига p-қ турдаги қўшимча қатлам жойлаштирилган. Бу қатламлар, яъни яримўтказгич ҳажмида жойлашган қатламлар "Яширин қатламлар" деб ном олган. Яширин қатламлар турли вазифаларни амалга оширади. Кўриб чиқиладиган транзисторнинг тузилишида, ушбу яширин қатламнинг вазифаси каналнинг бошланғич қалинлигини камайтириш ва натижада канал токининг йўқолиш кучланишини камайтиришдир.

2.12-ва 2.13-расмларни қиёслаш натижасида кўринадиги, 2.13-расмда кўрсатилган транзистор тузилишида контактларнинг геометрияси ўзгартирилган. Бу ерда затворнинг p-қатлами стокни ҳар томонлама ўраб туради. Шунинг учун ток исток (И) ва сток (С) орасидан фақат бошқарувчи канал орқалигина ўтиши мумкин (3). p-қ қатламларини исток ва стокнинг металлаштирилган (1) AL соҳалари ўртасидаги омик контактни таъминлаб туради.

Кристаллинг ташқи қатламини ҳимоялаш учун SiO_2 (5) юпка плёнкасидан фойдаланилади.



2.13-расм. Бошқарувчи р-п ўтишли п-туридаги канал ўтказувчанлигига эга интеграл майдонли транзистор.

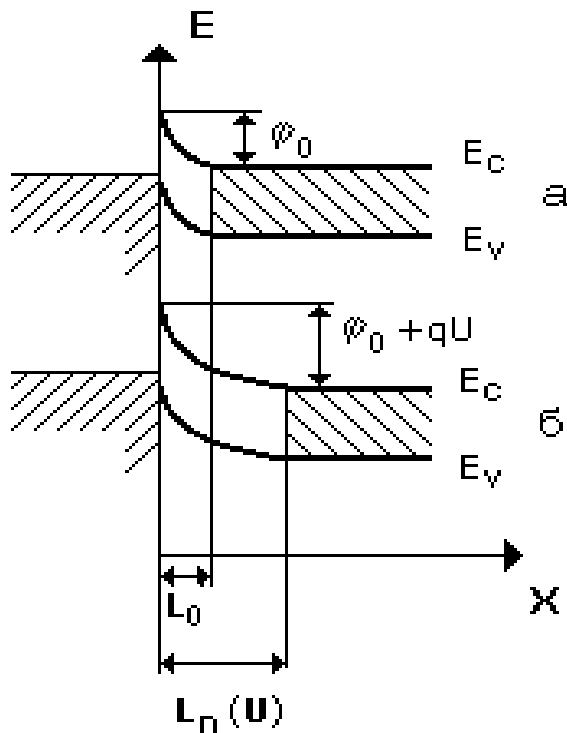
2.4.1. Шоттки барьерли майдон транзисторлари

Шоттки барьерли майдон транзисторининг ишлаш принципи бошқарувчи р-п ўтишли майдон транзисторининг ишлаш принципи билан бир хилдир. Шоттки барьерли майдон транзисторларини яна бошқарувчи металл-яримўтказгич (МЯ) контактга эга транзистор деб ҳам аташ мумкин. Бу икки транзисторлар орасидаги фарқ шундаки, МЯ ли транзисторларда затвор сифатида металл-ярим-ўтказгич контактдан фойдаланилади. Металл-ярим-ўтказгичли контактга U тескари кучланиш берилганда, ϕ_0 потенциаллар фарқи билан боғлиқ бўлган потенциал тўсиқнинг баландлиги U кучланишнинг

катталигига нисбатан ўсиб борган ҳолда φ_0 қ qU га тенг бўлади. Бунда L_n яримўтказгич ҳажмий заряди қатламининг катталиги ҳам ўсиб боради. Тескари кучланишнинг ортишида (контактга ёпиштирилган) $L_n(U)$ яримўтказгичининг ҳажмий заряд соҳаси кенгаяди, унда ҳаракатланувчи заряд ташувчи -электронлар ва коваклар деярли йўқ. Бунда металдаги электронлар концентрацияси ва электрон нейтраллик соҳаси-яримўтказгич чуқурлигида заряд ташувчиларнинг концентрацияси деярли ўзгармайди. Демак, металл-яримўтказгичдан иборат ўтказгичли контактни ясси конденсатор сифатида изоҳлаш мумкин бўлади, яъни бунда ҳажмий заряд қатламлари билан ажратилган металл ва яримўтказгичдан иборат қоплама конденсаторнинг асосини ташкил қилади. Мисол учун U тескари кучланиши берилган n -туридаги ўтказувчанликка эга яримўтказгичли контактни кўриб чиқамиз (2.14-расм). Яримўтказгич чиқиш иши χ_1 га тенг бўлсин. Металлнинг чиқиш иши эса, χ_2 бўлсин ва $\chi_1 < \chi_2$ шarti бажарилсин. Бунда яримўтказгичнинг металл билан чегара соҳасида, яъни ажратиш чегарасида, электронларга камбағаллашган ҳажмий зарядлар қатлами ҳосил бўлади. L_n қатламининг кенглиги контактга берилган кучланиш катталигига боғлиқ бўлади, яъни L_n қ $L_n(U)$ ва U нинг ўсиши билан L_n ҳам ўсади. (2.36) ифода билан мутаносиб ҳолда бўлган L_n берилган кучланишга боғлиқлигини қуйидаги тенглик орқали ифодалаш мумкин:

$$L_n = \sqrt{\frac{2\epsilon\epsilon_0(\varphi_0 + qU)}{qn_0}} \quad (2.50)$$

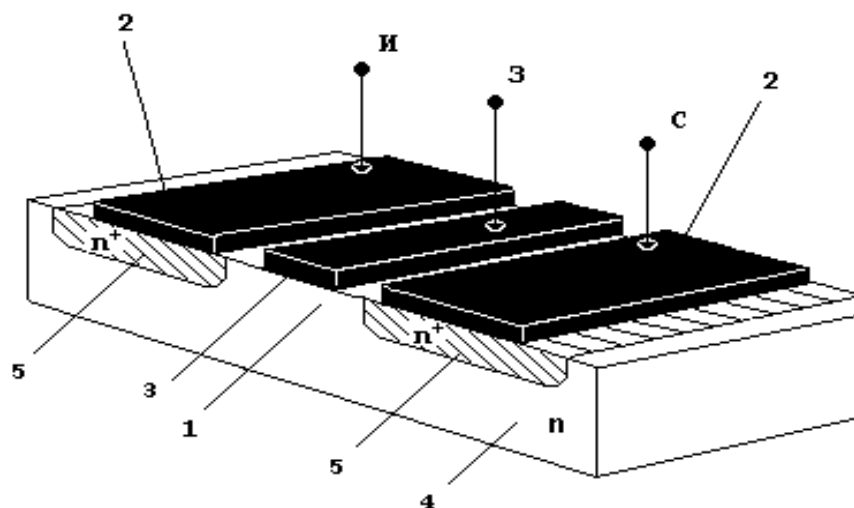
Келтирилган тенгликдан кўринадик, металл-ярим-ўтказгич контактидаги L_n ҳажмий заряд қатламининг қалинлиги p - n ўтиш каби, кучланишга боғлиқдир. Мана шу боғлиқликдан Шоттки диодли майдон транзисторларини тайёрлашда фойдаланилади.



2.14-расм. U тескари кучланиш берилганда металл-яримўтказгич контактидаги L_n хажмий заряд қатлами кенглигининг ўзгартириши.

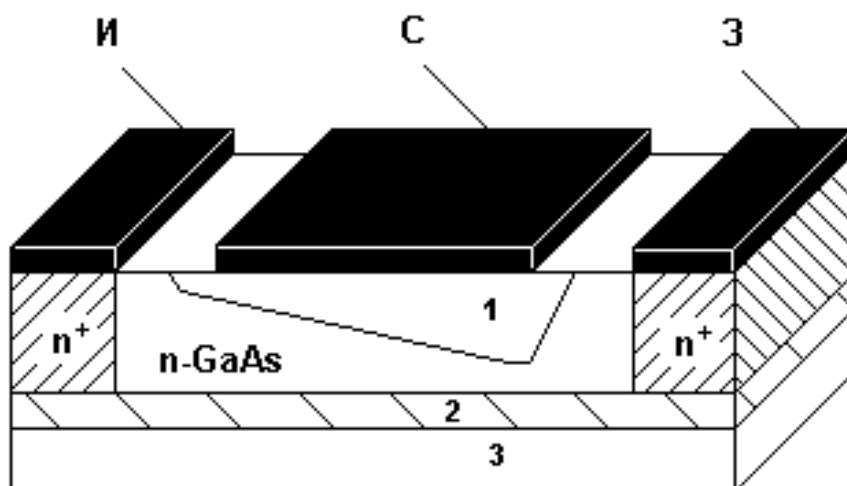
яримўтказгичли материалдан кенг фойдаланиш заряд ташувчиларнинг юқори даражадаги дрейф ҳаракатчанлиги билан боғлиқдир. GaAs таркибидаги электронларнинг ҳаракатчанлиги хона температурасида $8800 \text{ см}^2 \text{ В}^{-1} \cdot \text{с}^{-1}$ ни ташкил қилади, кремнийда бу кўрсаткич $1300 \text{ см}^2 \text{ В}^{-1} \cdot \text{с}^{-1}$ га тенг. GaAs даги электронларнинг максимал тезлиги $2 \cdot 10^7 \text{ см} \cdot \text{с}^{-1}$ дир, бу эса кремнийдаги электронларнинг максимал тезлигидан 2 маротаба кўп.

Шоттки барьерли майдон транзисторларининг тузил-иши бошқарувчи p-n ўтишли майдон транзистор-ларининг тузилишига жуда ўхшайди. 2.15-расмда Шоттки барьерли майдон транзисторларининг энг оддий тузилиши кўрсатил-ган. Бу ерда 1) n-турдаги ток ўтказувчи канал, 2) Исток (И) нинг металлаштирилган соҳалари ва 3) сток (С), Шоттки барьери, 4) n-тур-идаги ўтказувчанликга эга асос таглик, 5) пқ исток ва сток соҳалари 2.11 ва 2.15-расмларни қиёслаш нати-жасида кўриш мумкинки, Шоттки барьерли майдон транзисторида бошқарувчи ўтишли n-катлами йўқ. Бу қатлам металл-ярим-ўтказгич контакти билан алмаштирилган. Шоттки барьерли транзисторларини тайёрлашда асосан GaAs дан фойдаланилади. Бу



2.15-расм. Шоттки барьерли майдон транзистори.

2.16- расмда GaAs асосида тайёрланган Шоттки барьерли майдон транзисторининг тузилиши кўрсатилган.

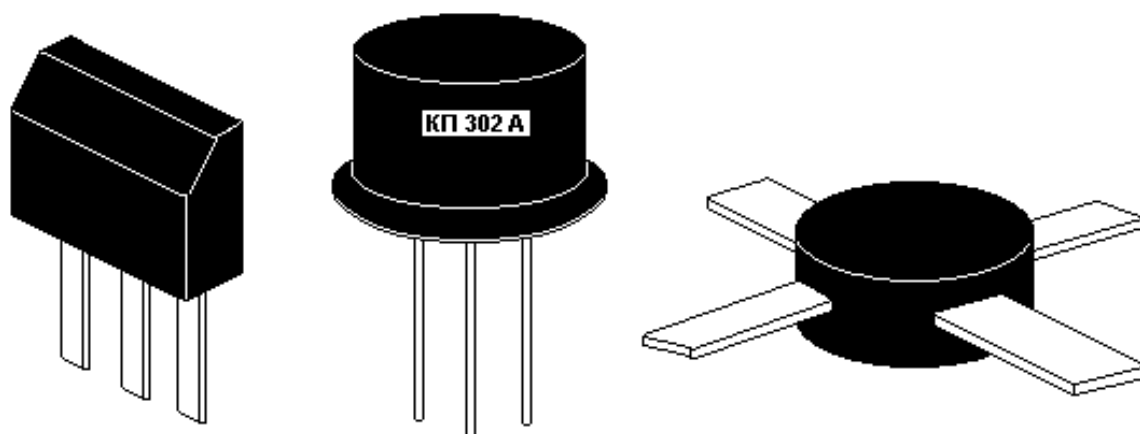


2.16-расм. Ga As асосидаги Шоттки барьерли майдон транзистори.

Расмдан кўринадики, транзистор n-туридаги ўтказувчанликка эга GaAs юпқа плёнкадан иборатдир, у (ярымизоляцияловчи) юқори қаршилика эга бўлган устки қисмга қўйилган. Юқори

қаршиликли қатламни одатда GaAs ни хром билан легирлаш орқали ҳосил қилинади. n-туридаги ўтказувчанлик GaAs (пқ қатлами оралиғида жойлашган) устки қисмига (2.16-расмга қаранг) затвор Шоттки барьерини (13) ва ҳажмий заряд қатламини ҳосил қилиш учун металл суртилади. (1). Бошланғич таглик (3) ва актив ток ўтказувчи соҳа орасида эпитаксия усули билан ўстирилган оралик (буфер) қатлам жойлашган (2). Бу қатлам нуқсонлари кўп бўлган тагликнинг ток ўтказувчи каналга таъсирини камайтиради.

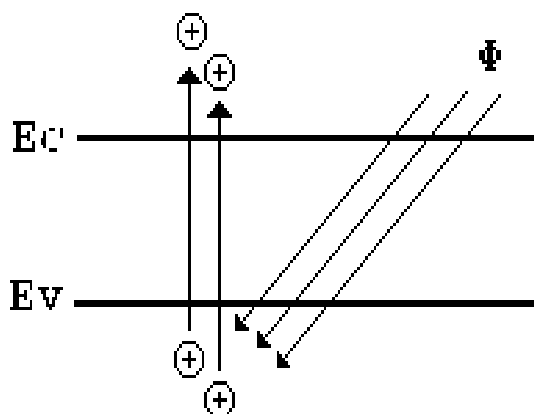
Исток ва сток сифатида Шоттки барьерининг 2 томонида жойлашган пқ туридаги қатламлар ишлатилади. Бундай транзисторларнинг афзаллиги шундаки, уларда ток ўтказувчи канал устки қатлам сатхидан пастда жойлашган бўлади. Бу эса заряд ташувчиларнинг яримўтказгич ҳажмида ҳаракатланишини таъминлайди. Заряд ташувчиларнинг ҳажмий ҳаракатчанглиги уларнинг устки ҳаракатчанглигидан юқоридир. 2.17-расмда кам қувватли айрим майдон транзисторларининг ташқи кўриниши тасвирланган.



2.17-расм. Кам қувватли майдон транзисторларнинг ташқи кўриниши.

2.4.2. Р-п ўтишли майдон фототранзисторлари

P-n ўтишли майдон транзистори катта сезгирликка эга бўлган фотоприёмник сифатида ишлатилиши мумкин. Шу имкониятни



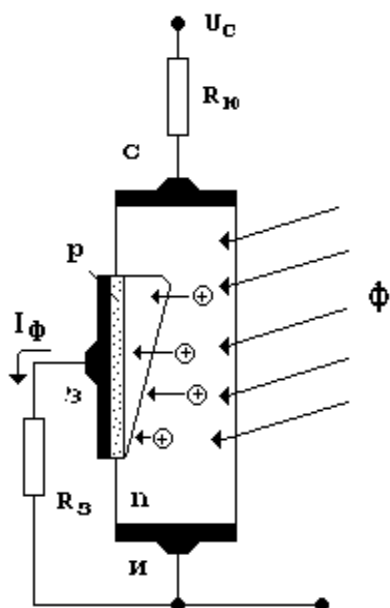
2.18-рasm. Заряд ташувчиларнинг яримўтказгичдаги фотогенерацияси.

кўриб чи-қамиз. Яримўтказгич ёруғ-лик билан ёритилганда унда электрон ковак жуфтлари-нинг генерацияси юз беради (2.18-рasm). Нур билан уйғонган электронлар валентлик соҳасидан ўтка-зувчанлик соҳасига ўтади-лар, бунда улар эркин электронлар сонини кўпай-тириб борадилар Δn . Валентлик соҳасида бўш коваклар сони Δp ўсиб боради. Эркин заряд ташувчилар сонининг ўзгариши яримўтказгич электр ўтказувчанлиги σ нинг ўсишига олиб келади.

$$\sigma = q(n + \Delta n)\mu_n + q(p + \Delta p)\mu_p \quad (2.51)$$

бу ерда, n ва p -нур йўқ бўлганида электрон ва ковакларнинг концентрациясидир. Агар яримўтказгичда электр майдони мавжуд бўлса, фотогенерацияланган заряд ташувчилар ажралиб, ушбу майдонда қарама-қарши йўналиш бўйича ҳаракат қиладилар. 2.19-рasmда майдон транзисторини фотоприёмник сифатида ишлатиш усули кўрсатилган. Ток ўтказувчи канал ёруғлик билан ёритилганда электрон-ковак жуфтларининг генерацияси содир бўлади. Тескари кучланиш берилган р-п ўтишли затворнинг электр майдони генерация қилинган заряд ташувчиларни ажратиб туради. Коваклар p соҳасига ўтиб, затвор занжирида фототок dI_Φ ҳосил қиладилар. Электронлар транзисторнинг стокига қараб кетадилар. Шунини эслатиш жоизки, транзистор канали орқали ўтаётган ток мавжуд бўлган ҳолларда, р-п ўтишли затвор тескари йўналишда уланган бўлади ва затвор ҳамда исток орасида кучланиш бўлмайди. R_3 затворининг ташқи қаршилиги орқали ўтаётган фототок унда кучланиш тушувини пайдо қилади:

$$dU_3 \propto dI_\Phi R_3 \quad (2.52)$$

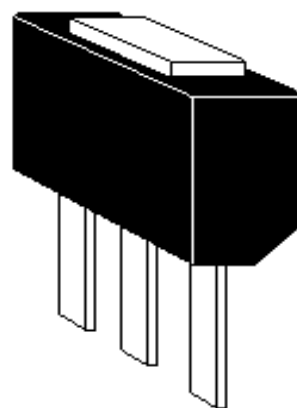
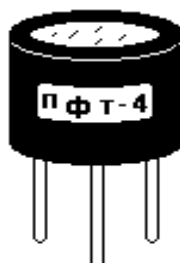


2.19-расм. Майдон фототранзистори.

Затвордаги кучланиш тушувини ўзгариши (2.47) га асосан канал орқали ўтаётган токнинг ўзгаришига олиб келади. Бундан транзистор истокидаги ток ҳам $dI_c \propto S \cdot dI_c \cdot R_3$ га тенг катталика ўзгариши келиб чиқади. Бунда фототок $S \cdot R_3$ мартагача ортади. Майдон транзисторининг сезгирлиги фотодиод сезгир-лигидан шунча марта каттадир. R_3 ташқи қаршилигини ошириш йўли билан майдон фототранзисторининг сезгир-лигини кўпайтириш мумкин. Аммо бунда затворнинг вақт доимийси, $\tau \propto R_3 C_{зи}$ ҳам ошиб боради, яъни транзисторнинг ишлаш тезлиги пасаяди. 2.20-расмда хозирда

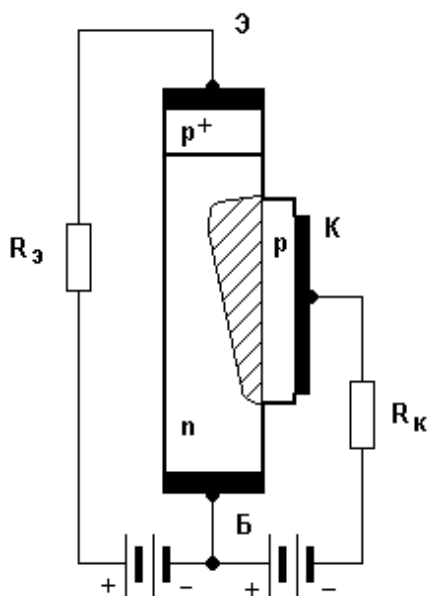
ишлаб чиқарилаётган майдон транзисторларининг умумий кўриниши тасвирланган.

**2.20-расм.
Фототранзистор-
ларнинг ташқи
кўриниши**



2.4.3. Майдон-инжектор транзистори.

Майдон эффекти билан ишлайдиган транзисторларнинг яна бир турини кўриб чиқамиз. Бу майдон-инжектор транзисторидир. Ушбу транзистор бошқарувчи р-п ўтишли майдон транзисторидан омик контактларидан бири р-п ўтиш билан алмаштирилганлиги билан фарқ қилади. 2.21-расмда шундай транзисторнинг тузилиши ва ишлаш принципи кўрсатилган. Мазкур транзисторнинг ишлаш принципини кўриб чиқамиз. (К) коллекторга шундай бошқарувчи кучланиш берилганки, ҳажмий заряд соҳаси транзисторнинг базасини (база ва эмиттер орасидаги жойни) бутунлай қоплаган бўлсин. Бошқарувчи р-п ўтишли майдон транзисторига ўхшаган ҳолда бу канал бутунлай ёпилади. База (2.21-расмдаги пастки чиқиш) ва эмиттер (2.21-расмдаги устки чиқиш) орасига мусбат кучланиш берилганда транзистор канали бўйича унча катта бўлмаган ток ўтади. Бу ток, эмиттер токи деб номланади.



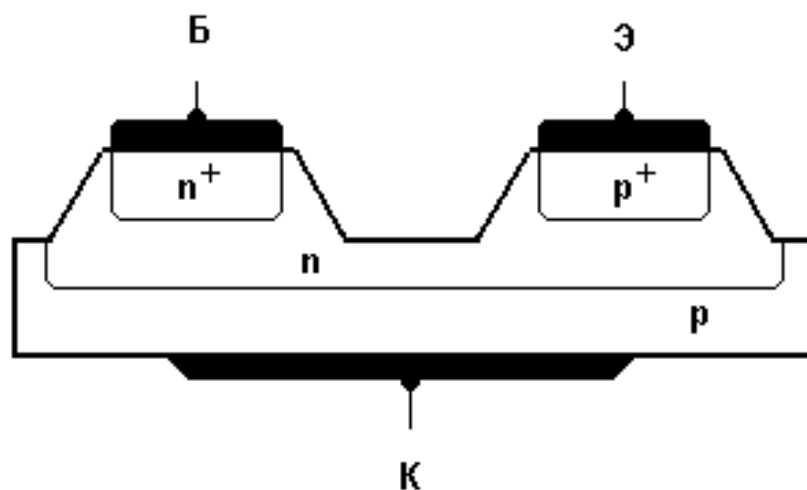
2.21-расм. Майдон-инжектор транзисторининг ишлаш принципи.

токининг ўсиши канал кенглигининг ортишига, бу эса ўз навбатида, эмиттер токининг янада кўпайишига олиб келади.

База ва эмиттер орасида кучланишнинг ортишида, база-эмиттер ўтиши очилади ҳамда эмиттер токи кўпаяди. Бунда коллектор токи ҳам кўпайиб боради. Коллектордаги токнинг кўпайиши ундаги кучланишнинг камайишига олиб келади. Бу эса оддий майдон транзисторидаги сток токининг кўпайиши билан ток ўтказувчи канал кенглигининг камайишига ўхшашдир. Коллектордаги кучланишнинг пасайиши натижасида коллектор ўтиш-ининг қаршисидаги каналнинг очилиши содир бўлади. Эмиттер база каналидаги қаршилик камаяди, эмиттер токи эса кўпаяди. Бошқача айтганда, эмиттер

Токдаги бундай мусбат тескари алоқа эмиттер занжиридаги S-турдаги вольтампер тавсифининг пайдо бўлишига сабаб бўлади.

Эмиттер ва база орасига доимий тўғри кучланиш берилган ва коллектордаги (база ва коллектор орасидаги) тескари кучланиш кўпайтирилган ҳолатни кўриб ўтамыз. Бундай ҳолат аввало коллектордаги токнинг ортишига олиб келади. Аммо коллектордаги кучланишнинг ортишида ҳажмий заряд соҳасининг кенгайиши канал кенглигининг кичиклашишига олиб келади. Бунда эмиттер токи камаяди, бу эса, коллектор токининг камайишига сабаб бўлади. Шу тариқа коллектордаги кучланишнинг ортишида коллектор токи камайиб боради. Бундай тартибда ишлайдиган Майдон-инжектор транзистори N-туридаги вольтампер характеристикасига эга.



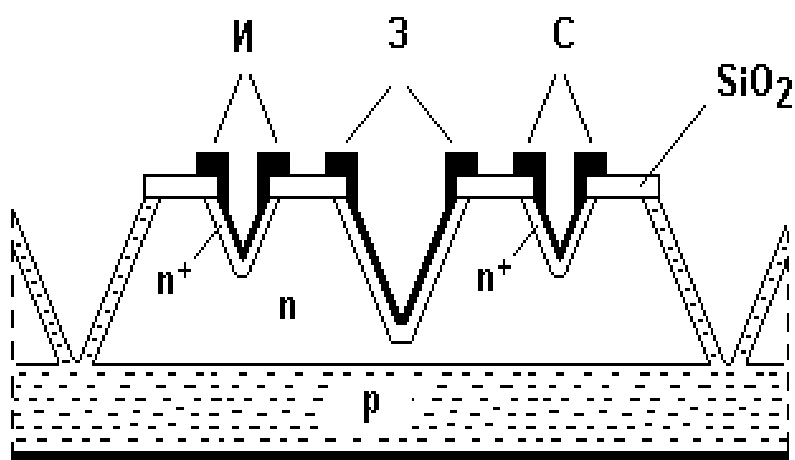
2.22-расм. Майдон-инжектор транзисторининг конструкцияси.

2.22-расмда майдон-инжектор транзисторининг тузилиши кўрсатилган. Бу ерда сток таглиги сифатида р-туридаги ўтказувчанликка эга яримўтказгич ишлатилади, бу коллекторнинг ўзидир (К). База ва эмиттер соҳалари учун n^k ва p^k соҳалари ташкил қилинган, улар кейинчалик алюминий ёрдамида металлаштирилади.

2.4.4. V –каналли (канавкали) майдон транзистори

2.23-расмда яна бир бошқарувчи p-n ўтишли майдон транзисторининг кўриниши келтирилган. Бу кўриниш планар кўриниш деб аталмайди, балки, V-каналли майдон транзисторлари дейилади. Бу структура p-тур ўтказувчанликка эга бўлган таглик асосида тайёрланган. Тагликнинг юза қисмига эпитаксия усули билан ўстирилган n-ўтказувчанликка эга $\langle 100 \rangle$ йўналишдаги яримўтказгич қатлам ётқизилган. Эпитаксиал қатламларда V-кўринишидаги каналлар анизотроп емирилиш жараёнида ҳосил бўлади.

V-каналининг деворлари горизонтал текисликка нисбатан $54,7^\circ$ остида бўлади. Бу кўринишда уч хилдаги



2.23-расм. V –каналли майдон транзисторининг тузилиши.

V-каналлар қўлланилади. Исток ва сток электродларини ҳосил қилиш учун кичик каналлар, транзистор бошқарувчи электродларини ҳосил қилиш учун ўрта каналлар ва алоҳида транзисторларни бир-биридан ҳимоялаш учун эса катта каналлар ишлатилади. Транзисторнинг ишлаш самарадорлигини ошириш учун ўрта чуқурликка эга бўлган V- каналлар ишлатилади.

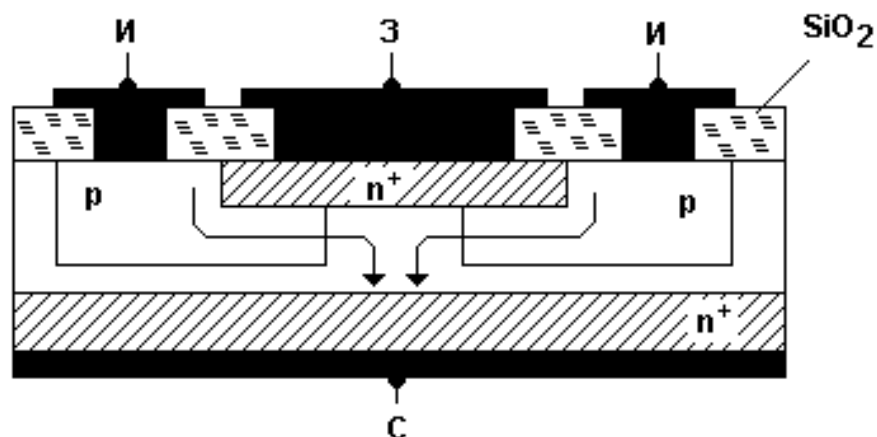
Бундай кўринишдаги майдон транзисторлари бошқа шу турдаги планар технология усули билан тайёрланган транзисторларга нисбатан кичик каршилиқларга ва катта эгрилик коэффициентида эга бўлади.

2.5. Кучли майдон транзисторлари

Катта қувватлар уланганда ёки кучли сигналлар кучайтирилганда транзисторнинг асосий параметри сифатида фойдали иш коэффиценти ва қуввати йўқолишини кузатиш мумкин. Ишлашнинг калитли режимларида майдон транзисторнинг очик ҳолдаги қаршилиги минимал ҳолатда бўлиши зарур. Бундай вазиятда қувватни йўқотиш ҳам минимал ҳолатда бўлади. Транзисторнинг очик ҳолдаги қаршилиги канал қаршилиги билан аниқланади. Канал қаршилигини унинг узунлигини қисқартириш (2.8-расмдаги L параметр) ёки унинг кенглигини кўпайтириш (2.8-расмдаги a параметри) орқали камайтириш мумкин. Канал узунлигини турли усуллар билан камайтириш мумкин. Шундай усуллардан бири транзисторнинг тузилиши ўрнига (2.11-ва 2.16-расмлар) вертикаль тузилишини ишлатишдир. Бундай структураларда токнинг йўналиши устки қисмга нисбатан перпендикулярдир. 2.24-расмда "вертикаль" технология бўйича тайёрланган транзистор тузилишининг кўндаланг кесими келтирилган. Бу ерда яримўтказгичли пластинанинг бир устки қатламида майдон транзисторининг Истоки (И) ва затвори (З), бошқасида эса сток (С) жойлаштирилган. Бунда затвор ва стокнинг соҳалари пк-туридаги, Исток соҳаси эса рк туридаги ўтказувчанликка эга. Ушбу транзисторнинг исток соҳасини затвор соҳаси ўраб туради, яъни бу 2.13-расмда кўрсатилган транзистор каби бўлади. Истокдан стокгача оқиб бораётган токнинг йўналиши стрелкалар билан кўрсатилган.

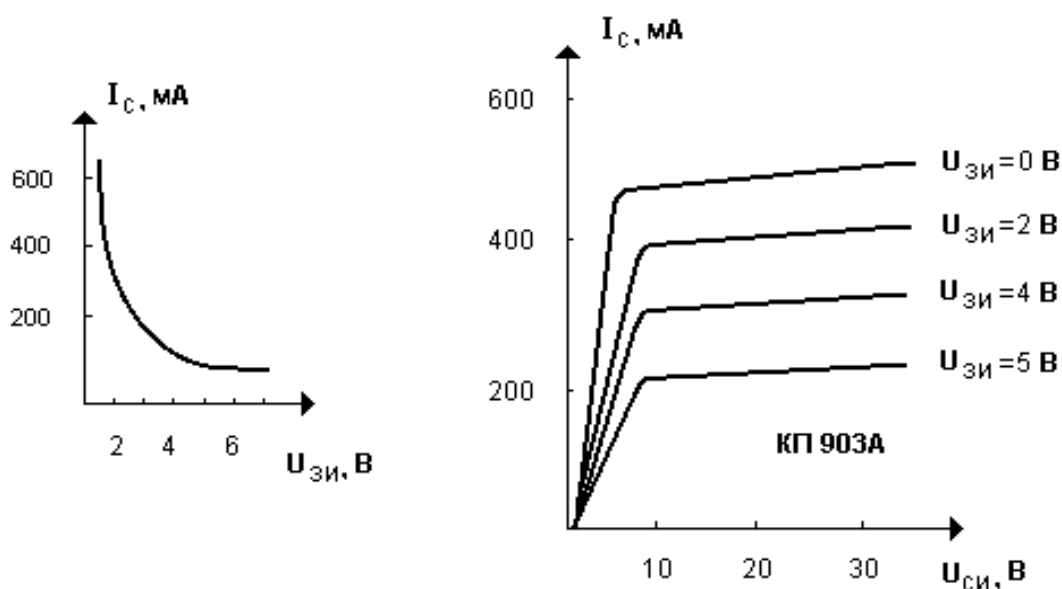
Кучли майдон транзисторларидаги канал қаршилигини камайтиришнинг яна бир имконияти параллел уланган каналлар сонини кўпайтиришдир. Транзисторларнинг бундай тузилиши кўп каналли транзисторлар номини олган.

Кўп каналли транзисторларга мисол қилиб 2.24-расмда келтирилган структурани келтириш мумкин.



2.24-расм. Вертикал майдон транзистори.

2.25-расмда КП 903 А турдаги қувватли майдон транзисторининг вольтампер тавсифи мисол тариқасида келтирилган.



2.25-расм. КП 903А транзисторининг ВАХи.

Ушбу транзистор кремний асосида планар-эпитаксиал технология бўйича тайёрланган. n-туридаги канал, затвор сифатида тескари кучланиш уланган p-n ўтишдан фойдаланилади.

10-жадвалда ушбу транзисторнинг асосий параметлари келтирилган.

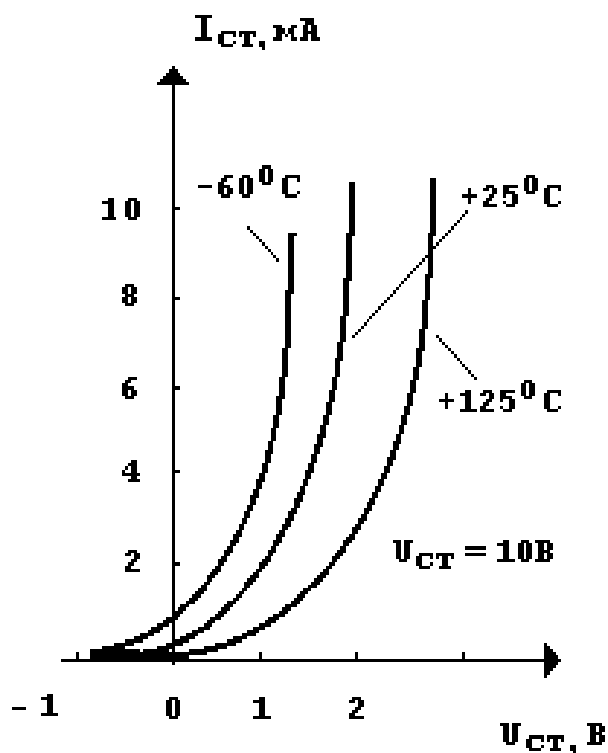
10- жадвал

Параметрлар (Максимал қиймати)	Белгиси	Катталиги	Ўлчов бирлиги
Стокнинг мунтазам токи	I_c, max	0.7	A
Затвор токи	I_z, max	15	мА
Сток-истокдаги кучланиш	U_{ci}, max	20	B
Затвор-истокдаги кучланиш	U_{zi}, max	15	B
Затвор-стокдаги кучланиш	U_{zs}, max	20	B
Тавсиф тиклиги	S	125	мА/ B
Узилиш кучланиши	$U_{zi}, \text{уз.}$	6	B
Ўтиш температураси	$T, \text{Ў}$	қ150	C
Сочиладиган қувват	P, max	6	Вт
Атроф-муҳитнинг йўл қўйилувчи температураси	T, max	$-60 \div \text{қ}100$	$^{\circ}\text{C}$

2.6. Температуравий характеристикалар

Бошқарувчи р-п ўтишли майдон транзис-торларининг температуравий боғланиш параметрлари биринчи навбатда тескари кучланишли р-п ўтишнинг температуравий боғланиши билан аниқланади. Ҳақиқатдан ҳам, тескари кучланишли р-п ўтишнинг температураси оширилганда заряд ташувчилар иссиқлик генерациясининг тезлиги ортади. Агар ушбу генерация, ўтишнинг ҳажмий заряд соҳасида юз берса, генерацияланган ток ташувчилар электр майдон билан ажратилади. Мисол учун, рқ-п ўтишни (2.6-расмда тасвирланган) кўриб ўтамиз. Электр майдони таъсири остида п соҳасида генерацияланган электронлар яримўтказгич ҳажмига, электро-нейтраллик соҳасига ва кейичалик ташқи занжирга ўтади. Ҳажмий заряд соҳасига генерацияланган коваклар р-п ўтишнинг р соҳасига ўтадилар, бунда улар ўтишнинг тескари токини орттирадилар. Тескари токнинг ўсиши ўтиш қаршилиги камайишига сабаб бўлади ва натижада, майдон транзисторининг кириш қаршилиги камаяди.

Затвордаги тескари токнинг ортиши, ҳажмий заряд соҳасининг самайишига, транзистор ток ўтказувчи каналининг



2.26-расм. КР102Б турдаги майдон транзистори стокидаги токнинг температурвий боғланиши.

сенгайишига ва сток токининг сўпайишига олиб келади. Бошқарувчи р-н ўтишли майдон транзисторлари тараметлари ўзгаришининг яна бир сабаби заряд ташувчилар ҳаракатчан-лигининг

температурвий боғланишидир. Ҳақиқатан

қам, агар заряд ташувчиларнинг сочилиши

ёпанжаранинг иссиқлик гебранишида юз берса,

температуранинг ортиши билан ҳаракатчанлик камаяди.

Ҳаракатчан-ликнинг камайиши тран-зисторнинг вольтампер

тафсифини ёмонлашувига сабаб бўлади. 2.26-расмда

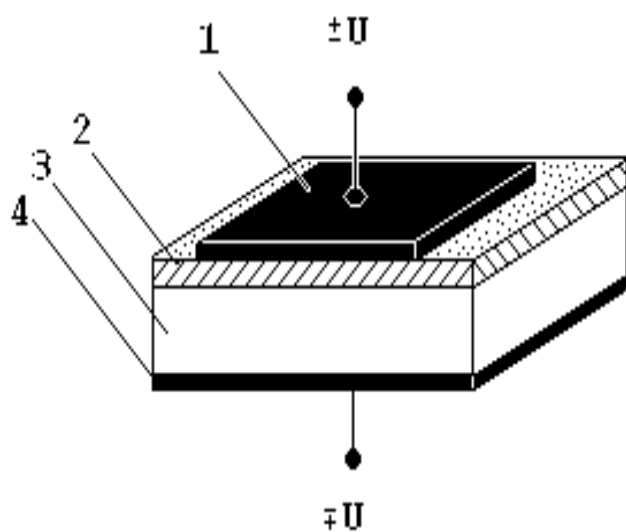
КР102Б турдаги майдон транзисторлари стокидаги

токнинг температурвий боғланиши тасвирланган.

3. БОБ АЖРАТИЛГАН БОШҚАРУВЧИ ЭЛЕКТРОДЛИ МАЙДОН ТРАНЗИСТОРЛАР

3.1. Ажратилган бошқарувчи электродли майдон транзисторлари иш принципининг физик асослари

Изоляция қилинган затворли майдон транзисторларининг ишлаш принципи майдон эффектига асосланган. Майдон эффекти бу ташқи электр майдоннинг яримўтказгич электр, ўтказувчанлигига бўлган таъсирidir. Ушбу эффектни металл-диэлектрик-яримўтказгич (МДЯ) тузулиши мисолида кўриб чиқамиз (3.1-расм). Кўринадики, яримўтказгичли пластина металлдан диэлектрикнинг юпқа қатлами билан ажратилган. Агар шундай тузулишга U ташқи кучланиш берилса, металл яримўтказгич ва металл-диэлектрик чегарасида турли ишорали электр зарядлари ҳосил бўлади. Металлда ҳосил бўлувчи зарядлар бевосита



3.1-расм. Металл-диэлектрик-яримўтказгич. 1-металл, 2-диэлектрик, 3-яримўтказгич, 4-омик контакт.

унинг устида локаллашадилар. Яримўтказгичда ҳосил бўлувчи зарядлар эса бир қанча қалинликка тарқалади ва ҳажмий заряд қатламини шакл-лантиради. Бу ҳажмий заряд соҳасидаги яримўтказгич ўтказувчанлигининг ўзгаришига олиб келади. Чунки эркин заряд ташувчиларнинг сони ўзгаради. Металл элект-родга, манфий заряд-ланадиган қилиб ташқи кучланиш уланса, ярим-ўтказгич ва диэлектрик чегарасида манфий зарядлар ҳосил

бўлади. Бу зарядлар яримўтказгичнинг ҳажмидан тортиб олинган электронлар ҳисобига яримўтказгич сиртий соҳасининг электронлар билан бойиши натижасида пайдо бўлади. Ҳажмий заряд ҳосил бўлишининг назарий асосларини кўриб чиқамиз. МДЯ тузулишига берилган кучланишнинг мавжуд бўлишида ҳаракатчан зарядлар концентрациясининг тарқалиши ўзгаради. $n = n(x)$ электронлар ва $p = p(x)$ коваклар концентрациясининг қиймати (координатларига боғлиқ бўлган) ни қуйидагича ёзиш мумкин:

$$n = n_0 \exp\left(-\frac{q\varphi}{kT}\right); \quad (3.1)$$

$$p = p_0 \exp \frac{q\varphi}{kT}$$

бу ерда n_0 -яримўтказгич ҳажмидаги эркин электронларнинг концентрацияси, p_0 -яримўтказгичдаги эркин ковакларнинг мувозанатдаги концентрацияси, k -Больцман доимийси, T -температура. (3.1) ифодадан кўринадикки, $\varphi(x)$ кўпайтирилганда n -қиймати бирдан камаяди, p -қиймати эса ортади. n -туридаги ўтказувчанликка эга яримўтказгичдаги ҳажмий заряд зичлиги (электронлар билан боғлиқ бўлган) қуйидагига тенг:

$$\rho(x) = q[N_d - n(x)] \quad (3.2)$$

бу ерда; q -электрон заряди, N_d -донор киритма атомларининг ионланган концентрацияси. Кўпчилик яримўтказгичларда, хона ҳарорати шароитида, барча майда донор киритмалар ионланган бўлади, яъни $n_0 \approx N_d$. Шунинг учун,

$$\rho(x) = q[n_0 - n(x)] \quad (3.3)$$

ковак ўтказувчанликка эга бўлган яримўтказгичдаги ҳажмий заряд зичлиги қуйидагига тенг бўлади:

$$\rho(x) = q[p(x) - p] \quad (3.4)$$

Яримўтказгичдаги $\rho(x)$ ҳажмий заряд зичлигини $\varphi(x)$ Пуассон тенгламаси орқали ҳам ифодалаш мумкин (бу ерда ва бундан сўнг $\varphi = \varphi(x)$ ҳамда $\rho = \rho(x)$ деб ҳисоблаймиз):

$$\frac{d^2\varphi}{dx^2} = \frac{\rho(x)}{\varepsilon\varepsilon_0} \quad (3.5)$$

бу ерда ε яримўтказгичнинг диэлектрик сингдирувчанлиги,
 ε_0 - $8,85 \cdot 10^{-12}$ Ф·м га тенг бўлган электр доимийси.

Яримўтказгич ҳажмидаги зарядлар йиғиндиси нолга тенг бўлади. Бундан келиб чиққан ҳолда ҳажмий заряд зичлиги ҳам нолга тенг бўлади, яъни $\rho \approx 0$. Бу куйидагилар билан асосланган: эркин электронлар концентрацияси (манфий зарядга эга бўлган) ионланган донор киритмалари ва эркин коваклар (мусбат зарядга эга бўлган) концентрацияларининг йиғиндисига тенгдир, яъни:

$$n_0 = N_d + p_0 \quad (3.6)$$

Электр майдонига эга бўлган соҳанинг устки қисмига яқин жойда ушбу тенглик бузилади ва ҳажмий заряд ҳосил бўлади:

$$\rho(x) = q[n(x) - n_0] + q[p(x) - p_0] \quad (3.7)$$

(3.1) ни ҳисобга олган ҳолда яримўтказгичнинг устки қисми соҳасидаги локаллашган ҳажмий зарядни тенглама шаклида ёзилади:

$$\rho = -qn_0 \left[\exp\left(-\frac{q\varphi}{kT}\right) - 1 \right] + qp_0 \left[\exp\left(\frac{q\varphi}{kT}\right) - 1 \right] \quad (3.8)$$

(3.5) тенгламани ечиш учун янги ўзгарувчи киритамиз:

$$\psi = \frac{q\varphi}{kT}; \quad Y = \frac{n_0}{n_i} = \frac{n_i}{p_0}; \quad L^2 = \frac{\varepsilon\varepsilon_0 kT}{2q^2 n_i} \quad (3.9)$$

бу ерда n_i -яримўтказгичдаги хусусий заряд ташувчилар концентрацияси, (3.9) ва (3.8) тенгламалардан ҳамда (3.5) Пуассон тенгламасидан фойдаланган ҳолда куйидаги тенгламага эга бўламиз:

$$2 \frac{d^2 \psi}{dx^2} = L^{-2} [Y(\exp(-\psi) - 1) - Y^{-1}(\exp \psi - 1)] \quad (3.10)$$

(3.10) тенгламани ечиш учун ҳар икки қисмини $d\psi/dx$ га кўпайтирамиз ва айниятдан фойдаланамиз:

$$2 \frac{d\psi}{dx} \frac{d^2 \psi}{dx^2} = \frac{d}{dx} \left(\frac{d\psi}{dx} \right)^2 \quad (3.11)$$

Сўнгра (3.11)нинг ўнг ва чап томонларини dx га кўпайтириб ва ψ бўйича интеграллаб қуйидагини топамиз:

$$\int d \left(\frac{d\psi}{dx} \right)^2 + C = L^{-2} \int_0^\psi [Y(\exp(-\psi) - 1) - Y^{-1}(\exp(\psi) - 1)] d\psi \quad (3.12)$$

Бундан эса қуйидагига эга бўламиз:

$$\left(\frac{d\psi}{dx} \right)^2 = L^{-2} F^2(\psi, Y) + C \quad (3.13)$$

Бу ерда:

$$F^2(\psi, Y) = Y[1 - \exp(-\psi)] + Y^{-1}[1 - \exp(\psi)] + \psi(Y^{-1} - Y) \quad (3.14)$$

Интеграллашнинг C доимийси, (3.13) таркибига кирувчи, чегаравий шартлардан аниқлаб олиш мумкин: яримўтказгич ҳажмида $x \rightarrow \infty$ $\psi = 0$ ва $d\psi/dx \rightarrow 0$.

Демак, $F(\psi) \rightarrow 0$ ва натижада, $C \rightarrow 0$. Кўриб чиқиладиган $qU > 0$ ва $d\psi/dx > 0$ эканлигини ҳисобга олган ҳолда, (3.13) ни қуйидагича ёзамиз:

$$\frac{d\psi}{dx} = L^{-1} F(\psi, Y) \quad (3.15)$$

Ҳосил қилинган (3.3), (3.4) ва (3.7) ифодалардан фойдаланган ҳолда яримўтказгич устки соҳасидаги эркин электронлар концентрацияси ўзгаришини топамиз:

$$\Delta n = \int_0^{\infty} [n(x) - n_0] dx \approx n_0 \int_0^{\infty} [\exp(-\psi) - 1] dx \approx$$

$$\approx n_0 \int_0^{\infty} [\exp(-\psi) - 1] \left(\frac{d\psi}{dx} \right)^{-1} d\psi \approx n_0 L_n F(\psi_s, Y) \quad (3.16)$$

бу ерда

$$F(\psi_s, Y) = \int_0^{\psi_s} \frac{\exp(-\psi) - 1}{F(\psi, Y)} d\psi \quad (3.17)$$

Яримўтказгич устки соҳаси эркин ковалар концентрациясининг ўзгариши ҳам шу йўл билан топилади.

$$\Delta p = \int_0^{\infty} [p(x) - p_0] dx = p_0 \int_0^{\infty} (\exp \psi - 1) dx =$$

$$\approx p_0 \int_0^{\infty} (\exp \psi - 1) \left(\frac{d\psi}{dx} \right)^{-1} d\psi = p_0 L_p \Phi(\psi_s, Y) \quad (3.18)$$

бу ерда

$$\Phi(\psi_s, Y) = \int_0^{\infty} \frac{\exp \psi - 1}{F(\psi_s, Y)} d\psi \quad (3.19)$$

сирт (потенциали катталигига) ва МДЯ структурасига берилган кучланиш катталигига боғлиқ бўлган яримўтказгич сирти ўтказувчанлигининг тўла ўзгариши қуйидаги ифодадан топилади:

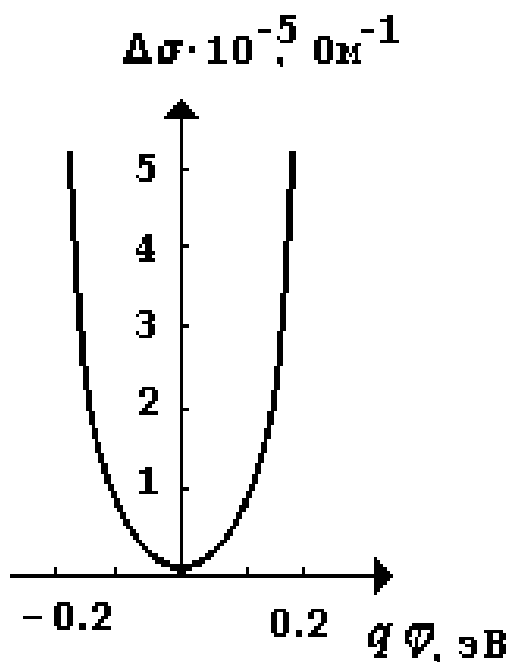
$$\Delta \sigma = q\mu_n \Delta n + q\mu_p \Delta p \quad (3.20)$$

3.2-расмда $\Delta \sigma$ устки ўтказувчанликнинг $q\varphi_s$ катталигига боғлиқлиги кўрсатилган (n туридаги яримўтказгичлар учун). Расмдан кўриниб турибдики, ортиқча ўтказувчанлик $q\varphi_s$ катталиги мусбат қийматларда

ҳам, манфий қийматларда ҳам тез ўсиб боради. Ҳақиқатан ҳам кучланишнинг манфий қийматларида (яримўтказгичга берилган) яримўтказгичнинг диэлектрик қатлами билан чегарасида электронларнинг салмоқли сони тўпланади. Бу яримўтказгичнинг сиртки соҳасидаги ўтказувчанликнинг ортишига олиб келади.

Кучланишни озгина мусбат ва манфий қийматларида ўтказувчанликдаги ўзгариш унча катта бўлмайди. Яримўтказгичга берилган мусбат кучланишнинг кўпайиши натижасида сиртга яқин соҳадаги эркин электронлар сонининг камайиши ва коваклар концентрациясининг ўсиши юз беради. Кучланишнинг янада ортиши натижасида коваклар концентрацияси электронлар концентрациясидан салмоқли равишда кўпаяди ва ўтказувчанлик тури электрон ўтказувчанликдан ковак ўтказувчанлик ўзгаради. Бунда яримўтказгич сиртий қатламининг ўтказувчанлиги янада катта бўлади. Юқорида келтирилган фикрларни МДЯ структураларнинг потенциал диаграммалари ёрдамида тушунтириш мумкин. МДЯ структуранинг потенциал диаграммасини кўриб чиқамиз. Аниқлик учун n -турли яримўтказгични кўриб чиқайлик. Бу ҳолда асосий заряд ташувчилар электронлардир. Соддалаштириш учун идеал МДЯ структурасини кўриб чиқамиз, яъни бу структурада диэлектрик ва яримўтказгич-диэлектрик чегарасида ҳеч қандай зарядлар йўқ. Ташқи берилган кучланиш, яъни структурага қўйилган кучланиш нолга тенг (U_0). Агар электронларнинг яримўтказгич-диэлектрик ва металлдан чиқиш ишлари фарқини ҳисобга олмаганда, n -турли яримўтказгич учун МДЯ структура потенциал диаграммасининг кўриниши 3.3-а расмда берилгандек бўлади. Бу расмдан кўриниб турибдики, яримўтказгичдаги электронларнинг потенциал энергияси координаталарга боғлиқ эмас. Энди шундай тузилишга қўшимча ташқи электр кучланиш киритилган ҳолни кўриб чиқамиз. Кучланишнинг “мусбат қутби” металлга, “манфий қутби” эса, яримўтказгичга берилган бўлсин. Электр майдон кучи таъсирида

яримўтказгич ҳажмидаги электронлар яримўтказгич-диэлектрикнинг ажралиш чегарасида тортила бошлайди. Диэлектрикнинг ўтказув-чанлиги кичик бўлганиги учун, у орқали ток ўтмайди, яримўтказгичнинг ҳажмидан тортилган электронлар, яримўтказгич-диэлектрик ажралиш чегараси яқинида тўпланишади. Натижада, яримўтказгичнинг сирт соҳасида (яримўтказгич-диэлектрик оралик чегараси яқинида) электронларнинг концентрацияси ўз ҳажмидаги миқдорига қараганда ортади. Бошқача сўз билан айтганда яримўтказгичдаги сирт қатлами электронлар билан бойийди. МДЯ структуранинг потенциал диаграммасида бундай “бойиш”, яримўтказгич-диэлектрик оралик чегараси яқинида ўтказувчан соҳасидаги электронларнинг энергия-сининг камайишига туғри келади. Бу ҳолда Ферми сатҳи ўтказувчан соҳасига яқинлашади



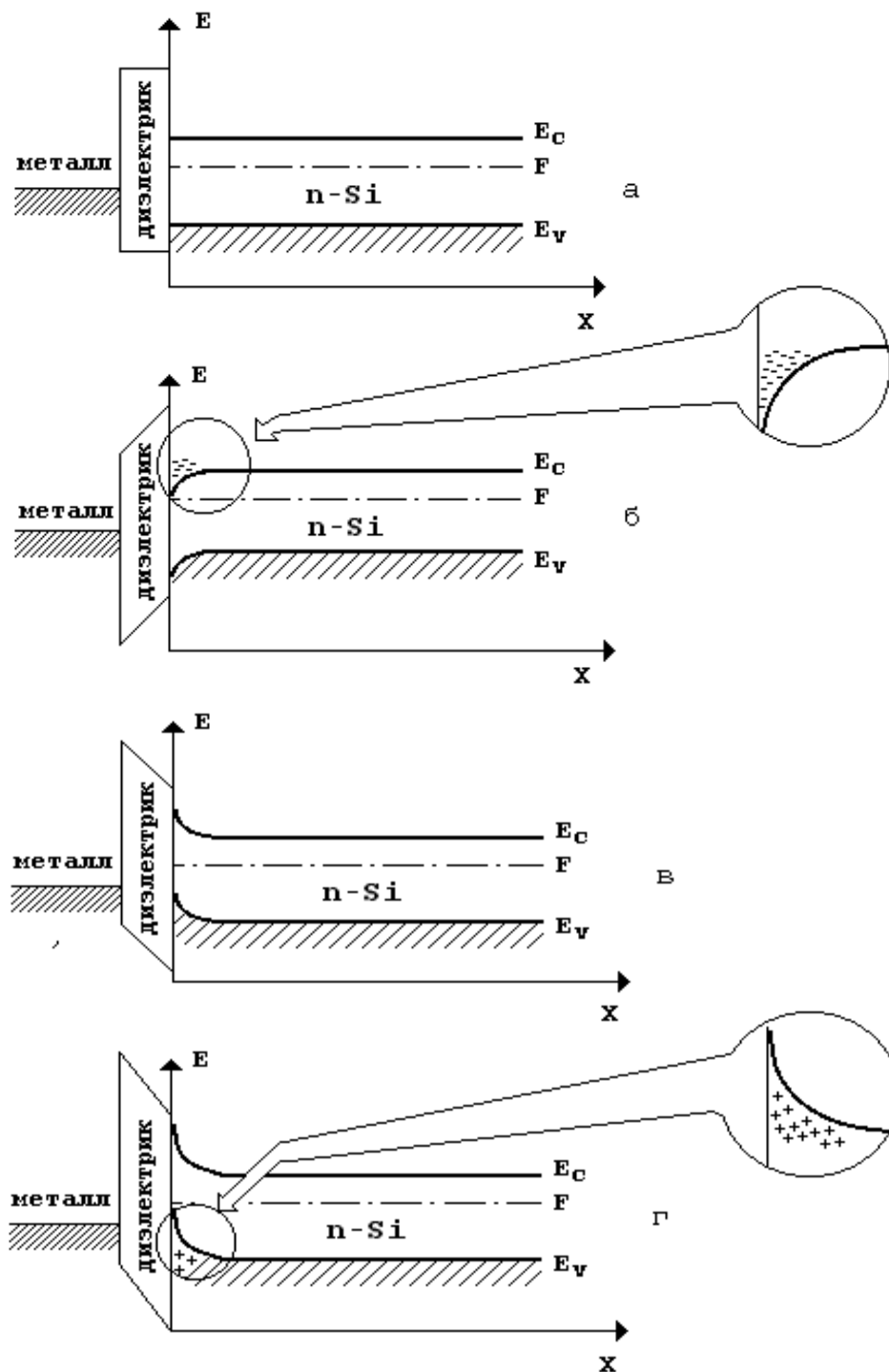
3.2-расм. Кремний учун $q\phi$ катталигига сиртки ўтказувчанлик ўзгариши боғлиқлиги. T_{k300}
К. N_d қ $4 \cdot 10^{13} \text{ см}^{-3}$

(3.3,б-расм). Агар структурага ташқи кучланишни қуйидагича: ”мусбат қутби” яримўтказгичга ва “манфий қутби” металлга уланса, бу ҳолда яримўтказгичда электронларнинг тақсимланиши ўзгаради. Ҳақиқатдан, электр майдонининг кучи таъсирида электронлар яримўтказгич-диэлектрик ажралиш чегарасида итарилиб яримўтказгич ҳажмига тортилади. Бу эса электронлар энергияси ажралиш чегараси яқинида яримўтказгичнинг ҳажмига қараганда каттароқ ва электронлар концентрацияси оралик чегараси яқинида ҳажмига қараганда кўпроқ бўлишига олиб келади. Бошқача айтганда, яримўтказгичнинг сирт қатлами электронлар билан “камбағаллашади”. МДЯ структуранинг бу ҳолдаги потенциал диаграммаси 3.3в-расмда берилган кўринишда бўлади. Бундан кўриниб турибдики, чегара яқинида, энергия соҳаларининг юқорига қайтарилиш натижасида Ферми сатҳи ўтказувчанлик соҳасидан

узоқлашади, бу эса электронлар концентрациясининг бу соҳада камайишига олиб келади.

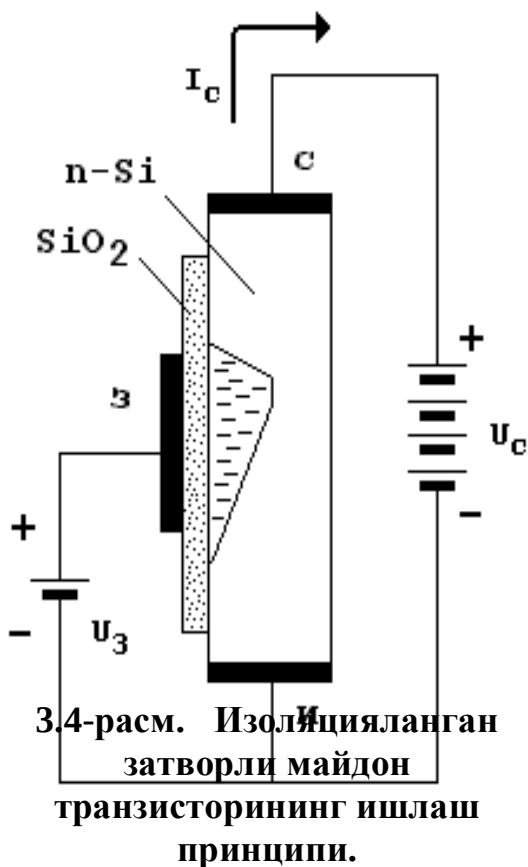
МДЯ структурага бу йўналишдаги кучланишнинг берилиши ва ортиб бориши, ҳамда электр майдони кучланганлигининг ортиши натижасида асосий заряд ташувчилар бўлиши электронлар концентрацияси шу даражага камаядики, уларнинг “коваклар” концентрацияси билан тенглашиб қолиши кузатилиши мумкин. Ҳақиқатда, электр майдон кучланганлигининг ортиши билан, электронларнинг кўпчилиги яримўтказгич ҳажмига тортилади ва асосий бўлмаган заряд ташувчилари эса яримўтказгич-диэлектрик оралик чегарасига тортилади. Структурага берилган кучланишнинг аниқ бир қийматида асосий (электронлар) ва асосий бўлмаган (ковак) заряд ташувчиларнинг концентрацияси яримўтказгичнинг сиртий соҳасида тенглашади. Яъни бу ерда хусусий ўтказувчан яримўтказгич қатлами ҳосил бўлади. Бу қатламда электронлар концентрацияси коваклар концентрациясига тенг (пкр). Кучланишнинг янада ортиши билан n-тур ўтказувчан яримўтказгичнинг сирт соҳасида коваклар концентрациясидан кўпроқ бўлади. Бошқача айтганда сирт қатламининг ўтказувчанлик тури ўзгаради. Бунда Ферми сатҳи ўтказувчан соҳадан кўра валент соҳасига яқинроқ жойлашади (3.3.г расм).

Сиртий қатлам ўтказувчанлигининг шундай ўзгаришини сиртий ўтказувчанлик инверсияси дейилади. Бу қисқа таҳлилдан кўриниб турибдики, яримўтказгични сиртий ўтказувчанлигининг ортиши, камайиши, умумий заряд



3.3-расм. МДЯ структурасидаги потенциал диаграммалар.
а-кучланиш 0 га тенг бўлганда, б-тўйинтирилаётган
кучланишда, в-бирлаштирилган кучланишда,
г-сиртки ўтказувчанлик инверсиясига мутаносиб бўлган
кучланишда.

ишорасининг ўзгариши ва МДЯ структурага берилган майдон ташқи кучланишнинг қийматига боғлиқ ҳолда бўлади. Бу режимлар камбағаллашиш, бойиш ва инверсия дейилади. Шунга қараб, мос ҳолда шу ҳолатда ишлайдиган майдон транзисторлари, камбағаллашган, бойиган ва инверсия транзисторлари дейилади. Камбағаллашган ва бойиган ҳолатда ишлайдиган транзисторлар, яъни шундай МДЯ транзисторларининг, бошқарувчи электродда кучланиш бўлмаганда ҳам уларда ўтказувчанлик канали мавжуд бўлади ва уларни яна ичига жойлашган каналли транзисторлар ҳам дейилади. Яъни бошқарувчи электродда кучланиш нолга тенг бўлганда ҳам ўтказувчан канали бўлади. Ўтказувчан канали тури,



кириш ва чиқиш конструкцияси, ҳамда ажратилган электр-одлари геометрик жойла-шиши билан бир-биридан фарқ қиладиган МДЯ транзисторларнинг яна кўп хиллари мавжуд. Физикавий ишлаш тамойиллари туш-унчаси нуқтаи назаридан қараганда каналли тран-зисторлар структураси энг қулай структуралардир.

Шундай структурали тран-зисторларнинг ишлаш тамойилларини кўриб чиқамиз. 3.4-расмда ичига жойлашган каналли МДЯ транзисторларининг энг содда тузилиши келтирил-ган. Бу ерда (n-Si) электрон ўтказувчанликка эга ярим-ўтказгич, исток (И)

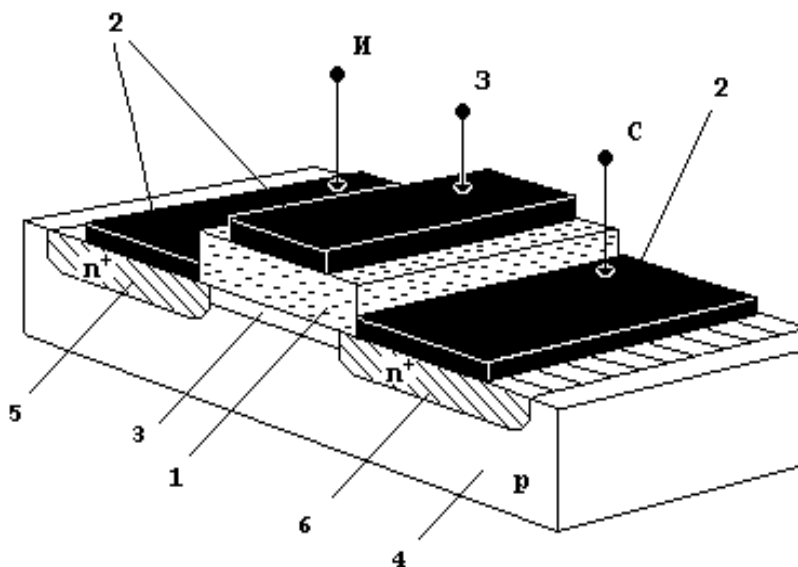
сток (С) ва металл контактлар орасида жойлашган, ток ўтказувчи канални ҳосил қилади. Контактларга ташқи кучланиш U_c берилганда канал бўйича (I_c) электр токи оқиб ўтади, у U_c кучланишнинг катталигига боғлиқдир. (З-затвор) бошқарувчи контакти ярим-ўтказгичдан диэлектрикнинг юпқа қатлами билан ажратилган. (SiO_2) U_3 кучланиши берилганда ярим-ўтказгичдаги затвор (З) ва исток (И)

орасида (диэлектрик билан ажралиш чегарасида) электр майдони ҳосил бўлади. Пайдо бўлган электр майдони электронларнинг ажралиш чегарасидан сиқиб чиқарган ҳолда ҳажмий заряд соҳасини шакллантиради. 1-бобда кўрсатилганидек ҳажмий заряд қатлами жуда катта электр майдонга эга, чунки унда ҳаракатчан зарядлар йўқ. Демакки, ушбу қатламнинг ҳосил бўлишида транзисторнинг ток ўтказувчи канали қаршилиги ортади ва канал орқали ўтаётган токнинг катталиги камаяди. Затвордаги кучланишнинг кўпайиши натижасида ҳажмий заряд соҳаси кенглиги кўпаяди ва натижада каналдаги ток камаяди. Затвордаги кучланиш камайтирилганда ҳажмий заряд соҳаси кенглиги камаяди ва канал орқали оқиб ўтаётган ток эса кўпаяди. Бошқача айтганда, истокдан стокка қараб оқётган ток затвордаги кучланишни ўзгартириш орқали бошқарилади. Изоляцияланган затворли транзисторнинг ишлаш принципи айнан мана шу эффектга асосланади.

3.5-расмда n -турдаги ўтказувчанликка эга ҳар томонлама каналли изоляцияланган майдон транзисторнинг тузилиши батафсил кўрсатилган.

Таглик сифатида p -турли яримўтказгич фойдаланилади (4). Донор киритмаларини диффузия қилиш йўли билан n^k исток (5) ва сток (6) учун иккита соҳа ҳосил қилинади: Исток ва сток орасида n -турдаги ўтказувчанлик канали (3) жойлашган. Канал устидаги яримўтказгич сирти диэлектрик қатлами (1) билан беркитилган. Бошқарувчи электродни (з-затвор) бошқариш ва ток ўтказувчи контактлар (2), ҳосил қилиш учун p соҳаларга ҳамда диэлектрик сиртга металл қопланган.

Транзисторларнинг истокга (и) ва стокга (с) кучланиш (U_c) қўйилган бўлсин. Манбанинг “қ” кучланиши стокга ва



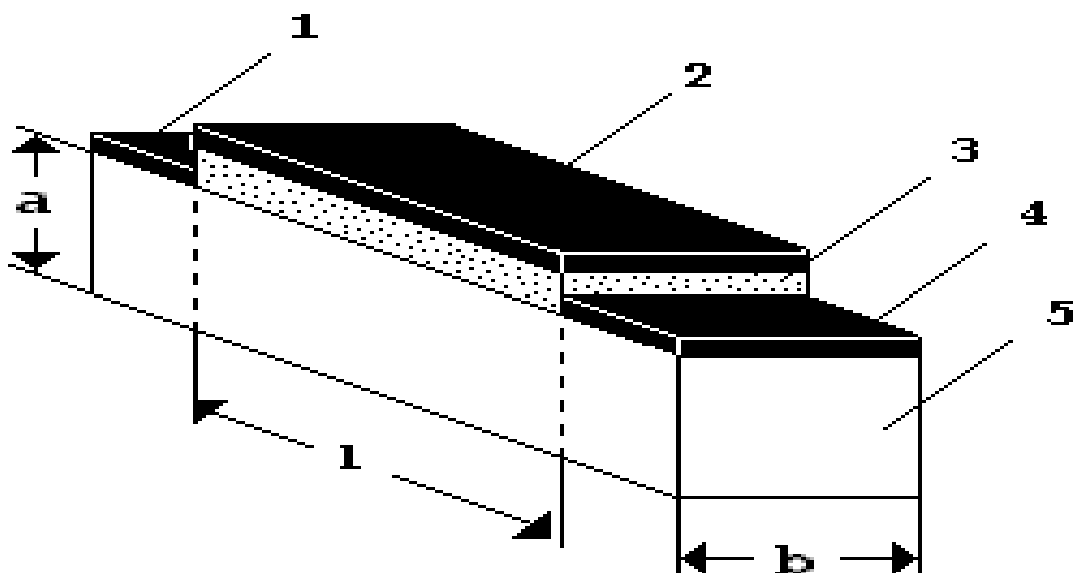
**3.5- расм. Изоляцияланган затворли ва ҳар томонлама
n-турдаги каналга эга майдон транзисторининг
тузилиши. 1-диэлектрик қатлами; 2-исток (И), затвор (З),
ва сток (с)ларнинг металл электродлари.**

“-” кучланиш истокга қўйилган бўлсин. Бу ҳолда ток ўтказувчан канал (3) орқали (I_c) электр токи оқади. Бу ток (I_c), кучланишнинг қиймати U_3 ортганда - ортади ва U_3 камайганда- камаяди.

Энди исток (И) ва бошқарувчи электрод (З) оралиғига транзисторнинг бошқарувчи электрод кучланишини (U_3) берамиз. Бу кучланишнинг қутбига ва қийматига боғлиқ ҳолда чиқиш токи сезиларли даражада камаяди. Энди эса манбанинг “-” кучланиши бошқарувчи электродга ва “қ” электрод чиқишга қўйилсин. Бу ҳолда бошқарувчи электрод кучланишдан ҳосил бўлган кўндаланг электр майдони, каналдаги электронларнинг сонини камайтиради. Бошқарувчи электроддаги кучланишнинг қутблари ўзгарганда сток токига, яъни транзисторнинг канали орқали ўтадиган токни ўзгаришига имкон беради (орттиради ёки камайтиради).

3.2. МДЯ транзисторларининг ҳисобий характеристикалари

Ичига жойлашган каналли МДЯ транзисторларининг вольт-ампер тавсифини ўрганиш учун 3.6-расмда келтирилган транзисторларнинг соддалашган модели кўпроқ ишлатилади. Бу расмда ток ўтказувчан канал (1) ва унинг геометрик размерлари (a,l,b) кўрсатилган.



3.6-расм. Изоляция қилинган затворли майдон транзисторининг соддалаштирилган модели.

Транзисторларнинг ичига жойлаштирилган ток ўтказувчан канали, металл, бошқарувчи электрод (2) ва диэлектрик (3) қатлами билан беркитилган. Каналга кириш (1) ва чиқиш (4) соҳалари ҳам шундай ток ўтказувчи металл электродларга эга. Яъни каналдаги ток ташувчилар–электронлардир. p-турдаги ўтказувчан канали учун ҳам асосий тавсифлар ўзгармайди. Транзисторларнинг ВАХ ини ҳисоблаш схемасини кўриб чиқамиз: канал ўтказувчанлиги, ташқи кучланиш бўлмаганда қуйидагича ёзилиши мумкин:

$$\sigma = qn\mu \quad (3.21)$$

бу ерда q -электрон заряди, μ -асосий заряд ташувчиларининг ҳаракатчанлиги (бизнинг ҳолда электронлар), p -яримўтказгичдаги ўтказувчан электрон-ларнинг концентрацияси. Бошқарувчи электродга майдон эффекти ҳисобига ташқи кучланиш берилганда, каналдаги электронлар концентрациясининг қиймати ўзгаради. Агар бошқарувчи мусбат бойиш кучланиш берилса, электронлар концентрацияси ортади ($\Delta n > 0$), агар манфий, камбағал-лашган кучланиш берилса, камаяди ($\Delta n < 0$). Энди бойиш ҳолини кўриб чиқамиз, яъни бошқарувчи электродга мусбат кучланиш берилганда, электр майдони таъсирида яримўтказгич ҳажмидаги электронлар яримўтказгич-диэлектрик чегарасига тортилишади ва бу ерда концентрацияни Δn қийматга орттиради. Канал ўтказувчанлиги бу ҳолда қуйидагича ёзилиши мумкин:

$$\Delta \sigma = qn\mu + q\Delta n\mu \quad (3.22)$$

Δn - қиймати электронлар концентрацияси, яъни бирлик ҳажмдаги заррачалар сони, қуйидагича берилиши мумкин:

$$\Delta n = \frac{Q}{qalb} \quad (3.23)$$

бу ерда Q -ташқи кучланиш U билан ҳосил қилинган йиғинди заряддир, q -электрон заряди, a, b, l -ток ўтказувчан каналнинг геометрик ўлчовлари.

Йиғинди зарядни электрод электр сиғими (C) орқали қуйидагича ифодалаш мумкин:

$$Q \approx CU_3 \quad (3.24)$$

Бу ҳолда бошқарувчи электродга қўйиладиган кучланиш қуйидагича ёзилади:

$$U \approx U_3$$

Бошқарувчи электродга берилган кучланиш таъсирида ҳосил бўлган электронлар концентрацияси ўзгаришини (Δn) (3.23) ва (3.24) ифодалардан фойдаланиб қуйидагича ёзамиз:

$$\Delta n = \frac{CU_3}{qalb} \quad (3.25)$$

(3.25) ни (3.22) га қўйиб, ўтказувчан канал учун умумий ҳолда қуйидаги ифодани оламиз.

$$\sigma = qn\mu + \mu \frac{C}{alb} U_3 \quad (3.26)$$

(3.26) ифодадан кўриниб турибдики, агар бошқарувчи электродда кучланиш бўлмаса ($U \leq 0$), канал ўтказувчанлиги (3.1) формула бўйича топилади, бошқарувчи электродда мусбат кучланиш бўлган ҳолда ($U > 0$) эса канал ўтказувчанлиги ортади, чунки яримўтказгич-диэлектрик оралик чегараси яқинидаги электронлар сони ортади. Манфий кучланишда ($U < -U_3$) канал ўтказувчанлиги камаяди, чунки электронлар оралик чегарадан ярим-ўтказгичнинг ҳажми томон тортилади.

Энди бошқарувчи электродга манфий кучланиш ($U_3 < 0$) берилган ҳолни кўриб чиқайлик. Электр майдони таъсирида электронлар яримўтказгич-диэлектрик оралик чегарасидан яримўтказгич ҳажмига тортилади ва электронлар концентрацияси чегаравий қатламда Δn қийматга камаяди. Канал ўтказувчанлиги бу ҳолда камаяди.

$$\sigma = q\mu(-\Delta n) \quad (3.27)$$

Бу ҳолда электронлар концентрациясининг ўзгариши (3.25) ифода ёрдамида ёзилади.

Бундай ҳол учун камбағаллашган канал ўтказувчанлиги ўхшаш (3.26) чи ифода кўринишида бўлиши мумкин.

$$\sigma = q\mu - \mu \frac{C}{alb} U_3 \quad (3.28)$$

(3.28) ифодадан кўриниб турибдики, бошқарувчи электродда кучланиш ($U_{зк0}$) бўлмаганда, канал ўтказувчанлиги (1) ифода ёрдамида ёзилади.

Бошқарувчи электродга манфий кучланиш берилганда ($U < 0$) ўтказувчанлик камаяди, чунки электронлар сони ҳам камаяди.

Манфий камбағаллаштирувчи кучланишни етарли қийматгача орттирсак, канал ўтказувчанлиги нолга тенг бўлиши мумкин $\sigma = 0$.

Бу ҳол бошқарувчи электродда кучланишнинг ($U_k U_{30}$) қийматига туғри келади ва каналнинг ёпилиш кучланишида $\sigma = 0$ шarti бажарилганда, (3.28) ифодадан қуйидаги келиб чиқади:

$$q n \mu = \mu \frac{C U_{30}}{ab} \quad (3.29)$$

Канал ўтказувчанлигининг бошқарувчи электродга берилган кучланиши U миқдорига боғлиқлигидан (3.29) фойдаланиб (3.28) ифодани умумий ҳолда қуйидагича ёзиш мумкин :

$$\sigma = \mu \frac{C}{ab} (U_{30} - U_3) \quad (3.30)$$

Энди ток ўтказувчан канални электр қаршилигини (R_k) кўриб чиқамиз. Бу қаршилик қуйидаги формула ёрдамида ёзилади:

$$R_k = \rho \frac{l}{ab} \quad (3.31)$$

бу ерда, ρ -канални солиштирма қаршилиги ($\rho = 1/\sigma$). Электр қаршилиги тушунчасидан фойдаланиб (3.31) ва (3.30) формула ёрдамида, транзисторнинг ток ўтказувчан каналининг қаршилиги учун қуйидаги ифодани оламиз:

$$R_k = \rho \frac{l}{ab} = \frac{l^2}{\mu C} \frac{1}{U_{30} - U_3} \quad (3.32)$$

Каналнинг электр қаршилиги (3.32) исток ва сток орасида кучланиш бўлмаган ҳол учун олинган, яъни ($U_c \ll 0$). Шунинг учун (3.32) ифодада чиқиш кучланиши канал қаршилиги таъсирида ҳисобга

олинмаган. Транзисторнинг орасига кучланиш берсак канал орқали ток ўтади бу чиқиш токидир. Бу ток каналнинг ҳар бир участкасида кучланиш тушиши ҳосил қилади, ҳамда канал узунлиги қанча кўп бўлса, кучланиш тушиши шунча кўп бўлади. Исток яқинида бу кучланиш нолга тенг, лекин сток яқинида у максимал бўлади, яъни кучланиш тушиши $U_k U(x)$ координатага боғлиқ. Бошқарувчи электрод ва исток орасида $U(x)$ кучланишга U_1 кучланиш бўлади. Бу кучланишлар қўшилиши натижасида, канал қаршилиги унинг ҳар бир кўндаланг кесимида ҳар хил бўлади.

Шунинг учун канал қаршилигини ифодаловчи (3.31) формула (агар транзистор стокида кучланиш бўлса) фақат dx узунлигида бўлган кичкина канал участкаси учун туғри бўлади.

$$dR_k(x) = \frac{R_k}{l} dx \quad (3.34)$$

(3.32) ифода ёрдамида ва транзисторнинг чиқишида кучланиш борлигини ҳисобга олиб қуйидагини ёзамиз:

$$dR_k(x) = \frac{R_k}{l} dx = \frac{1}{\mu C} \frac{dx}{[U_{30} - (U_3 + U(x))]} \quad (3.35)$$

(3.35) ифода транзистор каналининг ҳар участкаси қаршилигини каналнинг ёпилиш кучланишига (U_{30}), бошқарувчи электрод кучланишига (U_3) ва сток кучланишига (U_c) боғлиқлигини ифодалайди. Каналга кучланиш қўйилганда у орқали ток ўтади. Бу чиқиш токидир (I_c). Бу ток каналнинг ҳар бир кўндаланг кесимида кучланиш тушуви ҳосил қилади $dU(x)$.

$$dU(x) = I_c dR_k(x) \quad (3.36)$$

(3.35) ифода ёрдамида (3.36) ни қуйидагича ёзамиз:

$$dU(x) = I_c \frac{1}{\mu C} \frac{dx}{U_{30} - (U_3 + U_c)} \quad (3.37)$$

(3.37) тенгламадаги ўзгарувчиларни бўлиб ва x қ 0 дан x қ 1 (l -канал узунлиги) гача координаталар бўйича ҳамда U қ 0 дан $U(x)$ қ U_c гача кучланиш бўйича интеграллаб қуйидаги оламиз:

$$I_c \frac{1}{\mu C} \int_0^1 dx = \int_0^{U_c} \{U_{30} - [U_3 + U(x)]\} dx \quad (3.38)$$

ёки интеграллангандан кейин:

$$I_c = \frac{\mu C}{l^2} \left(U_{30} - U_3 - \frac{U_c}{2} \right) U_c \quad (3.39)$$

(3.39) тенглама МДЯ транзисторнинг ВАХ тенгламасидир. Бу тенглама бошқарувчи электрод (U_3) ва стокга (U_c) қўйилган кучланиш билан сток токининг (I_c) боғланишини ифодалайди. Бу ерда каналнинг геометрик ўлчамлари (C) таъсирини ва транзистор тайёрланган яримўтказгич материалининг (μ) хусусиятлари ҳисобга олинган. Биз (3.39) ифодада сток чиқиш токининг ўзгаришини бошқарувчи электроддаги ва сток чиқишдаги кучланиш қиймати боғлиқлигини ҳисобга олдик. Чиқиш сток токининг исток ва сток орасига қўйилган кучланишга боғлиқ ҳолда ўзгаришини чуқурроқ кўриб чиқамиз. U_c нинг кўпайиши чиқиш сток токининг (I_c) ўсишига олиб келади. Канал орқали ўтувчи

токнинг ортиши каналнинг ҳар бир кўндаланг кесимидаги кучланиш тушувининг кўпайишига, ҳамда камбағаллашиш кучланишини ўсишига олиб келади. Камбағаллашиш кучланишини ортиши каналидаги эркин заряд ташувчиларнинг сонига ва бу чиқиш токини камайишига, яъни канал орқали ўтувчи токнинг камайишига олиб келади. Бошқача айтганда, чиқиш сток токининг ортиши уни камайишига шароит яратиб беради, яъни чиқиш токининг ўзини-ўзи чегаралаши рўй беради. Бу ҳолда чиқиш токининг нолгача камайиши токнинг ўзини ортишидан келиб чиқади, яъни чиқишдаги кучланишни ортиши билан токнинг камайиши содир бўлади. Бу дегани, U_c ортишида чиқиш токининг тўйиниши содир бўлади, яъни U_c янада ортишида чиқиш токи ортмайди. U_c қиймати U_{30} миқдорига яқин бўлганда чиқиш токининг тўйиниши содир бўлади, яъни U_c қ $U_{30} - U_3$. Шу ифода билан ва транзисторнинг ВАХ (3.39) ёрдамида чиқиш токининг тўйиниш ҳолатидаги ҳисоблаш формуласини келтириб чиқарамиз:

$$I_{\text{туйин}} = \frac{\mu C}{2l^2} (U_{30} - U_3)^2 \quad (3.40)$$

3.7-расмда транзисторнинг (3.39) ва (3.40) ифодалар ёрдамида ҳисобланган ВАХ оиласи келтирилган. Кўриниб турибдики, чиқиш токининг кичик қийматларида чиқишдаги кучланиш миқдори катта бўлса, у ҳолда чиқиш токи I_c миқдorigа боғлиқ эмас.

Чиқиш характеристикасининг худди шу қисми учун транзистор иш режими кулай ҳисобланади. ВАХнинг шу қисмида чиқиш токи кучланишга эмас, фақат кириш кучланишига, яъни бошқарувчи электроддаги U_3 кучланишга боғлиқ.

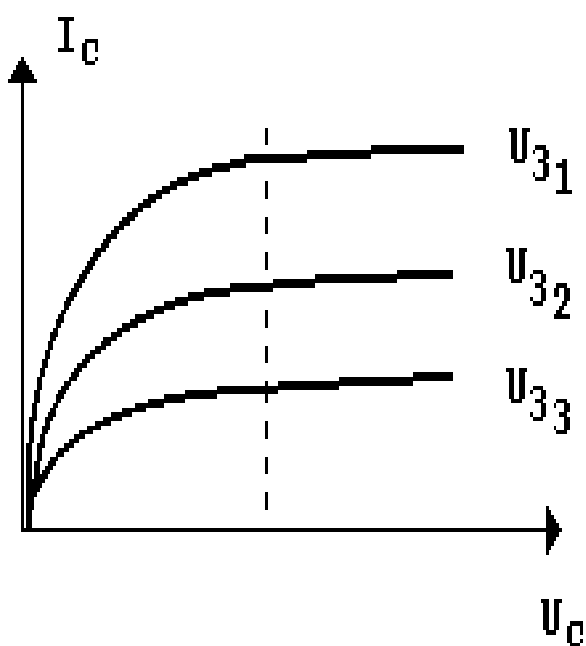
Майдон транзисторларининг кучайтириш хусусиятлари эгрилик характеристикаси билан характерланади:

$$S = -\frac{dI_c}{dU_3} \quad (3.41)$$

U_3 ортишида чиқиш токи I_c камаяди, U_3 ни камайтишида эса I_c ортади. Шунинг учун минус белгиси пайдо бўлади. Майдон транзисторларининг эгирлик тавсифи чиқиш токининг тўйиниш қисмида (3.40) ва (3.41) ифодалари ёрдамида топилиши мумкин. (3.40) ифодани dU_3 буйича дифференциаллаб, қуйидагига эга бўламиз:

$$S = \frac{\mu C}{l^2} (U_{30} - U_3) \quad (3.42)$$

n-турли каналнинг камбағаллашиш ҳолати ишлатилганда, яъни $U_3 < 0$ бўлган ҳолатлар учун I_c , $I_{\text{тўйин}}$, S лар учун ифодалар келтириб чиқарилган. Шундай турдаги ўтказувчан канални тўйиниш режимида, яъни $U_3 > 0$ бўлганда I_c , $I_{\text{тўйин}}$ ва S ҳисоби учун ифодалар фақат U_3 ва U_{30} олдидаги олдидаги ишоралар билан фарқланади:



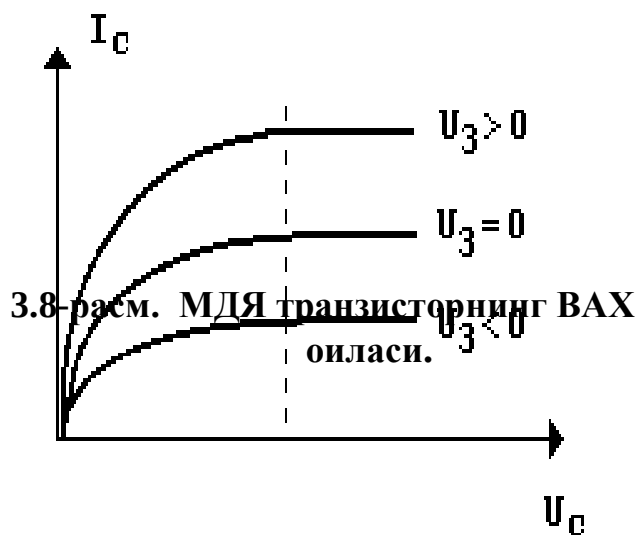
3.7-расм. МДЯ транзисторнинг ВАХ оиласи.

$$I_c = \frac{\mu C}{l^2} \left(U_3 - U_{30} - \frac{U_c}{2} \right) U_c \quad (3.43)$$

$$I_{\text{туйин}} = \frac{\mu C}{l^2} (U_3 - U_{30})^2 \quad (3.44)$$

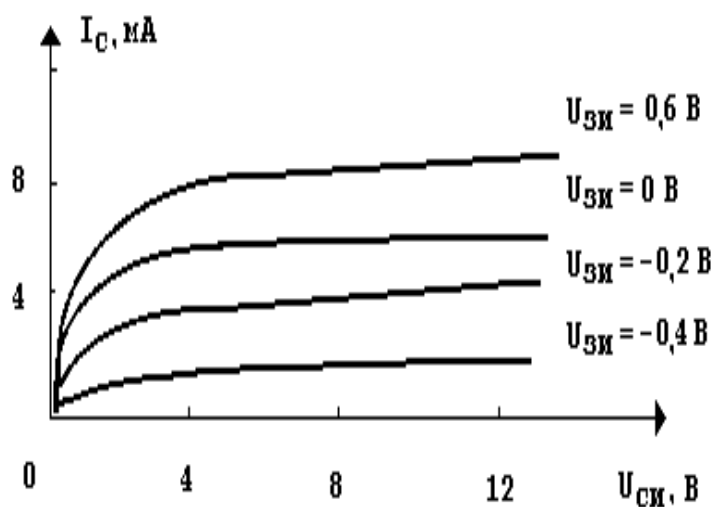
$$S = \frac{\mu C}{l^2} (U_3 - U_{30}) \quad (3.45)$$

Бу ҳолда чиқиш токининг тўйиниши чиқишдаги кучланиш билан канал беркитилиши ҳисобига бўлади. 3.8-расмда ичига жойлашган каналли МДЯ транзисторларининг бойиш камбағаллашиш ($U < 0$) ҳолатлари учун ($U > 0$) ва чиқиш тавсифлари келтирилган. Кўриниб турибдики, бошқарувчи электродда кучланиш бўлмаганда ($U_3 = 0$) чиқиш тавсифи $U > 0$ ва $U < 0$ соҳалар орасига жойлашган. Бу шуни кўрсатадики, ичига жойлашган каналли МДЯ транзисторлар иккала ҳолатда ҳам ишлай олиши мумкин. Транзисторнинг бошқарувчи электроддаги кучланиши чиқиш токини орттириши ($U > 0$) ёки камайтириши мумкин ($U < 0$). Мисол тариқасида 3.7 ва 3.8-расмларда транзисторнинг ВАХ оиласи-



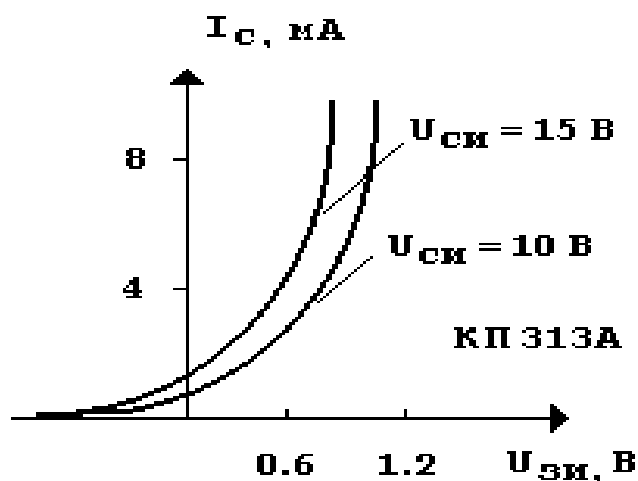
нинг қуйидаги турии келтирилган. n-турли р-каналли МДЯ Транзисторларнинг ишлаш тамойиллари ва хусусиятлари бир хил. Лекин шунга қарамай бир қатор фарқлар ҳам мавжуд. n-каналли МДЯ транзисторлари тез ишлаш қобилиятига эга ва юқори частоталарда ишлай олади. Бунга асосий сабаб электронлар ҳаракатчанлигининг

коваклар ҳаракатчанлигидан юқорилигидир. Бундан ташқари транзистор электродларига қўйилаётган кучланиш миқдорларининг ҳар хиллигидир. Бу эса структуралардаги р-ёки п-



турдаги ток ўтказувчи каналлар фарқиға боғлиқ.

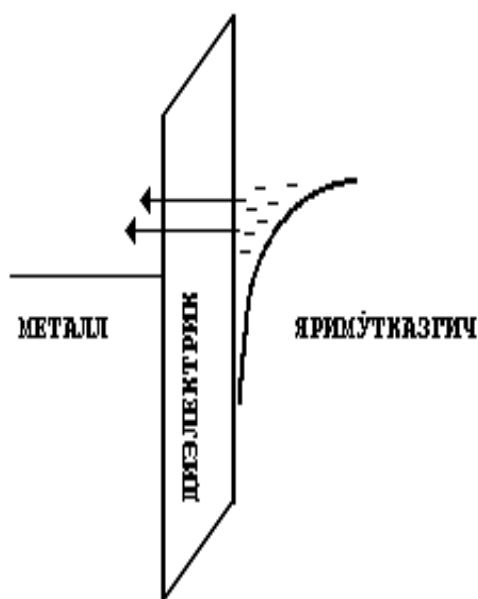
3.9-расм. КП 313 А транзисторининг кириш ВАХи.



3.10-расм. КП 313 А транзисторининг чиқиш ВАХ оиласи.

3.3. МОЯ-транзисторларининг тешилиши.

МОЯ транзисторларининг электродларига катта кучланиш берилганда, бу транзистор, бошқа ҳар қандай яримўтказгич транзисторлар каби бузилиши мумкин. Бу бузилишларнинг асосий сабаби электр тешилишидир. МОЯ транзисторларининг асосий тешилиш меҳа-низмларини ҳамда тешилиш кучланишларини камайтириш имкониятларини кўриб чиқамиз. МОЯ транзисторларининг тешилиш кучланишлари иккита асосий тешилиш меҳан-



3.11-расм. Кузатилиши мумкин бўлган тешилиш механизми.

измлари билан аниқланади. Бу механизмлар куйидагилардир: Бошқарувчи электрод остидаги диэлектрик қатламининг тешилиши ва яримўтказгич чиқиш соҳасининг кўчкисимон тешилишидир. Энди мана шу механизмни кўриб чиқамиз.

Биринчидан, диэлектрикнинг юпқа қатлами орқали квант-механикасининг туннел эффектига асосан ток оқиб ўтади. Энергияси Ферми сатҳи энергиясига яқин бўлган металл бошқарувчи

электродининг электронлари диэлектрик таъқиқланган соҳасидан тунелланиш ҳисобига

яримўтказгичнинг ўтказувчанлик соҳасига ўтади. Диэлектрикдаги электр майдони кучланганлиги 6 МВ/см

бўлганда, температуранинг 50К дан 300К гача бўлган оралиғидаги ўзгариши токни тахминан икки тартибга ортишига олиб келади.

Диэлектрикдаги электр майдонининг кучланганлиги $7\frac{1}{4}$ МВ/см дан ортиқ бўлганда токнинг беқарорлиги вужудга келади. Бу эса

диэлектрикнинг тешилиши ва уни бузилишига олиб келади.

Диэлектрикнинг бошқарувчи электроддаги тешилиш кучланиши унинг қалинлигига, температурага ва яримўтказгичли тағликнинг

легирлаш даражасига боғлиқдир. Температуранинг ортиши тешилиш кучланишини камайтирди.

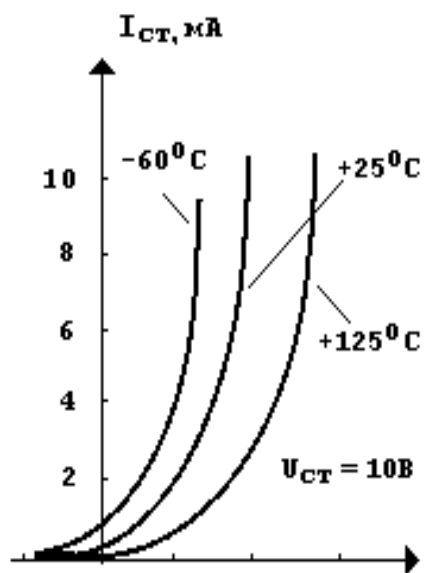
Диэлектрик бошқарувчи электродининг статик электр майдонлар билан боғлиқ яна бир эффект таъсири мавжуд. Юқори электр майдонларда кириш ва чиқиш орасидаги электронларнинг бир қисми, канал ичида ҳаракатланиб диэлектрик қатламга ўтиш учун етарли қўшимча энергия олишга эришади. Бу ҳолда диэлектрик манфий зарядланади (қўшимча манфий заряд олади). Электронлар содир этган манфий заряднинг мавжудлиги диэлектрикнинг параметрларига ва натижада бутун транзисторнинг характеристикаларига сезиларли таъсир кўрсатади. Бу биринчидан, эгирлик тавсифининг ўзгаришига ва транзисторнинг барқарор ишлашига таъсир этади. Кириш ва чиқиш орасида етарли даражада юқори кучланишларда, чиқиш ва ток ўтказувчан каналининг чегараси яримўтказгичда кўчкисимон тешилиш содир бўлади. Кўчкисимон тешилиш натижасида электрон ковак жуфтликлари генерацияси вужудга келади. Генерацияланган электронлар дарҳол чиқиш соҳасига ўтади ва натижада ташқи занжирига ўтиб кетади. Генерацияланган коваклар тагликда йиғилиб таглик токини ҳосил қилади. Канали унча узун бўлмаган транзисторларда, яъни қисқа каналли транзисторларда, кўчкисимон тешилиш ҳисобига генерацияланган коваклар билан боғлиқ қўшимча эффект ҳосил бўлади. Чиқиш ва кириш оралиқ масофаси кичик бўлганда ҳамда катта электр майдон кучланганликларида, генерациядан ҳосил бўлган ковакларнинг бир қисми транзисторнинг кириш қисмига етиб боради. Бу коваклар кириш билан канал чегарасида йиғилишиб, киришдан каналга ўтган электронларнинг инжекциясини кўпайтиради. Бу электронлар транзисторининг кириш соҳасига етиб бориб, кўчкисимон тешилиш ҳисобига генерацияланган электрон-ковак жуфтликлари сонининг кўпайтиради. Бу ҳодисалар транзисторлар бутун структурасининг электр тешилишига, бузилишига олиб келади. МДЯ транзисторининг кириш соҳасидаги кўчкисимон тешилиш эҳтимоллигини кўпайтириш учун, МДЯ структураларига солиштирма қаршилиги кичик бўлган тагликларни ишлатиш зарур. Электронлар ўтиши ҳисобига диэлектрик структурасидаги электрон тузоқларни, яъни электронларни ушлаб қолиш имкониятига эга бўлган диэлектрик структурасидаги нуқсонлар зичлигини камайитириш зарур. Шу

хусусиятларини ҳисобга олиш, кириш ва чиқиш оралиғидаги кучланиши 70-80 Вольтгача ва бошқарувчи электроддаги 50 В гача кучланиш ушлаб туриш имкониятига эга бўлган МДЯ транзисторларининг тайёрлашга имкон беради.

3.4. МДЯ транзисторларнинг характеристикаларига иссиқлик таъсири

МДЯ–транзисторларнинг характеристикаларига иссиқлик таъсирини ўрганиш учун транзисторларнинг ВАХ ини ифодаловчи тенгламаларидан ((3.39), (3.40), (3.42), (3.44-3.45) ифодалар) фойдаланамиз. Бу ифодаларга заряд ташувчилар ҳаракатчанлиги қиймати киради. Заряд ташувчилар ҳаракатчанлигининг қиймати температурага боғлиқ равишда ҳам ўзгаради. Бундай боғлиқлик заряд ташувчиларнинг турли даражали иссиқликлардаги ҳар хил сочилиш механизмлари билан тушунтирилади. Иссиқликнинг -50 дан 200°C гача бўлган оралиғида, ҳаракатчанликнинг иссиқликка боғлиқлигини қуйидагича ёзишимиз мумкин. $\mu_{\text{H}} \approx 4.0 \cdot 10^9 \cdot T^{-2.6}$ (T -температура $^{\circ}\text{K}$ бўлган ҳолда). Иссиқлик 200°C дан юқори бўлганда, ҳаракатчанликнинг иссиқликка боғланишини қуйидагича кўрсатиш мумкин. $\mu_{\text{H}} \approx 1350 \pm 100 \text{ см}^2 / (\text{В} \cdot \text{с})$.

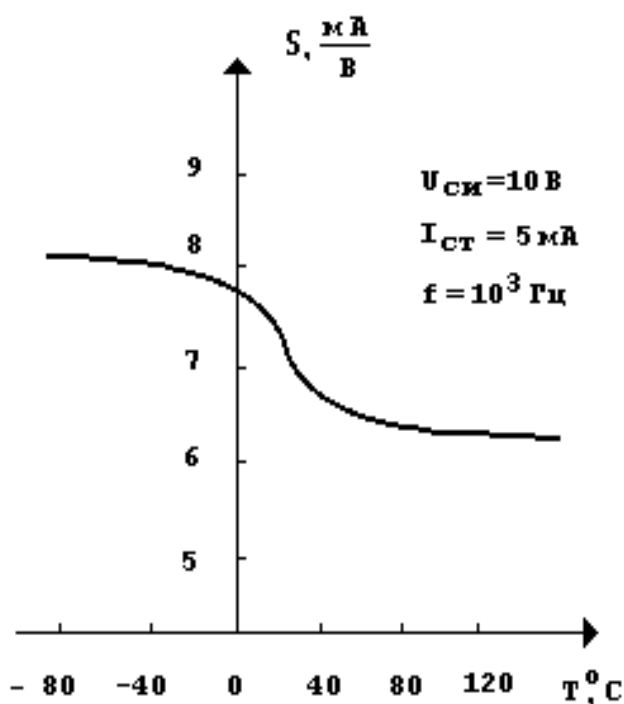
Шу иссиқлик интервалларида транзисторнинг чиқиш токи ва унинг эгрилиги ҳар хил иссиқлик боғланишларга эга. Шундай фикрни ўтказувчанлик ҳолатида турган канал қаршилиги ҳақида ҳам айтиш мумкин. Мисол тариқасида 3.12-расмда n -турли МДЯ транзисторининг КП305 чиқиш токи қиймати билан эгрилик характеристикасига иссиқликни боғлиқлиги келтирилган. Чиқиш токининг иссиқлик коэффиценти, кичик ток соҳаларида мусбат бўлади, яъни иссиқлик ортган сари чиқиш токи кўпаяди. Лекин чиқиш токи катта бўлганда, бу коэффицент манфий бўлади ва иссиқлик ортган сари чиқиш токи камаяди. Бундай боғланиш остона кучланишининг иссиқ-ликка боғлиқлигидан келиб чиқади. Турли асбоблар учун иссиқлик



3.12-расм. КТ 305 рақамли транзистор чиқиш токининг U_{CE} В иссиқликка боғлиқлиги.

коэффициентининг ўзгариш белгилари ҳар хил. 3.13-расмда КТ 306 турдаги майдон транзисторлари бошқарувчи электрод токининг иссиқликка боғланиши келтирилган. Кўриниб турибдики, -50°C дан $+120^{\circ}\text{C}$ гача бўлган иссиқлик интер-валида бошқарувчи электрод токи 10 А бўлган қийматга эга. -50°C -қ 50°C иссиқлик интервалидаги токнинг сезиларсиз даражадаги ўзгариши транзисторнинг

характеристикаларига деярли таъсир этмайди.



3.13-расм. КТ 305 рақамли транзистор бошқарувчи электродли токининг иссиқликка боғлиқлик характеристикаси.

3.4. МДЯ–транзисторлар характеристикаларига яримўтказгич сиртининг таъсири

Яримўтказгич сиртида кристаллнинг даврий панжараси бузилади, натижада кристаллнинг асосини ташкил этувчи атомлари валент боғланишларининг узилишига олиб келади. Яримўтказгич–муҳит (очиқ чегара) оралиқ чегарасида атроф муҳитдан ташқи аралашмалар ютилиши содир бўлади. Бу ҳол эса оралиқ чегарасида электрон ҳолатларининг пайдо бўлишига олиб келади (сирт ҳолатлари). Ҳосил бўлган ҳолатларнинг энергетик спектри яримўтказгичнинг тақиқланган соҳасида жойлашган. Яримўтказгич – диэлектрик оралиқ чегарасида ҳам (беркитилган чегара оралиғи) кўплаб сирт ҳолатлари мавжуд. Яримўтказгич – диэлектрик сиртий электрон ҳолатлари биринчидан, яримўтказгичнинг панжара доимийсининг мос эмаслиги ва боғламларига боғлиқ равишда мавжуд. Сирт ҳолатлари ўзининг табиатига кўра донор ёки акцептор марказлари бўлиши мумкин. МДЯ транзисторининг характер-истикаларига ушбу марказларнинг иккиси ҳам таъсир этиши мумкин. Шу ҳолатларни батафсил кўриб чиқамиз. МДЯ структурасида яримўтказгич сиртида сиртий ҳолатлардан ташқари акцептор маркази мавжуд бўлсин (3.14-расм). Фараз қилайлик, шу марказлардан ҳосил бўлган энергетик сатхлари (E) n-турдаги яримўтказгич Ферми сатхидан (F) қуйида жойлашган бўлсин.

Бу сатхларнинг электронларни қамраб олгани манфий зарядланади. Натижада яримўтказгичнинг сиртий қисми электронларга камбағаллашади ва бу ерда мусбат ҳажмий заряд ҳосил бўлади. Яримўтказгичнинг сиртида энергетик соҳаларнинг эгилишга сабабчи бўлган электр майдон пайдо бўлади. Бошқача айтганда, акцептор сирт ҳолатлари мавжуд бўлган МДЯ структурасида, яримўтказгич сиртидаги соҳалар эгилиши ташқи кучланиш бўлмаганда ҳам мавжуд бўлиши мумкин. “Бойитувчи” ташқи кучланиш қуйилганда (“қ” металлга, “-” яримўтказгичга) яримўтказгичнинг сиртида кўшимча электронлар тўпланади. Бу электронлар яримўтказгич-диэлектрик оралиқ чегара қисмига (ташқи кучланиш ҳисобига) яримўтказгич ҳажмидан келади. Оралиқ чегара яқинидаги электронларнинг кўпайиши мавжуд бўлган мусбат зарядни камайтиради, натижада соҳалар эгилиши ҳам камаёди.

Агар сиртий ҳолатлар концентрацияси қанча оз бўлса, ташқи кучланиш ўзгариши натижасида сиртий зарядлар шунчалик кўп

ўзгаради. Мисол тариқасида локалаштирилган заряд таъсирини кўриб чиқамиз (3.13).

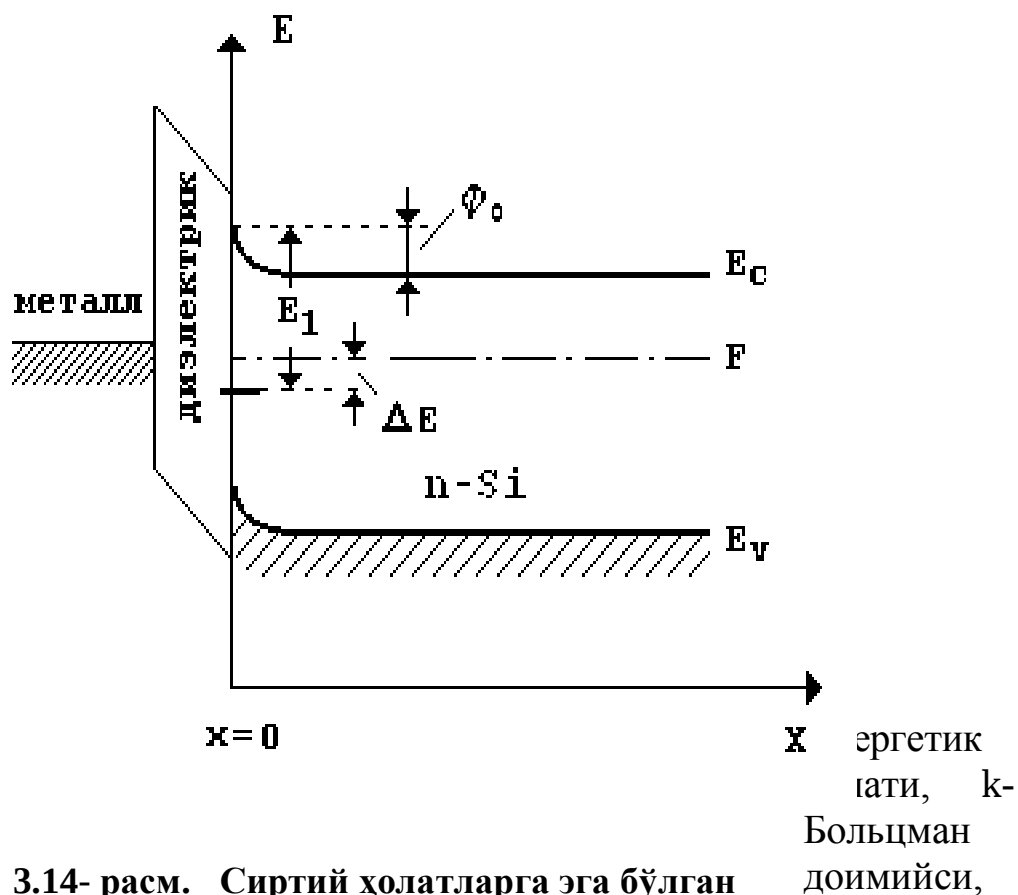
Q_s сиртий ҳолатлар зарядини шундай ифодалаш мумкин:

$$Q_s = qn_s \quad (3.46)$$

бу ерда,

$$n_s = \frac{N_s}{\exp\left(-\frac{\Delta E}{kT}\right) + 1} \quad (3.47)$$

N_s -сиртий ҳолатлар зичлиги, ΔE -сиртий даражасининг



3.14- расм. Сиртий ҳолатларга эга бўлган асосидаги МДЯ структуранинг энергетик диаграммаси.

T —температура. Сиртий даража ҳолатини ҳисобга олган ҳолда (3.14-расм) маълум бўладики:

$$\Delta E = E_1 - \varphi_0 + F \quad (3.48)$$

(3.48) ни (3.47) га қўйган ҳолда, қуйдагига эга бўламиз:

$$n_s = \frac{N_s}{\exp\left(-\frac{E_1 - \varphi_0 + F}{kT}\right) + 1} \quad (3.49)$$

Яримўтказгичдаги Q_0 зарядни Пуассон тенгламаси ёрдамида топиш мумкин:

$$\frac{d^2 \varphi}{dx^2} = \frac{q \rho(x)}{\epsilon \epsilon_0} \quad (3.50)$$

бу ердан ҳажмий заряд зичлиги катталигини топамиз:

$$\rho(x) = \frac{\epsilon \epsilon_0}{q} \frac{d^2 \varphi}{dx^2} \quad (3.51)$$

Яримўтказгичдаги зарядни унинг зичлиги орқали ифодалаймиз:

$$Q_0 = \int_0^\infty \rho(x) dx \approx \frac{\epsilon \epsilon_0}{q} \int_0^\infty \frac{d^2 \varphi}{dx^2} dx \approx \frac{\epsilon \epsilon_0}{q} \left. \frac{d\varphi}{dx} \right|_{x=0} \quad (3.52)$$

Сўнгра электрнейтраллик шартини ишлатган ҳолда у яримўтказгичда ҳосил қилинган Q_0 заряди, электронлар қисмининг акцептор сиртий ҳолатларга кетиш ҳисобига, Q_s сиртий ҳолатлар зарядига тенг бўлади:

$$Q_s = Q_0 \quad (3.53)$$

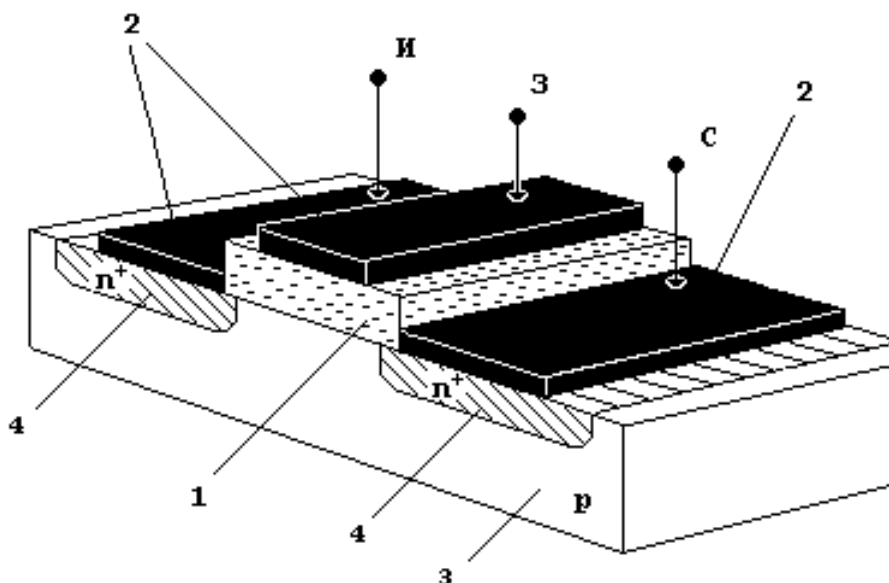
(3.53), (3.52), (3.51) ва (3.13), ифодалардан фойдаланган ҳолда яримўтказгич энергетик соҳалари эгилиши катталиги топамиз:

$$\varphi_0 = \varphi_0(n, p, n_s, \rho) \quad (3.54)$$

Ҳосил қилинган ифодадан кўринадикки, сиртий ҳолатлар мавжудлигида, гарчи ташқи кучланиш бўлмасада, яримўтказгичнинг энергетик соҳалари эгилади. Сиртий ҳолатлар концентрацияси кўп бўлса, ташқи кучланиш ўзгармай қолади ва сиртий ўзгарувчанлик деярли ўзгармайди. Бу МДЯ характеристикасининг эгирлигини камайишига ва ток ўтказувчи каналда заряд ташувчиларнинг ҳаракатчанлигининг камайишига олиб келади. Ушбу салбий эффектларни йўқотиш учун яримўтказгич асбобларини тайёрлаш жараёнини бошқариш йўли билан сиртий ҳолатлар концентрацияси камайтирилади.

3.6. МДЯ – транзисторларнинг турлари

Турли хил майдон транзисторларидан кенг тарқалгани таъсирдан ҳосил бўлган каналли транзисторлардир. Бу транзисторларнинг ишлаш тамойили асосан майдон эффекти ва ток ўтказувчан каналидаги заряд ташувчилар концентрацияси ўзгаришидан иборат. Таъсирдан ҳосил бўлган каналли транзисторларнинг асосий фарқи, ташқи кучланиш бўлмаганда ток ўтказувчан канали бўлмайди. Ток ўтказувчан канал фақат транзисторнинг бошқарувчи электродга ташқи кучланиш берилганда ҳосил бўлади, яъни кириш ва чиқишга ташқи кучланиш қўйилганда ҳосил бўлади. Шу сабабли таъсирдан ҳосил бўлган каналли транзисторлари номи келиб чиққан. 3.15-расмда таъсирдан ҳосил бўлган каналли МДЯ транзисторининг типик кўриниши кўрсатилган. Бу транзистор р-тур ўтказувчанликка эга, яримўтказгич асосида тайёрланган (3), исток ва сток соҳалари сифатида n^k соҳа (4) хизмат қилади. Транзисторнинг исток (И) ва сток (С) орасига кучланиш берилган бўлсин. Агар транзисторнинг бошқарувчи электродида (3) кучланиш нолга тенг бўлса, (бу электрод ток ўтказувчи каналдан диэлектрик қатлам билан ажратилган 1) у ҳолда исток-сток занжирида ток оқмайди. Исток ва сток занжир оралиғида (2) кучланишнинг ҳар қандай қутблари бўлишига қарамасдан транзисторнинг р-п ўтишларидан бири тескари кучланишда бўлиб қолади ва тескари кучланишдаги р-п ўтишнинг қаршилиги эса етарли даражада катта бўлади.



**3.15-расм. Таъсирдан ҳосил бўлган
п-каналли МДЯ транзистор.**

Агар бошқарувчи электроддаги кучланиш манфий бўлса, ($U_{зи} < 0$), унда р-турли яримўтказгичнинг сирт қатлами коваклар билан бойийди, лекин кириш-чиқиш занжирида ток бутунлай бўлмайди, чунки р-п ўтишлардан бирида тескари кучланиш сақланади.

Агар транзистор бошқарувчи электродига етарлича катта мусбат кучланишни берсак ($U_{зи} \gg 0$), у ҳолда яримўтказгичнинг сирт соҳасида инверсион қатлами ҳосил бўлади. Ушбу ҳолда бу яримўтказгич ҳажмидан электр майдони ҳисобига тортилган электронлар билан бойийди (бу асосий бўлмаган заряд ташувчилар). Исток ва сток соҳалари орасида (n^k -соҳаси) п-тур ўтказувчанли қатлам ҳосил бўлади бу ток ўтказувчилар таъсиридан ҳосил бўлган каналдир. Бунда транзисторнинг чиқиш токи бошқарувчи электроддаги кучланиш қийматига боғлиқ бўлади. Индукцияланган канал пайдо бўлган бошқарувчи электроддаги кучланиш остона кучланиши деб аталади. Канал узунлиги (L) кириш ва чиқиш соҳалари орасидаги масофага тенг (3.8-расм).

Агар транзисторнинг таглиги n -тур ўтказувчанлигига эга бўлса, унда таъсирдан ҳосил бўлган p -каналли МДЯ транзисторлари дейилади. Таъсирдан ҳосил бўлган p -каналли транзистор остонали ва ишчи кучланишлари билан характерланади. Шунинг учун ҳисобга олиш керакки, таъсирдан ҳосил бўлган n ва p каналли транзисторларнинг сиртий қатлами структураси мувозанат ҳолатда ҳар хил бўлади. Бунинг сабаби қуйидагича тушунтирилади: n -тур ўтказувчанликка эга тагликда, бошқарувчи электродга камбағаллаштирувчи кучланиш берилганда, диэлектрикда жойлашган электронларнинг бир қисми, яримўтказгичга ўтиб, тўйиниш қатламини ҳосил қилади ва p -канални ҳосил бўлишига тўсқинлик қилади. Натижада, p -каналли транзисторларда остона кучланишнинг қиймати ортади. n -турли тагликларда эса бу электронлар коваклар билан рекомбинациялашиб, камбағаллашган қатлам ҳосил бўлади. Демак, n -каналли транзисторларнинг остонавий кучланиши камаяди.

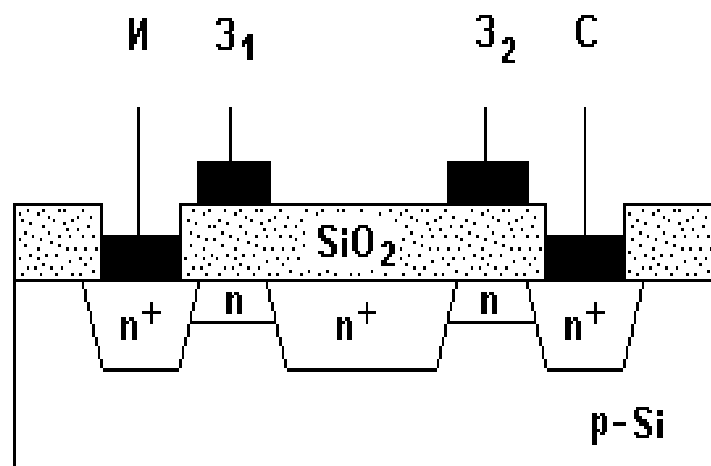
Инверсион каналининг тузилишига қараб МДЯ транзисторлар фарқланади. Шу турдаги транзисторларни қисқача кўриб чиқамиз.

Агар транзисторни бошқарувчи электродида кучланиш нолга тенг бўлса, канал ўтказувчанлиги жудаям кичик бўлади, у ҳолда инверсион n -каналлини ҳосил бўлиши учун бошқарувчи электродга киришга нисбатан мусбат кучланиш бериш керак. Бундай транзистор беркитилган n -каналли МДЯ транзистори деб ёки бойиш ҳолатда ишлайдиган транзистор деб аталади. Агар бошқарувчи электродда кучланиш нол бўлганда n -канал мавжуд бўлиб, унинг ўтказувчанлиги етарлича юқори бўлса, унда унинг ўтказувчанлик камайиши учун бошқарувчи электродга манфий камбағаллаштирувчи кучланиш бериш керак. Бундай транзистор очилган n -каналли транзистор дейилади. Ёки бошқа сўз билан айтганда камбағаллашиш ҳолатда ишлайдиган транзисторлардир. p -каналли транзисторлар ҳам худди шундай классификацияланади.

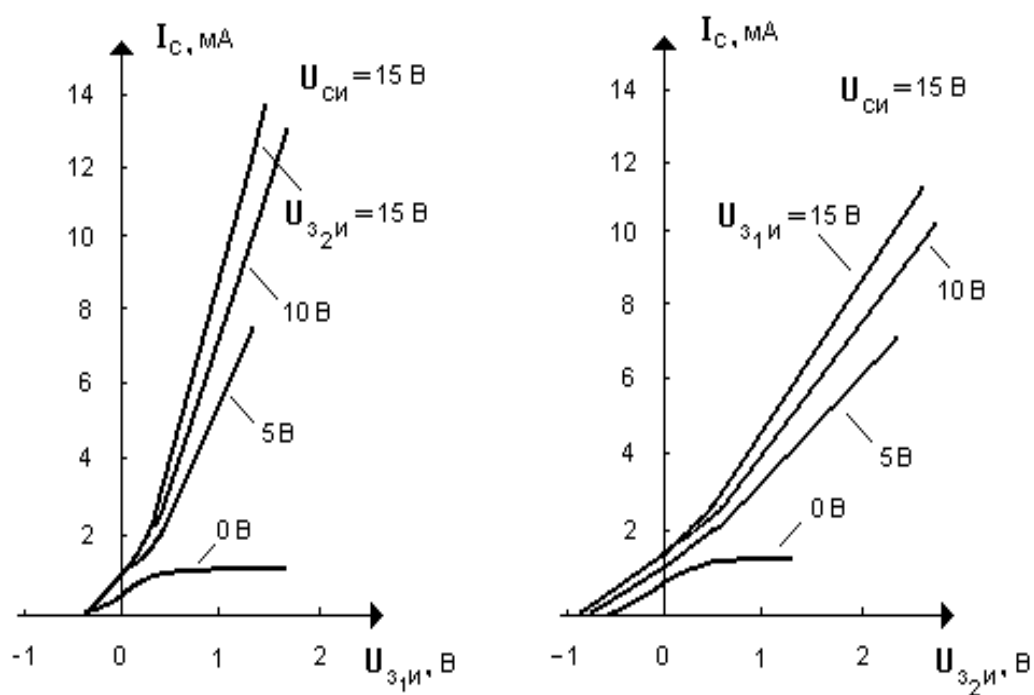
Беркитилган (бойиш ҳолатда ишлайдиган) p -каналли МДЯ транзисторлари ҳам мавжуд. Айтиб ўтиш керакки, сезиларли чиқиш токини олиш учун беркитилган электродига нормадан етарли даражада катта кучланиш бериш лозим. Нормадан оқибатдаги транзисторларда эса бошқарувчи электроддаги кучланиш нол бўлганда ҳам чиқиш токи оқади. Бошқарувчи электроддаги кучланиш ўзгарганда чиқиш токининг қиймати фақат ортади ёки камаяди. p -каналли транзисторлар ҳақида ҳам худди шундай фикрларни айтиш мумкин.

3.6.1. Икки бошқарувчи электродли транзисторлар.

Металл-диэлектрик-яримўтказгич структура асоси-даги майдон транзисторларининг энг кўп тарқалгани, бу МДЯ–электродли ёки икки бошқарувчи электродли транзисторлардир. 3.16-расмда МДЯ–тетроднинг бўлиши мумкин бўлган қурилмаси берилган. Расмдан кўриниб турибдики, бу асбоб асосини р-тур ўтказувчанлик ичига жойлашган n каналли майдон транзистори ташкил этади. Лекин оддий триодли структуралардан фарқи бу ерда канал кучли легирланган пк-соҳаси ёрдамида иккига бўлинган. МДЯ тетроднинг умумий структурасини иккита кетма-кет уланган МДЯ транзисторлари кўринишида тасаввур этиш мумкин. Иккала транзистор учун пк-соҳа умумий ҳисобланади ва иккала транзисторнинг боғловчисидир. Бу пк қатлами–боғловчи қатлами дейилади. МДЯ–тетрод учун бошқарувчи электрод–биринчи бошқарувчи электрод ҳисобланади (3_1). Бу электрод исток (И) ва боғловчи соҳа орасидаги канал устида жойлашган. Иккинчи электрод (3_2) экранловчи дейилади. Иккинчи электрод боғловчи соҳа ва сток соҳалари орасида канал устида жойлашган (п). Бу электрод, электростатик экран сифатида қатнашиб, юқори частоталарда транзисторнинг кучайтириш коэффицентини орттириб, ўтиш сифими қийматини камайтиради. Бундан ташқари, иккала бошқарувчи электроднинг борлиги, транзистор, конструкциясини ва ўзгарувчи-силжиш схема ҳисобларини соддалаштиришга ёрдам беради.



3.16-расм. МДП- тетрод.



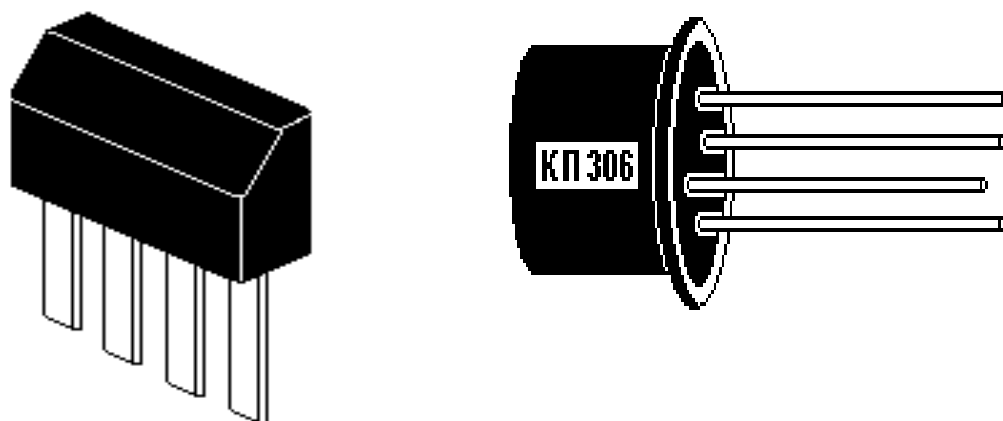
3.17-расм. КП 306А майдон транзисторининг
вольтампер характеристикалари.

11-жадвалда 2 затворли КП 306 турдаги майдон транзистори катталикларининг максимал қийматлари келтирилган.

11-жадвал

Катталиклар (максимал қийматда)	Белгилар	Катталиги	Ўлчов бирлиги
Стокнинг доимий токи	$I_{с\ max}$	20	мА
Затворнинг орасидаги кучланиш	$U_{зз\ max}$	25	В
Стокнинг исток кучланиши	$U_{си\ max}$	20	В
1-затвор ва исток орасидаги кучланиш	$U_{з1и\ max}$	20	В
2-затвор ва исток	$U_{з2и\ max}$	20	В
1-затвор бўйича характеристика айланмаси	S_1	5	мА/ В
2-затвор бўйича характеристика айланмаси	S_2	3	мА/ В
1-затвор ва сток орасидаги кучланиш	$U_{з1с\ max}$	20	В
1-затвор ва сток орасидаги кучланиш	$U_{з2с\ max}$	20	В
Сочилувчи қувват $T_{қ-}$ 60қ35 ⁰ С да $T_{қ}$ қ125 ⁰ С да	$P\ max$	0,15 0.05	Вт Вт
1-затворининг ток сирқиш	$I_{з1\ сир.}$	5	нА
Узулиш кучланиш	$U_{зи\ узл.}$	5	В
Кучайишнинг максимал частотаси	$f\ max$	800	МГц
Стокнинг қолдиқ токи	$I_{ст\ қол.}$	5	мкА
Атроф-муҳитнинг температураси	$T\ max$	-60±қ125	°С

3.18-расмда пластмасса ва металл корпусларда тайёрланган КП 306 туридаги 2 затворли майдон транзисторларининг ташқи икки хил вариантда кўриниши кўрсатилган.



3.18-расм. КП 306 туридаги майдон транзисторининг ташқи кўриниши.

қиёслаш учун қуйидаги 12-жадвалда турли фирмаларда ишлаб чиқарилган транзисторларнинг асосий тавсифлар келтирилган:

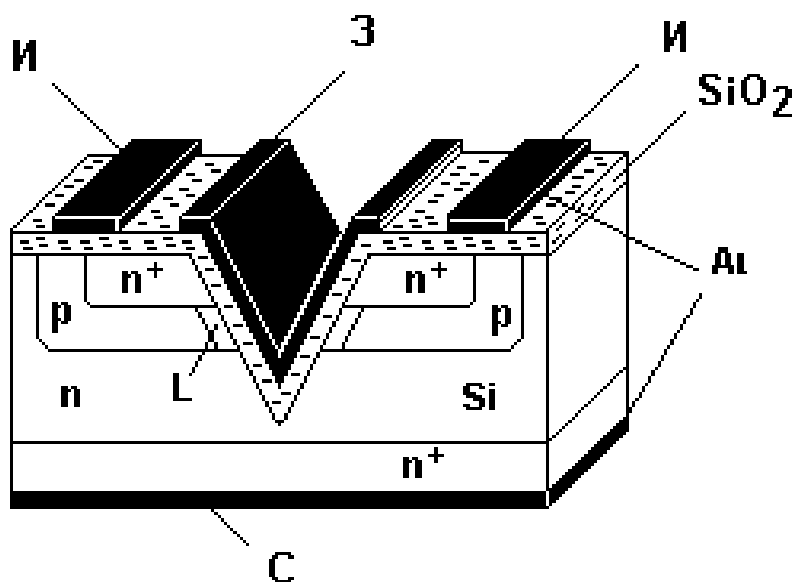
12-жадвал

Тран- зистор	Ишлаб чиқарувчи	U_{ис. max}	I_{с. max}	P_{max}	U_{зс}
BSS 145	Siemens	65 В	220 мА	360 мВт	2.3 В
BSS 84	Philips	70 В	300 мА	400 мВт	3.1 В
IRF104 RT	Interna- tional	80 В	400 мА	500 мВт	2.8 В

3.6.2. V-каналли МДЯ транзисторлар

МДЯ транзисторларининг турларидан бири 3.19-расмда келтирилган. Кўриниб турибдики, МДЯ транзисторларининг бу

кўринишда ток ўтказувчан канал билан иккига бўлинган. Бундай транзисторлар анизотроп эритиш усуллари ёрдамида $\langle 100 \rangle$ кристаллографик йўналишлик кремний асосида тайёрланади. Бу (эритиш) $\langle 111 \rangle$ йўналишида янада кучли намоён бўлади. Тўғриланган V-каналлар горизонтал текисликка нисбатан доимий бурчакка ($54,7^\circ$) эга. Бундай транзисторларда L бўлган иккита бир-бирига параллел тушган каналлар тўғриланган каналнинг иккала тарафига жойлашадилар. Умумий чиқиш сони бўлиб n-турли ўтказувчан таглик хизмат қилади. Планар транзисторларда (планар транзисторларнинг ҳамма контактлари битта ташқи сиртий чиқиш йўлига эга) юқори n соҳалари бўлмайди. p қатлами устида эса n қатлам ҳосил қилинади, яъни бу ерда легирлаш даражаси ортади.

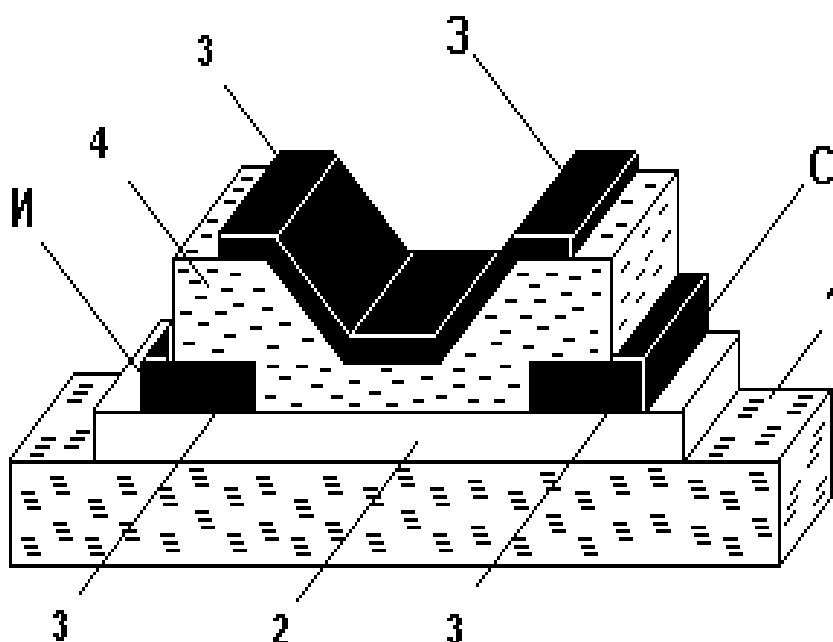


3.19-расм. V-каналли МДЯ транзистори.

Бу кўринишда чапки p⁺-соҳа (3.19-расм) кириш бўлади, ўнг p⁺-соҳа эса чиқиш бўлади. Ток ўтказувчан канали яримўтказгич-диэлектрик оралик чегарасида жойлашади.

2.6.3. Юпқапленкали майдон транзисторлари

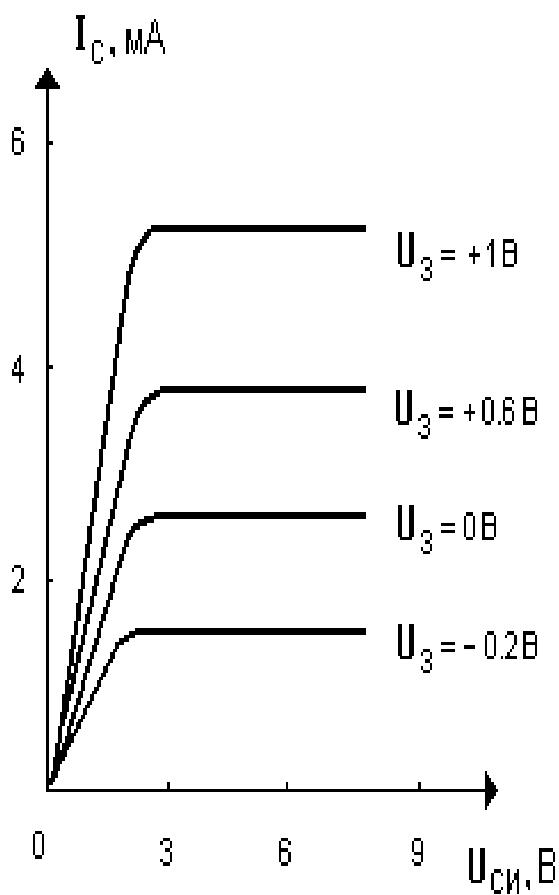
Юпқапленкали транзисторларда яримўтказгич, диэлектрик ва металл қатламлари изоляцияловчи таглигига кетма-кет сурилган бўлади. 3.20-расмда шундай транзисторнинг тузилиши кўрсатилган. Бу ерда 1- изоляция қилувчи таглик; 2-тагликка киритилган яримўтказгич қатлам; 3-исток (И), затвор (З) ва сток (С) нинг металл электродлари. 4-затвор тагидаги диэлектрик қатлами. Юпқапленкали транзисторларнинг изоляцияланган турли тагликлардан тайёрланадилар.



3.20-расм. Юпқапленкали МДЯ транзистори.

Таглик сифатида шиша, керамика, пластмассададан фойдаланилади. Яримўтказгич қатлам сифатида кўпроқ сульфид кадмий ишлатилади. Диэлектрик сифатида

кремний моноокиси, фторид кальций, сульфид цинк ҳам ишлатилади. Юпқапленкали транзисторларидек юқори кириш қаршилгига эга ва уларда аниқ ифодаланган тўйиниш соҳаси мавжуд. 3.21-расмда юпқапленкали майдон транзистори чиқиш вольтампер характеристика-сининг оиласи келтирилган (у сульфид кадмий пленкаси асосида тайёрланган). Сток токининг исток ва сток орасидаги кучланишга боғлиқлиги қуйидаги муносабат орқали аниқланади.



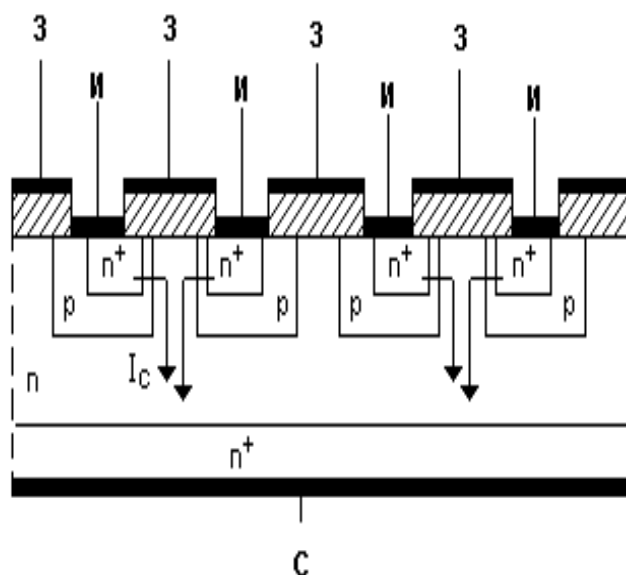
$$I_c = \frac{\mu C}{l^2} \left(U_{30} - U_3 - \frac{U_c}{2} \right) U_c \quad (3.55)$$

μ - заряд ташувчиларнинг ҳаракатчанлиги, C - затвор сиғими, l - канал узунлиги, U_3 - канал бекилишидаги кучланиш, U_3 - затвордаги кучланиш, U_c - транзистор стокидаги кучланиш, $U_c > U_{30} - U_3$, шarti баж-арилганда сток токининг (3.40) ифодасига ўхшаш ёзилади.

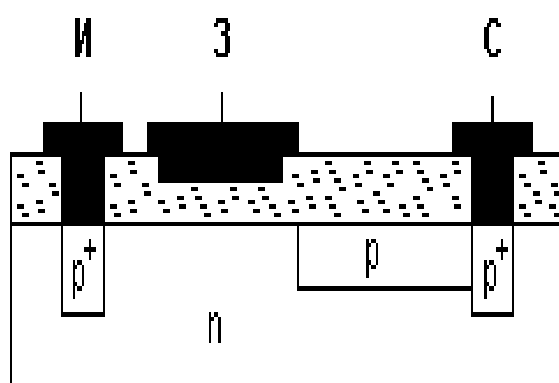
3.21-расм. Юпқаплёнкали транзисторларнинг вольтампер характеристикаси

3.7. Юқори қувватли МДЯ транзисторлари

Юқори қувватли МДЯ транзисторларини иккита асосий гуруҳга бўлиш мумкин: икки ўлчовли ва уч ўлчовли. Икки ўлчовли



3.22-расм. Элементлари параллел уланган вертикал майдон транзисторининг



3.23-расм. Силжиган бошқарувчи электродли МДЯ транзистори.

силжиган. Бошқача қилиб айтганда, бошқарувчи электроди исток (p^k -чап соҳаси) ва сток (p^k -ўнг соҳаси) орасидаги соҳани тўлиқ беркитмайди. Чиқиш соҳасининг бир қисми бўлган p -тур соҳасини

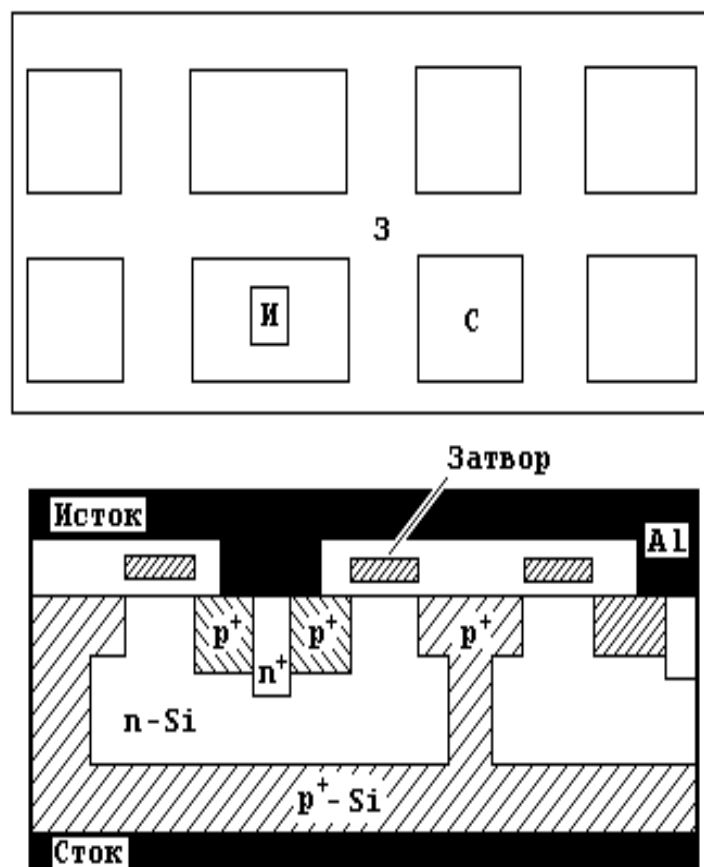
транзистор-ларда сток, исток ва затвор соҳалари гори-зонтал йуналишда қойлашган бўлади. Бундай исбоблар ўзи-нинг конструкцияси бўйича оқорида айт-илган МДЯ транзис-торларига ўхшашдир (3.12-расм). Уч ўлч-овли транзисторларда сток соҳаси берилган примўтказгич тагликни тастки томонида қойлашган (3.22-расм). Ўп ҳолларда биринчи гуруҳ тран-зисторларини гори-зонтал, иккинчи гуруҳ эса вертикал транзис-торлар деб аталади. Икки ўлчовли юқори қувватли майдон транзисторларининг струк-тураси 3.23-расмда келтирилган. Бу p -тур ўтказувчан каналли, чўзилган чиқиш соҳасига эга, ҳамда у ионли имплантация усули ёрдамида олинган транзистордир. Бу структуранинг харак-терли жойи шундаки, бошқарувчи электроди исток соҳаси томонига

борлиги, транзисторнинг тавсифини яхшилашга олиб келади. Бу куйидаги натижадан келиб чиққан: р-тур чўзилган соҳаси бошқарувчи электродга кучланиш берилганда, шу ҳамма соҳа бўйича ҳажмий заряд кенгаяди. Ҳажмий заряднинг бундай кенгайиши, бошқарувчи электродда катта кучланиш бўлганда чиқиш соҳасининг яқин бўлишига йул қуймайди. Кириш ва чиқиш соҳалари бўйича катта ток оқиб ўтади, натижада транзисторнинг қуввати ортади. Шу технология бўйича тайёрланган транзисторлар чиқишнинг тешилиш кучланиши 25 В ва 10-12 А чиқиш токига эга. 3.24-расмда изоляция затворга эга вертикал майдон транзисторининг яна бир тузилиши кўрсатилган. Кўринадик, исток (И) ва затвор (З) яримўтказгичли пластиниканинг 1 томонида худди 3.15-расмда кўрсатилган транзистордагидек жойлашган. Транзис-торнинг ҳамма алоҳида элементлари параллель уланади, чунки сток умумий ток ортиши билан транзисторнинг умумий қуввати кўпайиб боради. Кўриниб турибдики, бу транзистор п-тур ўтказувчанли кремний асосида тайёрланган.

Алюминий метали структура сиртига икки қатламда ётқизиilib исток (И) ва сток (С) соҳасига контакт бўлиб хизмат қилади. Металлаштириш қатламларини бир-биридан ажратиш учун SiO_2 қатлами ишлатилади. Кириш ва чиқиш соҳалари шахмат доскаси катаклари каби алоҳида ячейкалардан иборат. Ячейка ўлчамлари 22x22 мкм ва канал узунлиги 8 мкм. Транзисторнинг ўзи ўлчови 5x5мм бўлган кремний кристалидан тайёрланган. Чиқишнинг тешилиш кучланиши 100-110 В, чиқиш токи эса бошқарувчи электродда кучланиш –10 В бўлганда 20 А тенг бўлади.

Бошқарувчи электроди ажратилган юқори қувватли майдон транзисторларининг бошқа турлари ҳам мавжуд. Булар ҳар хил тайёрлаш усуллари билан бир-биридан

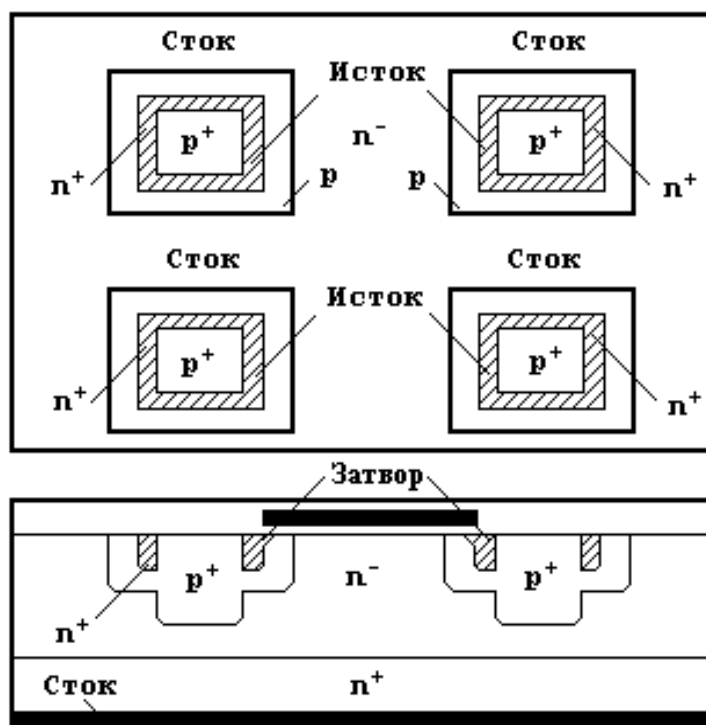
фарқ қилади. Лекин ҳамма турлар ҳам умумий фарқлайдиган хусусиятларга эга.



**3.24-расм. Катта майдонли затворга эга
вертикал транзистор.**

3.25-расмда стоки вертикал жойлаштирилган транзисторнинг тузилиши кўрсатилган, исток ва затворнинг соҳаси эса горизонтал жойлаштирилган. Пластинанинг майдонидаги яхши фойдаланиш учун транзисторнинг ҳаммаси оддий шахмат шаклдаги кўплаб алоҳида элементлардан ташкил топган. (3.25-расмнинг юқориги қисми). Бундай тузилишли приборлар сток ва исток ўртасидаги 460 В кучланишга чидамли бўлиб стокнинг максимал 5 А токига эга.

12-Жадвалда International фирмаси томонидан ишлаб чиқариладиган кучли майдон транзисторларининг асосий характеристикалари келтирилган.



3.25-расм. Стоки вертикал жойлаштирилган транзисторнинг тузилиши.

12-жадвал

Транзисторлар тури						
Пара-метр	IRFP150	IRFP250	IRFP350	IRFP450	IRFP460	IRFP470
Уси.мах	100 В	200 В	400 В	500 В	500 В	400 В
Is. мах	38 А	30 А	14 А	12 А	20 А	10 А
P мах	150 Вт	150 Вт	150 Вт	150 Вт	280 Вт	125 Вт
Узи.қол.	4 В	4 В	4 В	4 В	4 В	4 В

Бошқарувчи электроди ажратилган майдон транзисторларининг бир кутбли транзисторлардан ижобий томонлари қуйидагилардан иборат:

1. Ишлатиладиган диэлектрик қатламининг қаршилиги ҳисобига кириш қаршилиги катталигининг катта бўлиши.
2. Яримўтказгич структурасининг нуқсонларига кам сезувчанлиги ва радиацияга барқарорлиги. Бу эса транзисторнинг асосий ток ташувчиларда ишлаши ҳамда рекомбинация ҳолатининг йўқлигидир.

Бошқарувчи электроди ажратилган майдон транзисторларининг асосий камчилиги, яримўтказгич-диэлектрик оралиқ чегарасининг сифатидир. Узилган ва тугатилмаган валент боғланишларининг мавжудлиги (оралиқ чегарада) сиртий ҳолатлар зичлиги ортишига олиб келади. Сиртий ҳолатлар зичлиги бошқарувчи электрод иш қобилиятига тез ҳаракатчанлигига ҳамда канал бўйлаб заряд ўтиш қобилиятига таъсир этади.

Бошқарувчи электроди ажратилган майдон транзисторларининг асосий характеристикалари.

- $I_{c \min}$ - сток токининг энг кичик қиймати.
- $I_{c \max}$ - сток токининг энг катта қиймати.
- $I_{z \max}$ - берилган иссиқликдаги бошқарувчи электрод токи оқувчанлигининг энг катта қиймати.
- $S_{\min}$ -характеристика эгрилигининг минимал қиймати.
- $S_{\max}$ -характеристика эгрилигининг максимал қиймати.
- U_T -тешилиш кучланиши, иккита қиймат берилиши мумкин: энг катта ва энг кичик.
- $K_{ш}$ -шовқин коэффиценти, иккита қиймат берилиши мумкин: минимал ($K_{ш \min}$) ва максимал ($K_{ш \max}$).
- C_{11} -ўтиш сиғими (бошқарувчи электрод ва кириш орасидаги сиғим).
- C_{12} -ўтиш сиғими (исток ва сток орасидаги сиғим).
- $U_{cз}$ -сток ва бошқарувчи электрод орасидаги максимал берилиши мумкин бўлган кучланиш.
- $U_{си}$ -сток ва исток орасидаги максимал берилиши мумкин бўлган кучланиш.
- $T_{\max}$ -атроф муҳитнинг мумкин бўлган иссиқлик миқдори.

4. БОБ МАЙДОН ТРАНЗИСТОРЛАРИДАН ПАССИВ ЭЛЕМЕНТЛАР СИФАТИДА ФОЙДАЛАНИШ.

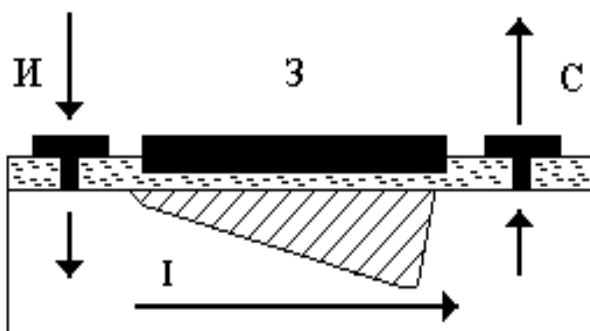
Иккинчи бўлимда таъкидланганидек, бошқарувчи ўтишли майдон транзисторларидан фото приемник сифатида фойдаланиш мумкин. Бу майдон транзисторларидан фойдаланишнинг ягона мисоли эмас. Майдон транзисторлари бошқариладиган қаршиликлар, ўзгарувчан (бошқарилувчи) сиғим конденсаторлар сифатида анча кенг ишлатилади.

4.1. Майдон транзисторларидан ўзгарувчан қаршилик сифатида фойдаланиш

Иккинчи бобда изоляцияли затворга эга майдон транзисторларининг вольтампер характеристикалари таҳлилида кўрсатилганидек, транзистор каналининг электр қаршилиги қуйидаги ифода билан белгиланади:

$$R_k = \rho \frac{l}{ab} = \frac{l^2}{\mu C} \frac{1}{U_{30} - U_3} \quad (4.1)$$

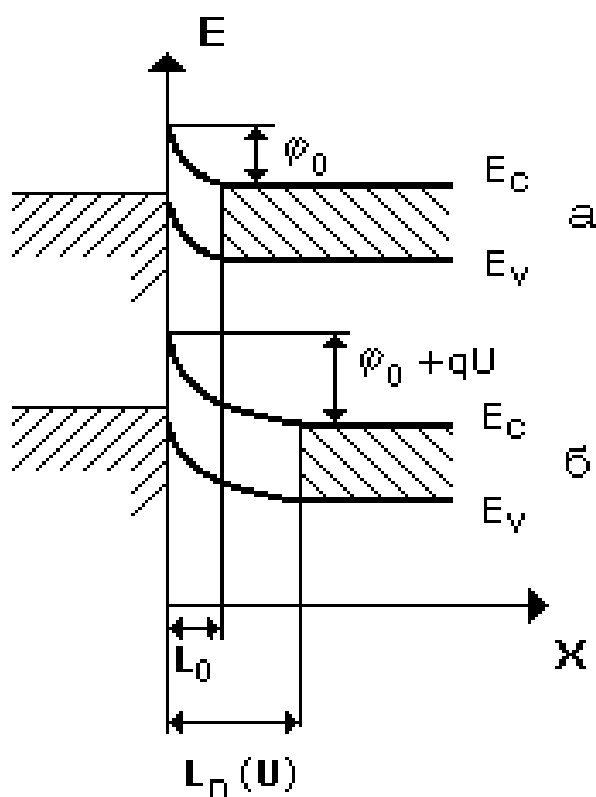
(4.1) ифодадан кўринадики, затвордаги кучланиш ўзгартирилганда ток ўтказувчи канални қаршилиги ўзгаради. Бундан ўзгарувчи қаршиликлар тайёрлашда фойдаланилади, чунки қаршиликни катталиги доимий кучланиш билан бошқарилади. 4.1-расмда қаршилик билан бошқарувчи оддий конструкция кўрсатилган.



4.1-расм. Майдон транзистори асосидаги бошқарилувчи қаршиликнинг содда конструкцияси.

4.2. Майдон транзисторидан ўзгарувчан сиғим сифатида фойдаланиш

Аниқлик учун Шоттки барьерли майдон транзисторини кўриб чиқамиз. Шоттки барьерига U тескари кучланиш берилганда



4.2-расм. Тескари кучланиш берилган металл-яримўтказгич структурасидаги яримўтказгичнинг ҳажмий заряд кенглигининг ўзгариши.

(контакт металл яримўтказгич), ϕ_0 контакт турига боғлиқ бўлган потенциал тўсиқ баландлиги берилган U кучланиш катталигига боғлиқ равишда ортади ва $\phi_0 + qU$ га тенг бўлади. Бунда L_n яримўтказгичдаги ҳажмий заряд қатламининг катталиги ҳам ўсиб боради. Ҳажмий заряд ҳарактсиз бўлган, кристалл панжара билан боғланган, ионлаштирилган донор ёки акцептор аралашмаларида ҳосил қилинганлиги учун ҳажмий заряднинг ошиши унинг яримўтказгич чуқрлиги томон кенгайиши билан шартланиши мумкин. Бошқача айтганда, тескари кучланиш оширилганда, (металл-яримўтказгич контактга берилган), $L_n(U)$ яримўтказгич соҳаси кенгаяди, бу соҳада эса ҳаракатчан заряд ташувчилар-электронлар ва коваклар мутлақо йўқ. Бунинг устига металдаги электронлар ва электр

нейтраллик соҳаси яримўтказгич чуқурлигидаги заряд ташувчилар концентрацияси деярли ўзгармайди. Демак, металл-яримўтказгичли қатламга эга, ҳажмий заряд қатлами билан ажратилган ясси конденцатор сифатида кўрсатиш мумкин.

Мисол учун U тескари кучланиш берилган n -туридаги ўтказувчанликка эга бўлган яримўтказгич асосидаги металл-яримўтказгич контактини кўриб чиқамиз (4.2.-расм). $\chi_1 < \chi_2$ шarti бажарилсин. Бунда яримўтказгич чегараси соҳасида (металл билан ажрашиш чегарасида) электронлар билан бирлаштирилган ҳажмий заряд қатлами шаклланади. Бу қатламнинг L_n кенглиги контактга

узатилган катталигига боғлиқ бўлади, яъни L_n қ $L_n(U)$ ва U кўпайиши билан L_n ўсиб боради. L_n нинг узатилган кучланиш катталигига боғлиқлигини (2.36)га мутаносиб ҳолда (бирликка тенг майдонга эга контакт металл-яримўтказгич учун) қуйидагича ифодалаш мумкин:

$$L_n = \sqrt{\frac{2\epsilon\epsilon_0(\varphi_0 + qU)}{qn_0}} \quad (4.2)$$

бундан эса қуйидагини ҳосил қиламиз:

$$\frac{L_n^2 q n_0}{2\epsilon\epsilon_0} = \varphi_0 + qU \quad (4.3)$$

Контактга берилган кучланиш катта бўлсин, яъни $qU \gg \varphi_0$. Ушбу шарт бажарилганда, контактдаги кучланишнинг камайиши қуйидаги муносабат билан ифодаланади:

$$U = \frac{L_n^2 q n_0}{2\epsilon\epsilon_0} \quad (4.4)$$

Бирлаштирилган қатлам зарядининг катталиги n_0 эркин электронлар конценрациясига пропорционалдир ва L_n қатлами қалинлиги

$$Q = q n_0 L_n \quad (4.5)$$

Ясси конденсаторнинг электр сиғими шундай аниқланади:

$$C = \frac{dQ}{dU} \quad (4.6)$$

Ҳажмий заряд катталиги ва кучланиш камайиши L_n қалинлигига боғлиқлигини ҳисобга олган ҳолда, dQ ўзгаришини ва dL_n ўзгаришдаги dU ни топамиз:

$$dQ = qn_0 dL_n; \quad dU = \frac{qn_0}{2\epsilon\epsilon_0} 2L_n dL_n = \frac{qn_0}{\epsilon\epsilon_0} L_n dL_n \quad (4.7)$$

Ҳосил қилинган қийматларни қўйган ҳолда (3.6), қуйидаги ифодани ҳосил қиламиз:

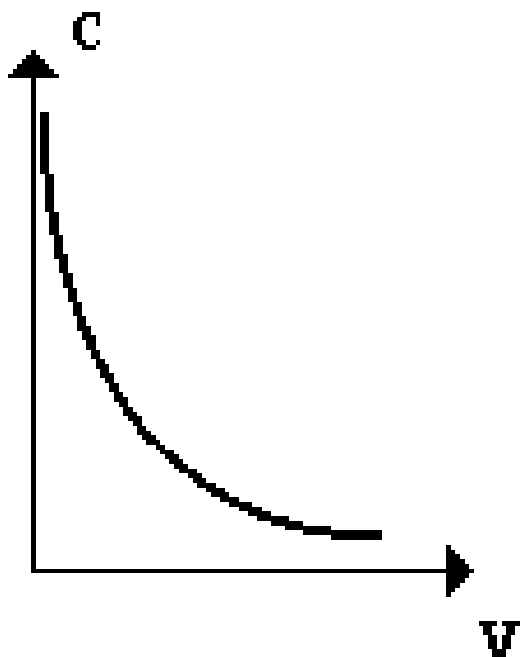
$$C = \frac{qn_0 dL_n \epsilon\epsilon_0}{qn_0 L_n dL_n} = \frac{\epsilon\epsilon_0}{L_n} \quad (4.8)$$

(4.1) ифодаси L_n қалинликка эга ясси конденсатор сигими учун ифодадир (у бирлик майдонига эга). (3.7)ни S , контакт майдонига кўпайтирган ҳолда ясси конденсатор сигими учун формулага эга бўламиз:

$$C = \frac{\epsilon\epsilon_0 S}{L_n} \quad (4.9)$$

бу ерда L_n - ҳажмий заряд қатламининг қалинлиги, контакт металл-яримўтказгич яримўтказгичининг ҳажмий заряди қатлами қалинлиги контактга узатилган $L_n = L_n(U)$, кучланишга боғлиқдир. (4.4) ва (4.9) боғланишларидан фойдаланилган ҳолда контакт-металл-яримўтказгич сигимини ифодаловчи қуйидаги ифодага эга бўламиз:

$$C = \frac{\epsilon\epsilon_0 S}{\sqrt{\frac{2\epsilon\epsilon_0(\varphi_0 + qU)}{q n_0}}} \quad (4.10)$$



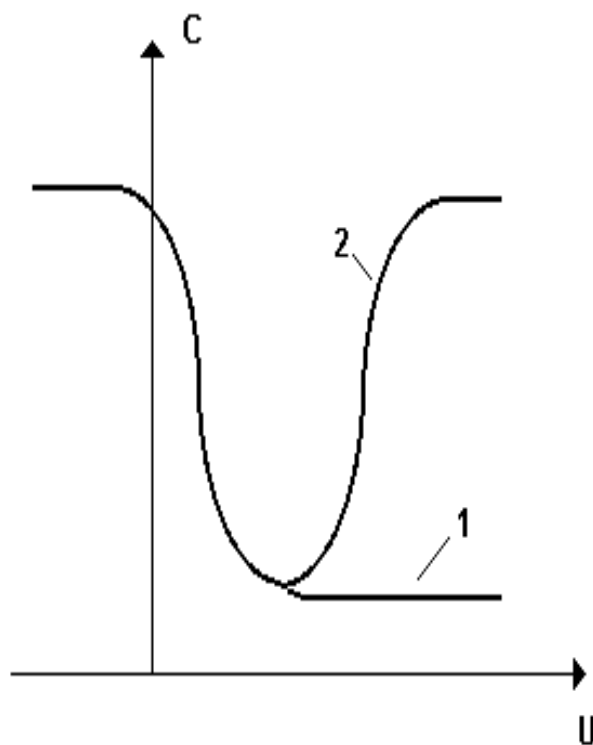
Келтирилган боғланишдан кўринадикки, U тескари кучланиш кўпайтирилганда (контактга берилган), контакт сиғими парабolik қонунлар асосида камаёди. 4.3.-расмда металл-яримўтказгич контактининг типик вольт-фарад характери-каси келтирилган. Ушбу металл-яримўтказгич контакти сиғимининг берилган кучланиш билан боғлиқлигидан майдон тран-зистори асосидаги ўзгарув-чан сиғимли конденсатор-

4.3-расм. Металл-яримўтказгич структурасининг $C-V$ тавсифи.

лар олишда фойдаланилади. Ҳақиқатан ҳам, майдон транзистори. Исток ва стоки орасидаги тескари кучланиш ўзгартирилганда затвор-исток сиғими ўзгаради. Изоляция-ланган затворли майдон транзисторлари ҳам ўзгарув-чан сиғимли конденсаторлар сифатида ишлатилиши мумкин. Бундай ҳолда тран-зистор канали ва затвор орасидаги сиғимдан, яъни металл-диэлектрик-ярим-

ўтказгич структурасининг сиғимидан фойдаланилади.

4.4-расмда изоляцияланган затворли майдон транзисторини



4.4- расм. Металл-диэлектрик-яримўтказгич структурасининг сиғими.

1-ю=ори частотали
2-паст частотали

исток ва стоки орасидаги типик $C-V$ тавсифи келтирилган (бу ерда 1-юқори частотали, 2-паст частотали)

4.3. Ўта юқори частотали майдон транзисторлари

Ўта юқоричастотали (ЎЮЧ) транзисторлар-бу 5 ГГц дан юқори частота диапазонида ишлайдиган транзисторлардир. Буларнинг асосий тури бу Шоттки барьерли майдон транзисторлари ҳисобланади. Бундай транзисторлар асосан арсенид галлий асосида тайёрланади. Материалнинг танланишига асосий сабаб ундаги заряд ташувчиларнинг ҳаракатчанлигини катталигидир. Яъни Si n-туридаги ўтказувчанликда электронларнинг ҳаракатчанлиги $2000\text{--}3000\text{см}^2\text{ В/сек.}$ ўз конструкциясига кўра юқори частотали транзисторлардан жуда кам ажралиб туради. GaAs асосидаги Шоттки барьерли ЎЮЧ транзисторларининг характерли хусусияти бу затвор ва канал орасидаги қўшимча қатламнинг мавжудлигидир. Бу легирланмаган GaAs қатламнинг вазифаси "Затвор-сток" тешиб ўтувчи кучланишни оширишдир. Майдон транзисторлари каналдаги майдон кучланиши одатда 10 КВ/см дан ошади. Белгиланган режимда электронлар энергиясининг ўртача қиймати $0,3\text{эВ}$ га тенг. Истокдан стокка электронларнинг дрейфида улар кўп миқдордаги урилишларга учрайди. Бунда урулишлар частотаси 10^{13} с^{-1} дан ошиб кетади. Учиб ўтиш вақти 10^{-12} с бўлгани учун, заряд ташувчилар учиб ўтиш давомида ўнлаб ёки юзлаб урилишларга учрайдилар. 10^{-13} с вақт давомида, яъни 2 та урулиш орасидаги вақтда, ташувчилар 400 ангстремдан ошмайдиган масофани босиб ўтадилар.

Майдон транзисторларини конструкцияланганда каналдаги ташувчилар концентрациясининг оширишда ҳаракатчанликнинг камайиши муаммосига дуч келинади. Ташувчилар концентрациясининг ўсиши легирлаш даражаси билан боғлиқ бўлганлиги сабабли, донорлар концентрациясининг ўсиши заряд ташувчиларнинг донорлари ионлар билан тўқнашуви эҳтимолини кўпайтиради ва ҳаракатчанликни пасайтиради. Гетеро ўтишдан фойдаланиш мазкур қарама-қаршилиқни ҳал қилишда ёрдам беради: икки ўлчовли электрон газ донорлар концентрациясининг олиш имконини беради. Донорлар ионлари ва эркин электронларнинг фазовий бўлиниши заряд ташувчиларнинг юқори концентрациясини (бир вақтнинг ўзида юқори қийматли ҳаракат-чанликга эга бўлган) олиш имкониятини беради.

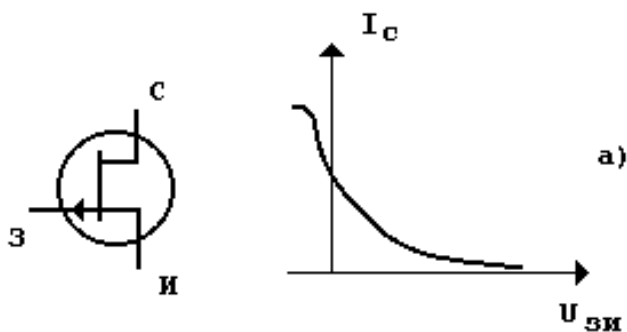
Электронларнинг юқори ҳаракатчанлигига эга тран-зистор тузилишининг бошқа вариантларини ҳам ишла-тиш мумкин. Масалан, (ингичка соҳали яримўтказгичли) GaAs қатламидаги каналли ва "электронлар етказиб бе-рувчи" қатламли кенг соҳали яримўтказгич-Alin As транзисторлар тузилишини мисол қилиб келтириш мумкин.

GaIn As каналидаги ҳаракатчанлик 300^0 K да $10000 \text{ см}^2 / (\text{В/с})$ га тенг бўлади. Икки ўлчовли электрон газ $(3-4,5) 10^{12} \text{ см}^{-2}$ қатламидаги заряднинг юқори зичлиги таъминланади. Шунини таъкидлаш зарурки, электрон-ларнинг юқори ҳаракатчанлиги транзистордаги бу барча сифатлар, асосан, паст температураларда намоён бўлади. Ушбу транзисторлар имкониятини номоён этишдаги тўсиқ бўлиб AlGaP-As даги алюминийнинг юқори даражада мавжуд бўлишида электронлар учун чуқур тутгичларнинг бор бўлишидир.

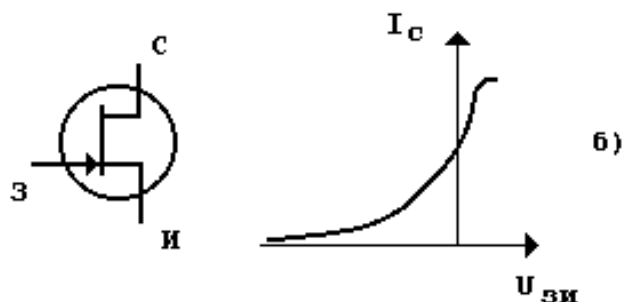
Икки ўлчовли электрон газ қатламини олиш учун $X > 0,2$ қиймати зарур бўлади, аммо бу қийматларда чуқур тутгичлар ВАХ стокларининг бузилишига, генерацион-рекомбинацион шовқинлар даражасини ошишига олиб келади. НЕМТ-икки гетероўтиш транзисторлар тажриба синов вақтида токнинг юқори зичлигини ва затворнинг юқори тешиб ўтувчи кучланишни кўрсатдилар. 20 ГГц да 660 мВт га тенг бўлган чиқиш қуввати, $3,2 \text{ дБга}$ кучайтирилганда, ФИК $19, 3\%$ га эга бўлинади.

30 ГГц да қуйидаги натижалар кўрсатилади: берилаётган қувват- 210 мВт , кучайтириш $2,0 \text{ дБ}$, ФИК- $7,5\%$. Бу турдаги транзисторлар GaAs транзисторларидан кўплаб юқоричастотали параметрларга кўра устун туради. Яъни $1,6$ марта шовқиннинг минимал даражасида транзисторларнинг ўтиш характеристикаси айланмаси одатдаги GaAs майдон транзисторлари айланмасидан устун туради. Бу 20 ГГц частотада 8 дБ кучайтириш имконини беради.

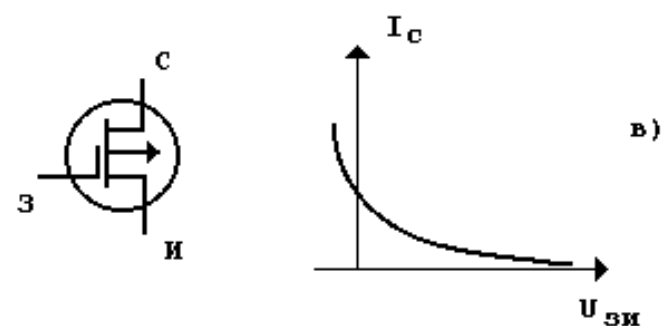
4.4 Майдон транзисторларининг белги ва характеристикалари



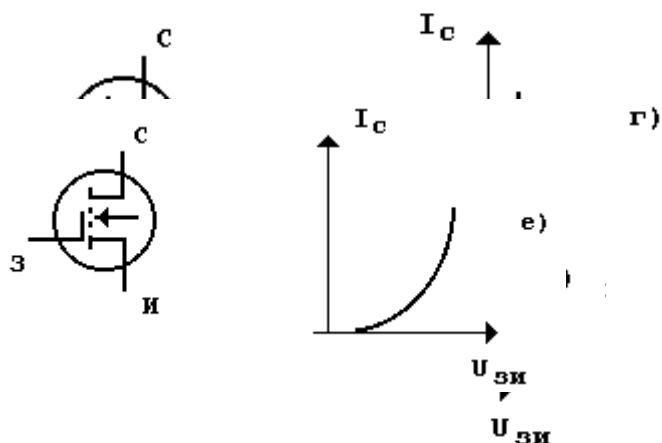
а) Бошқарувчи р-п ўтишли ток ўтказувчи канал туридаги ўтказувчанликга эга майдон транзистори;



б) р-туридаги ток ўтказувчи канални ўтказувчанликга эга бошқарувчи р-п ўтишли майдон транзистори;



в) г) ҳар томонлама р-туридаги ўтказувчанликга эга (МДЯ) изоляцияланган затворли майдон транзистори;

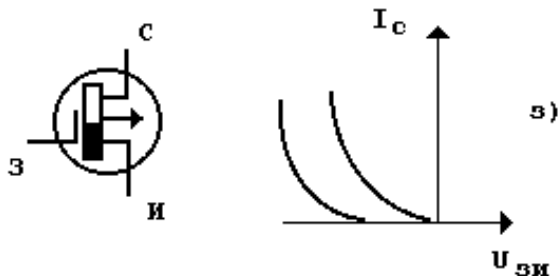


д) индукцияланган каналли р-туридаги ўтказувчанликга эга (МДЯ) изоляцияланган затворли майдон транзистори

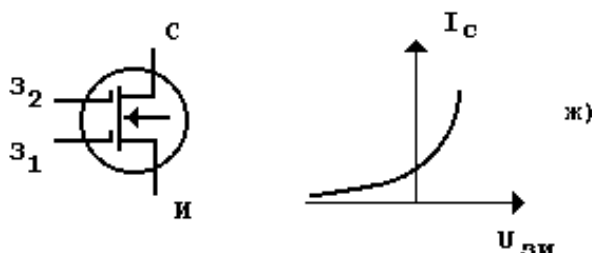
е) индукцияланган каналли п-туридаги ўтказувчанликга эга (МДЯ)

изоляция

ланган затворли майдон транзистори

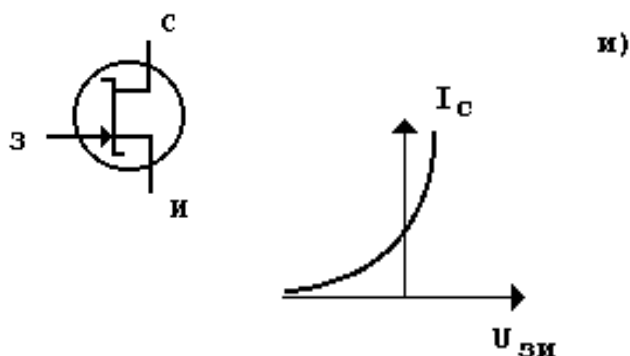


з) р-тиридаги
ўтказувчанликга эга
икки қаватли
диэлектрик кўрин-
ишидаги изоляция-
ланган затворли майдон
транзистори;



ж)

и)



и)

5. БОБ БИПОЛЯР ВА МАЙДОН ТРАНЗИСТОРЛАРИ НИ ТАЙЁРЛАШ ТЕХНОЛОГИЯСИ АСОСЛАРИ

Биполяр ва майдон транзисторларини тайёрлашда асосан кремний, германий, арсенид галлий ва оз микдорда сульфид кадмий ва кремний карбидидан фойдаланилади. Бошқарувчи р-п ўтишли майдон транзисторларини тайёрлашда асосий вазифа бўлиб муайян геометрияли (электр хусусиятларига эга) р-п ўтишни ҳосил қилиш ҳисобланади. Яъни, затворнинг р-п ўтишли кичик тескари тоқларига эга бўлишлари керак (бу билан транзисторнинг қаршилиги аниқланади) ва унинг етарли даражасидаги тешилиш кучланиши бўлиши зарур (узулиш кучланишидан 4-6 марта кучли бўлиши керак). Транзисторнинг кучайтириш хоссалари яхшиланиши учун р-п ўтишнинг затвор сифатида хизмат қилаётган соҳаси кириңдилари концентрацияси каналдаги киришмалар концентрациясидан юқори бўлиши керак. р-п ўтишнинг геометрияси кўп ҳолларда транзистор канали геометрик ўлчамларини белгилаб беради. Бунда канал

қалинлиги р-п ўтишнинг барча майдони бўйича расмий бўлиши талаб этилади.

Биполяр транзисторнинг тайёрлашда транзисторнинг кичик ўлчамларига ва унинг база соҳаси қалинлигига ҳам алоҳида эътибор қаратилади. Аввалги бобларда кўрсатилганидек, бу вақтда транзисторнинг ҳар бир соҳаси ўзининг солиштира қаршилигига эга бўлиши керак. Шундай қилиб, п-р-п турдаги транзисторни тайёрлашда эмиттер соҳаси база соҳасига қараганда етарлича кучли легирланган бўлиши керак. Дрейф транзисторларда эса, база соҳасига киринди концентрациясининг маълум профили берилади. Бундай турли талабларни бажариш учун майдон транзисторларидагидек диффузия ва эпитация методларидан ҳам фойдаланилади.

Диффузия. Бу услубнинг моҳияти шундан иборатки, бунда қаттиқ фазада бўлган чиқишдаги яримўтказгичга киритма атомлари градиенти концентрация ҳисобига сизиб ўтади. Диффузия контактда бўлган яримўтказгич пластинасини қиздириш орқали амалга оширилади (киритма моддаси қаттиқ, суяқ ёки газсимон ҳолатда бўлиши мумкин).

Диффузия тезлиги диффузияловчи киринди турига боғлиқ. Масалан кремнийдаги акцептор кириндилар учун диффузия тезлиги донор кириндилар учун диффузия тезлигидан кўра каттароқ. Бу эса бир пайтнинг ўзида бир неча хил кириндиларни диффузия қилиш ва кристалл ҳажмида шунга мос ҳолдаги турли ўтказувчанлик типига эга бўлган қатламлар олиш имконини беради.

Диффузия ниҳоятда секин жараён бўлгани сабабли диффузияланувчи қатламлар қалинлигини микроннинг ўндан бир қисмигача назорат қилиш имконини беради. Шунингдек, диффузия берилган конфигурацияда р ёки п турдаги ўтказувчанлик қатламларини ҳосил қилиш имкониятига ҳам йўл очади.

Диффузия жараёнлари Фикнинг икки қонуни орқали ифодаланади. Фикнинг биринчи қонуни диффузияловчи заррачалар оқими зичлиги (J) билан уларнинг концентрацияси градиенти (N) орасидаги боғланишни ифодалайди. Бир ўлчамли ҳолатда бу қонун қуйидаги кўринишда бўлади:

$$J = -D \frac{dN}{dx} \quad (5.1)$$

Бу ерда, D-диффузия коэффиценти. Фикнинг иккинчи қонуни заррачаларнинг кристаллда жойлашиш тезлигини характерлаб беради:

$$\frac{\partial N}{\partial t} = D \frac{\partial^2 N}{\partial x^2} \quad (5.2)$$

Бу ерда диффузияловчи заррачалар деганда диффузия ёрдамида яримўтказгичга киритилаётган киринди атомлари тушунилади. Иккинчи қонун ёрдамида исталган вақт моментидаги яримўтказгичдаги криндилар концентрацияси қонуни $N(x,t)$ ни топиш мумкин. Бунинг учун чегара шартларидан фойдаланилади. Бу шартларни кўриб чиқамиз. Айтайлик x координата кириндилар диффузияси амалга оширилаётган яримўтказгич пластинаси сирти билан устма-уст тушсин. У ҳолда d координата пластинанинг қарама-қарши сиртига мос келади. Пластина қалинлиги кириндиларнинг кириш чуқурлигидан етарлича катта бўлсин, яъни $dx \rightarrow \infty$ деб қабул қилайлик. У ҳолда:

$$N(\infty, t) \rightarrow 0 \quad (5.3)$$

деб ҳисоблаш мумкин.

Бошқа чегара шартини аниқлаш учун диффузиянинг технологик жараёнини кўриб чиқамиз. Бу ерда икки хил вариант бўлиши мумкин. Биринчи вариантда диффузияловчи киринди пластина сиртига узлуксиз равишда кириндиларнинг сирт олди концентрацияси доимо ўзгармас бўлишини таъминлайдиган қилиб тушиб туради. Бу ҳол учун чегара шarti қуйидагича ёзилиши мумкин:

$$N(0, t) \rightarrow N_s \rightarrow \text{const.} \quad (5.4)$$

Иккинчи вариантда яримўтказгичлар пластинасининг юпқа сирт олди қатламига бир қанча киринди қиймати (Q) киритилади ва шундан кейин киринди манбааси йўқолади. Диффузиянинг бундай режимида яримўтказгичга киритилган киринди атомлари яримўтказгич ҳажми бўйлаб умумий қиймати ўзгармаган ҳолда қайта тақсимланадилар. Бу вариант учун чегара шarti қуйидагича бўлади:

$$\int_0^{\infty} N(x) dx = Q = \text{const} \quad (5.5)$$

(5.1) ва (5.2) тенгламаларни (5.3) ва (5.4) шартлар бўйича ечиб яримўтказгич қалинлиги бўйича кинди концентрациясининг тақсимот қонунини оламиз:

$$N(x, t) = N_s \operatorname{erfc}\left(\frac{x}{2\sqrt{Dt}}\right) \quad (5.6)$$

бу ерда D -диффузия коэффициент, t -диффузия ўтказилиш вақти.

(5.1) ва (5.2) тенгламаларни (5.3) ва (5.5) шартлар бўйича ечиб чиқсак тақсимот қонуни қуйидаги кўринишга келади:

$$N(x, t) = \frac{Q}{\sqrt{\pi Dt}} \exp\left(-\frac{x^2}{4Dt}\right) \quad (5.7)$$

Келтирилган ифодалардан қуйидаги хулосаларга келиш мумкин:

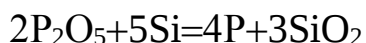
- диффузия ўтказилиш вақти киндиларнинг биз ҳоҳлаган кириш чуқурлигига пропорционал.
- диффузиянинг берилган чуқурлигида диффузия коэффициент диффузия жараёни вақтига пропорционал.

Кремний асосида транзисторлар тайёрлашда кинди элементлари сифатида кўпинча бор, фосфор, мышьяк ва сурьма элементларидан фойдаланилади.

Бор диффузияси бор оксиди ва кремний орасидаги сирт реакцияси ҳисобига юз беради.

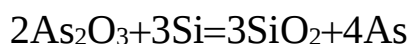


Фосфор диффузияси эса фосфор беш оксиди ва кремний орасидаги реакция ҳисобига рўй беради:



Мышьякнинг кремнийдаги диффузия коэффициент бор ва фосфорларнинг диффузия коэффициентларидан деярли бир тартибда

кам бўлади. Шунинг учун мишьяк навбатдаги термик ишлов беришда ҳаракатсиз кириңдиларни сақлаб қолиш талаб этилган ҳолатларда ёки кескин легирлаш профилига эга бўлган қатламлар таёрлашда қўлланилади. Мишьяк диффузияси мишьяк уч оксиди билан кремний орасидаги реакция ҳисобига руй беради

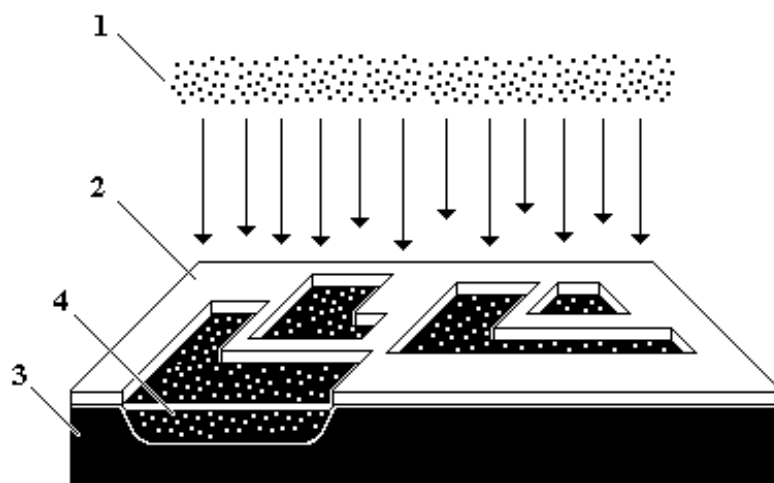


Сурьма кўпинча мишьякнинг ўрнига ишлатилади, чунки уларнинг диффузия коэффициентлари бир-бирига жуда яқин. Ҳар қандай яримўтказгичдаги кириңди концентрацияси чегараланган эрувчанлик билан чегаралаб қўйилади. 13-жадвалда айрим кириңдиларнинг кремнийдаги эрувчанлик чегараси қийматлари келтирилган.

13-жадвал

Кириңди	As	P	B	Sb
N, см ⁻²	20·10 ²⁰ (1150°C)	13·10 ²⁰ (1150°C)	5·10 ²⁰ (1200°C)	0,6·10 ²⁰ (1300°C)

Диффузия умумий ёки нуктавий бўлиши мумкин. Умумий диффузияда кириңди яримўтказгичнинг ҳамма пластинасига сингади. Нуктавий диффузияда эса (5.1 расм) (1) кириңди (3) яримўтказгичга фақат қисман жойларигагина (4) киради. Бу жойлар изоляция қилувчи (2) маскадаги туйнукларнинг геометрияси билан аниқланади. Диффузиянинг ҳар 2 услубида ҳам яримўтказгичдаги кириңди концентрацияси катта бўлиши мумкин.

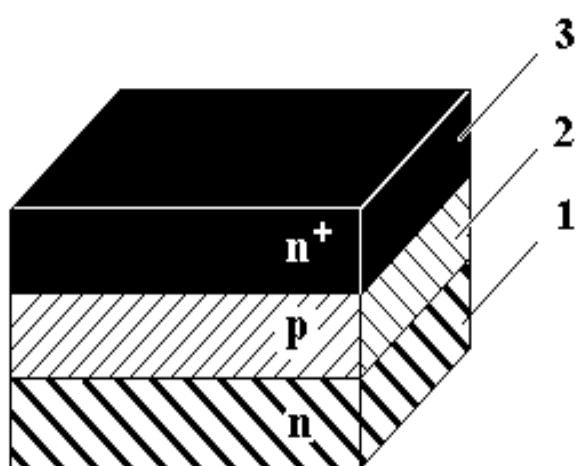


5.1-расм. Нуқтавий диффузиянинг схемаси.

Майдон транзисторларини тайёрлашда ҳам, биполяр транзисторлар тайёрлашдаги каби умумий диффузия ва нуқтавий диффузия қилиш усулларидан фойдаланиш мумкин. Диффузия услуги орқали транзисторларни тайёрлашда маскировка ва фотолитография усуллари кенг қўлланилади. Маълумки, яримўтказгич сиртидаги айрим моддалар қатор кириндилар диффузиясига тўсқинлик қилади. Хусусан SiO_2 , яъни кремний икки оксиди қатлами бор ва фосфор атомлари диффузиясига тўсқинлик қилади. Шу тариқа, агар яримўтказгич сиртида SiO_2 қатлами ҳосил қилинса, бор ва фосфор атомларининг диффузияси сиртқи қисмнинг фақат оксидланмаган жойларидагина содир бўлади. Демак, фақатгина мана шу қисмларда диффузицион қатлам ва p-n ўтиш ҳосил қилинади.

Эпитаксия. Биполяр ва майдон транзисторларини тайёрлашда эпитакция жараёни ҳам кенг қўлланилади. Эпитаксия деб тағлиқда монокристалл қатламини ўстириш жараёнига айтилади. Бунда ўстириляётган қатламнинг кристаллографик ориентацияси бошланғич тағлиқнинг кристаллографик ориентациясини айнан қайтаради. Бу услубда бошланғич тағлиқ сирти (1)га монокристалл қатлам (2) чўктирилади. Бу қатламларнинг ҳосил бўлиши галогенидлар, хусусан, тетрахлорид ёки кремний тетраидид атмосферасида яримўтказгич пластинасини киздиришда юз беради.

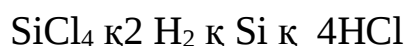
Бу усул бўйича транзисторлар тайёрлашда бошланғич яримўтказгич пластинасида қарама-қарши турдаги ўтказувчанликка эга паст солиштирма қаршиликли юпка (1 мкм) қатлам ўстирилади (5.2-расмдаги 1-катлам) Бу қатлам юқори омли, яъни юқори солиштирма қаршиликка эга бўлиши зарур. Сўнгра юқори омли қатламнинг устида паст солиштирма қаршиликка эга 2-қатлам



5.2-расм. Эпитаксиал ўстириш.

ўстирилади, унинг ўтказувчанлиги тури бошланғич таглик ўтказувчанлик тури билан бир хил бўлиши зарур. Шу тариқа 3 қаватли структура ҳосил бўлади, ундаги юқори омли қатлам канал бўлиб ҳисобланади, паст омли қатламлар эса затворнинг соҳаларидир. Эпитаксиал технологияда кириңдилар паст концентрацияси орқали канал ҳосил қилиш мумкин бўлади, диффузион технологияда эса

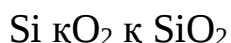
бунинг иложи йўқ. Эпитаксиянинг типик жараёни кремний намунаси мисолида қуйидаги реакция билан тавсифланади:



Эпитакция жараёнининг ўтказилиш шартларига мос равишда яримўтказгич сиртида турли қатламлар ҳосил қилиш мумкин. Бунда тагликда тоза монокристалл кремний қатлами чўқади. Агар кремний тетрахлорид жуфтларига бор қўшилувчи жуфтлари қўшилса (масалан B_2H_6), эпитаксиал қатлам ковакли ўтказувчанликка эга бўлади. Агар уларга фосфор жуфтлари қўшилса (масалан PH_3), унда эпитаксиал қатлам электрон ўтказувчанликка эга бўлади.

Термик оксидлаш. Биполяр ва майдон транзисторларини тайёрлашда SiO_2 қатлами ҳосил қилиш технологиясининг асосий қисми кремнийни оксидлаш ҳисобланади. Кремний икки оксиди юпка пленкаси ҳосил қилишнинг долзарблиги шундаки, у транзистор технологияси жараёнида бир неча вазифаларни бажара олиши мумкин. Бу вазифаларга пластинка сиртини ташқи таъсирларидан

ҳимоя қилиш, нуқтавий диффузиялар учун маскалар тайёрлашда сиртни ҳимоялаш, транзистор элементларининг изоляцияси, затвор ости диэлектрик қатламини ҳосил қилиш кабилар киради. Кремний сиртини оксидлаш кислород атмосферасида юқори температурасида ($900-1200^{\circ}\text{C}$) амалга оширилади.



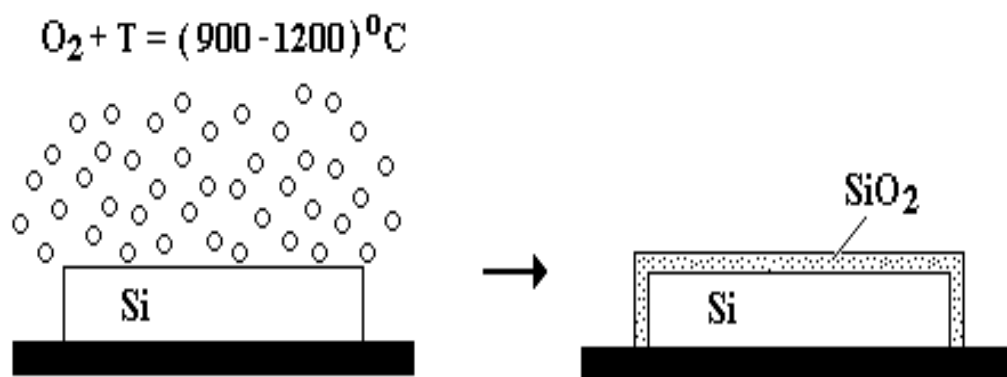
Кремнийни термик оксидлаш жараёнида (окиснинг дастлабки бир нечта қатламлари шаклланганидан сўнг) кремний ва оксидловчининг ўзаро таъсири Si-SiO_2 чегарасида юз беради, яъни оксидловчи зарралари аввал ҳосил қилинган окис қатлами орқали ўтадилар. Бунда ажралиш чегараси кремний ичига қараб сурила бошлайди. Si ва SiO_2 зичликлари муносабати шундай бўладики, d қалинликдаги SiO_2 қатлами ҳосил қилинганида кремний пластинасининг қалинлиги, $45d$ га камаяди.

Термик оксидлаш жараёни уч босқичдан иборат. 1-кремний сиртида кислород молекуласининг адсорбцияси, 2-оксидланиши, 3-ҳосил бўлган оксидланган пленка орқали оксидланмаган сиртга кислород атомларининг диффузияланиши. Окис пленканинг ўсиш тезлиги вақт ўтиши билан камаяди, чунки кислород атомлари ўсаётган окис қатлам орқали бевосита сизиб ўтиши керак бўлади. Окис пленка қалинлигини оксидланиш ватига боғлиқ равишда қуйидаги формула орқали ифодаланиши мумкин.

$$d = k\sqrt{t} \quad (5.8)$$

бу ерда k-кислороднинг температураси ва намлигига боғлиқ параметр. 5.3-расмда кремний пластинкасининг кислород зарралари оқимида термик оксидланиши жараёнининг соддалаштирилган кўриниши келтирилган.

Емирилиш. Кимёвий емирилиш жараёни суюқ емирувчи билан қаттиқ жисмнинг эриган бирикма ҳосил бўлишига олиб келадиган кимёвий ўзаро таъсир реакциясидир. Кимёвий емирилишнинг турли кўринишлари мавжуд. Изотроп емирилиш-яримўтказгич материалини



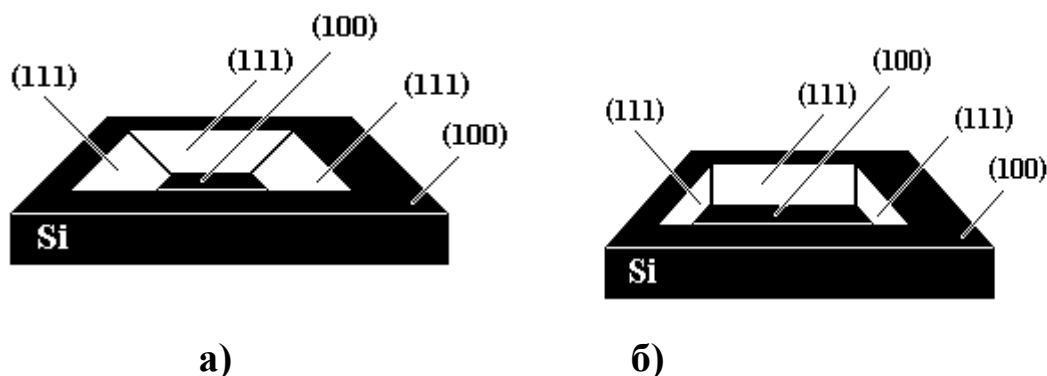
5.3- расм. Кремнийни термик оксидланиш жараёни.

кристаллнинг барча йўналишлари бўйича бир хил тезликда эриши.

Йўналтирилган емирилиш-яримўтказгич материали-нинг турли йўналишлар бўйлаб турлича тезликларда эриши. Йўналтирилган емирувчилар яримўтказгичли кремнийни $\langle 100 \rangle$ ва $\langle 110 \rangle$ йўналишларда $\langle 111 \rangle$ йўналишга қараганда бир мунча юқорироқ тезликларда эритади. Кўп ҳоларда йўналтирилган емирувчилар окисловчи ва комплекс ҳосил қилувчилардан ташкил топган кўп компонентли эритма кўринишида бўлади.

Нуқтавий емирилиш-яримўтказгич материалининг эриши кристаллнинг фақатгина алоҳида, чегараланган қисмларидагина рўй бериши мумкин.

5.4-расмда кремнийнинг нуқтавий, йўналтирилган ва ҳар томонлама емирилиши кўрсатилган. Кўриниб турибдики, йўналтирилган емирилишда чуқурчанинг ён деворлари аниқ бир рельефга эга бўлади.



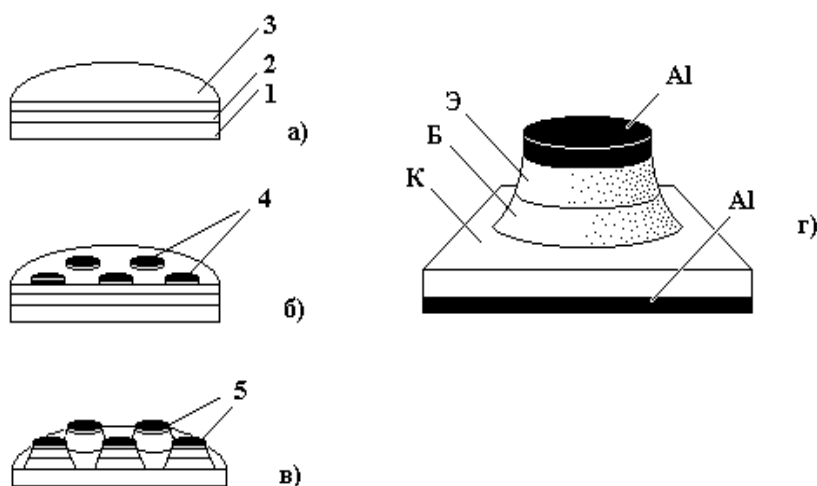
5.4- расм. Кремнийнинг а) нуқтавий, йўналтирилган ва б) ҳар томонлама емирилишга мисол.

Бунда ён деворлар қиялик бурчаклари жуда аниқ бўлади. Масалан, 5.4 а-расмда $\langle 110 \rangle$ ва $\langle 111 \rangle$ текисликлар орасидаги бурчак $61,5^\circ$ ни ташкил этади.

Нуқтавий емирилиш, диффузия ва эпитакция жараёнларидан фойдаланишга мисол сифатида «меза» транзисторининг тайёрланиш жараёнини кўриб чиқамиз. Бундай транзистор учун асос сифатида п-тур ўтказувчанликни (п-р-п транзистор учун) ёки р-тур ўтказувчанликли (р-п-р транзистор учун) кремний пластинкасидан фойдаланилади. Кейинчалик бу пластина транзисторнинг коллектор соҳаси (5.5 а- расмдаги 1-соҳа) бўлиб қолади. Умумий диффузия жараёни ёрдамида бутун пластинкада база ва эмиттер соҳалари ҳосил бўлади (5.5-а расмдаги 2 ва 3-соҳалар) кейин эса берилган ўлчамлар сиртлари диэлектрик қатлам билан қопланади. (5.5 б- расмдаги 4-соҳа) ва ундан кейин пластина нуқтавий емирилишга қўйилади. Бунда эмиттер ва база соҳалари дастлабки пластинага мос чуқурликкача, яъни коллектор қатламигача емирилади. Бундай нуқтавий емирилиш натижасида коллектор соҳаси бўлиб хизмат қилаётган даст-

лабки пластина сиртида база ва эмиттер қатламлар (5.5 в-расм) жойлашган алоҳида оролчалар (5) ҳосил бўлади. Ҳосил бўлган оролчалар ташқи кўринишидан столга ўхшайди. Бу эса уларнинг «меза» структура номини олишига сабаб бўлган («меза» сўзи испанча сўз бўлиб, стол маъносини англатади). Стурктуранинг пастки ва юқори сиртларига Ом контакти вазифасини бажарувчи аљюминий қатлами ўтказилгандан кейин пластина алоҳида элементларга ажратилади. Бу элементларнинг ҳар бири транзисторни ҳосил қилади. (5.5 г-расм). Юқори омли дастлабки пластиналардан «меза» эпитаксиал транзисторлари тай-ёрлаш учун фойдаланишда коллектор

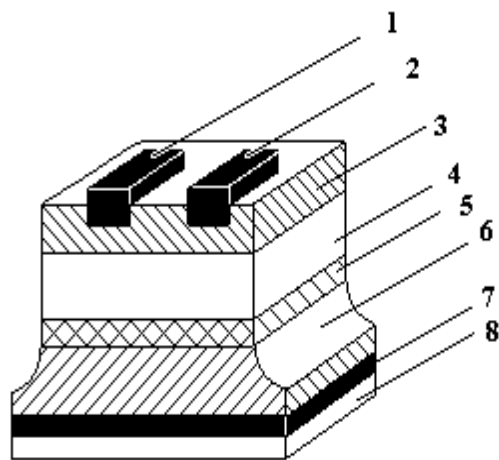
соҳаси юқори натижавий қаршиликка эга бўлиб қолади. Бундан



5.5-расм. «Меза» эпитаксиал диффузион транзисторининг тайёрланиш схемаси.

кутилиш учун транзистор тайёрлаш жараёни паст омли яримўтказгич пластинасида фойдаланишдан бошланади. Бу пластинада шу ўтказувчанлик туридаги юқори Омли юпқа қатлам эпитаксиал усул ёрдамида ўстирилади. Бу юқори омли қатлам келгусида ўзида база ва эмиттер ҳосил қилинадиган коллектор соҳаси бўлиб хизмат қилади. Коллекторнинг эпитаксиал қатлами коллекторнинг кейинги қаршилигини бир вақтнинг ўзида коллектор ўтишининг юқори тешилиш кучланишини сақлаган ҳолатда камайишига сабаб бўлади.

Транзисторнинг бундай структураси «меза-эпитаксиал структура» номини олган. Меза-эпитаксиал структуранинг асосий қулайлиги унинг коллектор қатлами сифими ва база соҳаси қаршилигини кенг камровда бошқариш имконини беришидир. 5.6-расмда меза-эпитаксиал транзистор структураси келтирилган. Бу ерда 1-чанглатиш ва кейин олтинни диффузия қилиш натижасида олинган база контакти, 2-чанглатиш ва ундан кейин алюминий эритиш натижасида олинган қайта кристалланган қатламли эмиттер контакти, 3-база-нинг диффузион қатлами, 4-коллектор ҳажмий заряди соҳаси, 5-коллекторнинг эпитаксион қатлами, 6-коллектор, 7-коллектор соҳаси учун Ом контакти (кўпинча олтиндан фойдаланилади), 8-иссиқликни қайтарувчи металл пластина. Кўриниб турибдики бундай транзисторларни, тайёрлашда нуқтавий емирилиш жараёнидан фойдаланилади. Муайян тузилишга эга маска қатламини ҳосил қилишда фотолитография

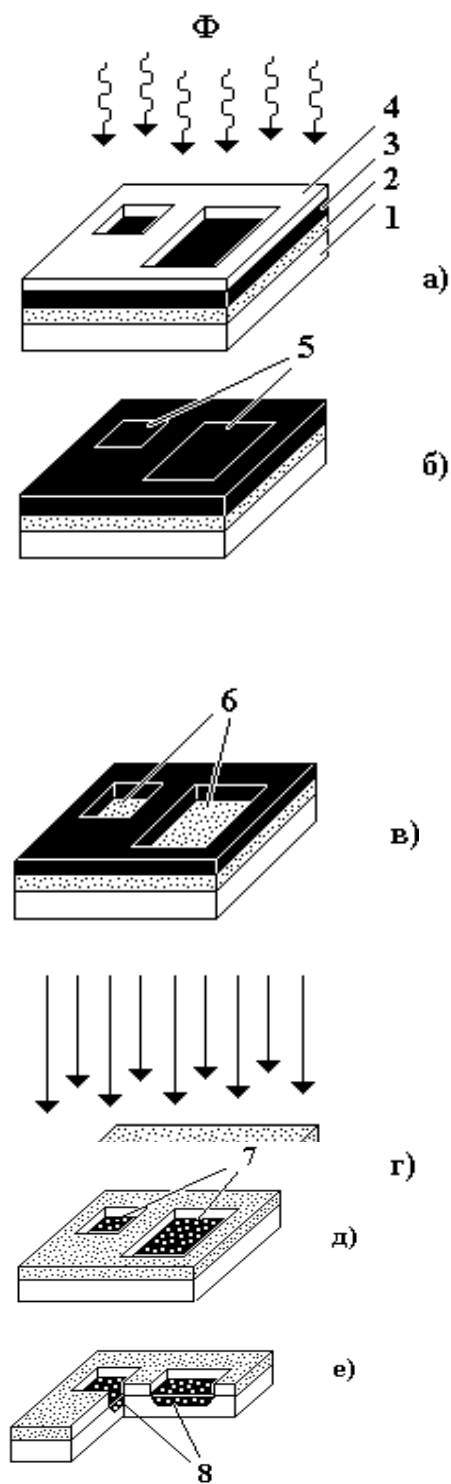


5.6-расм. Меза-эпитаксиал транзистор структураси.

усулидан фойдаланилади, у қуйидагидан иборат (5.7-расм). Олдиндан яримўтказгич пластинасининг бутун сирти бўйлаб (1) оксид қатлами ҳосил қилинади (2). Сўнгра окисланган сиртга ёруғликни сезувчи модда-фоторезист деб номланувчи модда (3) суртилади.

Фоторезисторлар-бу нурланишга сезгир бўлган полимер суюқликлардир. Фоторезисторлар ўзалари сезгир бўлган нурланиш турига кўра фарқланади. Масалан, ультрабинафша нурларига, электрон оқимиغا, рентген нурларга сезгир фоторезисторлар мавжуд. 3600 дан 4600 ангстремгача тўлқин узунликдаги ультрабинафша нурланишга сезгир бўлган фоторезисторлар кенг қўлланилади. Фоторезисторлар позитив ва негатив турларга бўлинади. Негатив фоторезисторлар агар ультрабинафша нурга қўйилса, кислота

таъсирига нисбатан сезгир бўлмай қолади). Шундан кейин мутаносиб шаблон (4) орқали позитив фоторезист ультрабинафша нур билан (Ф) билан ёритилади (5.7 а-расмга қаранг). Фоторезисторнинг ультрабинафша нур тушган соҳалари (5.7 б-расмдаги 5-соҳалар) кислота таъсирига сезгир бўлиб қолади. Бу билан бир пайтда фоторезисторнинг ультрабинафша нур тушмаган соҳалари кислота таъсирини сезмайди. Агар шу ҳолда пластинани фоторезист билан ўзаро таъсирлашадиган кимёвий емирувчига солсак унинг нур туширилган соҳалари SiO_2 қатлам сиртигача емирилади (5.7 в расмдаги 6-соҳалар). Технологик жараёнинг кейиги босқичида пластина SiO_2 қатлам билан таъсирлашадиган емирувчига солинади. Бунда диэлектрикнинг очик соҳалари кремний қатламигача емирилади, бу пайтда диэлектрикнинг фоторезист билан қопланган соҳалари емирувчи билан таъсирлашмайди ва аввалги ҳолида қолади (5.7 г расм). Бу кремнийнинг фақат керакли жойларига диффузия қилиш, яъни нуқтавий диффузия жараёнини амалга ошириш имконини беради. Ҳақиқатан ҳам агар диэлектрик билан (масалан, SiO_2 қоплами билан) қопланган кремний пластинасини диффузияловчи қиринди оқимига жойласак, (5.7 г-расмга қаранг) у ҳолда қиринди диэлектрик қатламини ҳам ва бундай қатламдан озод бўлган яримўтказгични ҳам (бу соҳалар-туйнуклар деб аталади) диффузиялайди. қоидадагидек, диэлектрикдаги коллектор қириндилар



5.7-расм.
Фотолитография ва
ну=тавий диффузия-
нинг принциплари.

диффузия коэффиценти бу киридининг яримўтказгичдаги диффузия коэффицентида етарлича кам бўлади. Диффузия коэффицентларининг бундай муносабати киридининг крем-ний қатламида керакли чуқурликкача ва бир пайтнинг ўзида диэлектрикда фақат сиртолди соҳасигагина легирланган диффузион қатламларни олиш имконини беради. Кейинги технологик босқичларда диэлектрик қатлами унга киритилган киринди билан биргаликда емирилиш жараёни ёрдамида йўқотилади. 5.7 д ва е-расмларда нуқтавий диф-фузия ўтказилган ярим-ўтказгичли пластина соҳалари кўрсатилган. Айтиб ўтиш керакки, емирилган туйнук-ларнинг минимал ўлчами 555 микронни, р-п-тур ўтказувчанлик соҳалари орасидаги минимал соҳа эса 4 микро-метрни ташкил этади.

Диффузия услубидан яна изоляция қилинган затворли майдон транзисторларини тайёрлашда ҳам фойдаланилади. Изоляция қилинган затволи майдон транзисторларини диффузия методи орқали тайёрлашда яна бир жараён амалга оширилади, яъни бунда тайёр структурага алюминий пленкаси суртилади. Туйнукдаги алюминий пленкаси сток ва исток соҳалари билан тўғриланмайди-ган контактларни ҳосил қилади. Окис қатлам сиртидаги пленка затвор контакти бўлиб хизмат қилади. Шу йўл билан ҳосил қилинган транзисторларни-

металлооксид транзис-торлар деб аталади. (МОЯ), чунки улар металл оксид-яримўтказгич тузилишига эга. Изоляция қилинган затворли майдон транзисторларини тайёрлашда юқорида келтирилган услубдан ташқари юпқа пленкалар услуби ҳам қўлланилади. Бу қуйидагидан иборатдир: сток ва исток соҳалари, изоляция қилувчи қатлам, исток, сток ва изоляцияланган затворга контактлар махсус тайёрланган ўтказмайдиган тагликда ҳосил қилинади. Контактларни ҳосил қилишда олтин ёки алюминий кукуни пуркалади; изоляция қилувчи қатлам кремний икки оксиди ёки бир оксидини пуркаш йўли билан ҳосил қилинади; сульфид кадмийнинг юпқа пленкаси, титаннинг ёки кремнийнинг оксиди яримўтказгич материал сифатида қўлланади. Пуркаш вакуумда махсус шаблонлар системаси орқали амалга оширилади. Шу йўл билан ҳосил қилинган асбоблар кўпинча юпқа пленка транзисторлар деб аталади.

Диффузия услубини фотолитография услуби билан биргаликда қўллаш транзистор каналининг геометрик размерлари орасидаги энг қулай муносабатларни танлаш ва паст кучланишли узилиш ҳамда юқори айланишли транзисторлар яратиш имконини беради.

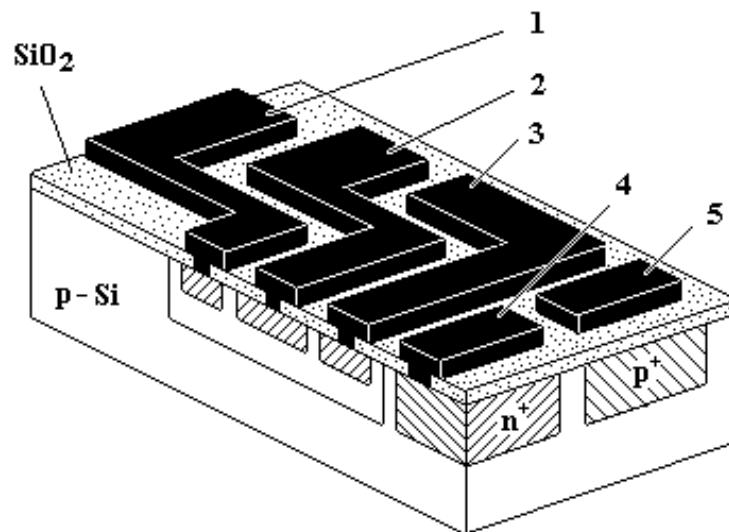
Металлаштириш. Металлаштириш жараёни ёрдамида яримўтказгич қатламларига Омик контактлар ҳосил қилинади. Металлалштириш учун асосий материал бўлиб алюминий ҳисобланади. Агар алюминий пленкасини п-тур ўтказувчанликка эга яримўтказгич кремнийга пуркалса тўғриланадиган Шоттки баръери ҳосил бўлади. Шунинг учун тўғирланмайдиган Омик контактларни ҳосил қилиш учун алюминийни 600°C да кремнийда ёндирилади.

Бундай температурада кремний билан алюминий чегарасида ҳамда алюминий билан $5 \cdot 10^{13} \text{ см}^{-3}$ концентрация қийматигача легирланган соҳаси ҳосил бўлади. п қатламда р-п ўтиш ҳосил бўлишини олдини олиш учун (алюминий кремний учун акцептор ҳисобланади) алюминий контакти яқинидаги п-қатлами кремний қўшимча донор киринди билан p^k -соҳа ҳосил бўлганича легирланади. Бундай қўшимча легирлашда алюминий концентрацияси р-қатлам ҳосил бўлиш учун етарли бўлмай қолади ва р-п ўтиш ҳосил бўлмайди. Агар тур ўтказувчанликли яримўтказгич қатлами кучли легирланиб бўлган бўлса, (масалан, п-р-п тур транзисторнинг эмиттер соҳаси) у ҳолда қўшимча легирлаш шарт эмас. Алюминийнинг р-п-тур ўтказувчанликли кремний билан контактида Ом контакти ҳолатини фақат яхшилайдиган p^k -турли сирт олди соҳаси ҳосил бўлади. Сиртга алюминий қоплаш контакт майдонларини

шакллантириш ва элементлараро бирикмалар ҳосил қилиш учун ҳам қўлланилади. Агар алюминийнинг бу мақсадларда кенг қўлланилиши унинг кичик солиштирма қаршиликка эга эканлиги ($1.7 \cdot 10^{-6}$ Ом·см), Si ва SiO₂ қатламларига яхши адгезия бўлиши ва оксидланишга чидамли эканлиги сабабидир.

Элементлараро бирикмалар учун метал чиқишлар ҳосил қилишда транзистор структуранинг бутун сиртига алюминий 1 мкм тартибдаги қалинликда чанглатилади. Бу пленка фақатгина окисланмаган жойлардагина (окис қатламда фотолитография ёрдамида алюминийнинг кремний билан контакти учун туйнук очилган) кремний қатлами билан тўғридан-тўғри контакти бўлади.

Алюминий пленканинг асосий қисми SiO₂ қатлам юзасида жойлашади. Кейинги технологик этапда алюминий пленканинг бутун сирти маска орқали ультрабинафша нур тушириш ёрдамида фоторезист билан қопланади. Фоторезистнинг нурлантирилган соҳалари емирилиб, бу соҳалар пленка сиртидан йўқотилишидан кейин алюминий пленка фақат керакли жойлардагина фоторезист билан муҳофазаланган бўлиб қолади. Шунинг учун алюминийни емирилишида фақат очик жойларгина йўқотилади, муҳофазаланган жойлар эса аввалгидек қолаверади. Бу эса бевосита металл чиқишларининг шаклини олиш имконини беради. Йўллар кенглиги қоидадагидек 5-7 микронни ташкил этади. Эмиттер, коллектор ва базадаги ташқи чиқиш уланадиган контакт майдонлар одатда 1005100мкм ўлчамда бўлади. Металл чиқишинг олишга намуна сифатида 5.8-расмда сиртида металл чиқиши ва контакт майдончалари шакллантирилган р-тур ўтказувчанликли кремний асосида тайёрланган интеграл транзистор структураси келтирилган. Бу ерда 1-эмиттер чиқиши, 2-база чиқиши, 3-коллектор чиқиши, 4 ва 5 диоднинг Ом контакти. Ташқи таъсирлардан ҳимоя қилиш учун транзистор-диод структуранинг бутун сирти SiO₂ қатлам билан қопланган.

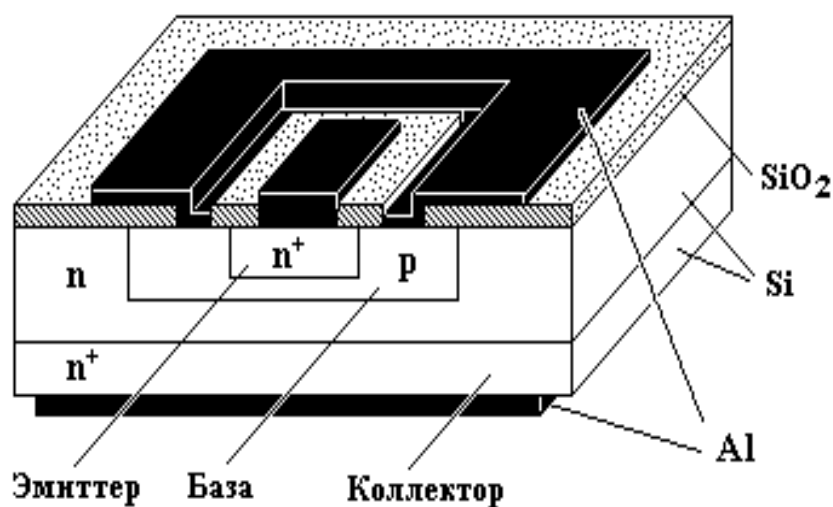


**5.8-расм. Интеграл транзисторнинг
металли уланиши.**

5.9 расмда кучли вертикал транзисторнинг тузилиши келтирилган. Бундай транзисторларда алюминий ёрдамида металлаштириш икки тарафдан амалга оширилади. Пластинанинг юқори сиртидаги металлаштириш эмиттер ва база учун чиқиш вазифасини бажаради. Пастки сиртдаги металлаштириш эса коллектор учун чиқиш бўлиб ҳисобланади

5.10-расмда юқорида келтирилган барча технологик жараёнларни ўз ичига олган п-р-п турли дискрет биполяр транзисторни тайёрлаш технологик жараёнининг соддалаштирилган схемаси келтирилган. Фосфор билан легирланган, n^k -тур ўтказувчанликка эга монокристалл кремний пластинасида эпитаксиал йўл билан п-катлам ўстирилади. Кейин пластина кислород атмосферасига қўйилади. Бу ерда у юқори температурада юпқа кремний икки оксиди (SiO_2) пленкаси билан қопланади. Фотолитография ёрдамида окис пленкада борнинг нуқтавий диффузияси ўтказиладиган туйнуклар очилади. Диффузия температурасида бор ҳар бир туйнук орқали бир неча микрон чуқурликда р-тур ўтказувчанликли юпқа қатлам ҳосил қилиб кириб боради. Бу қатлам тайёрланаётган транзисторнинг база соҳаси ҳисобланади. Кейин эса бутун структура яна SiO_2 пленка билан

қопланади. База соҳаси устида SiO_2 пленкада кейинги фотолитография ёрдамида кичик ўлчамдаги туйнуклар емирилади.

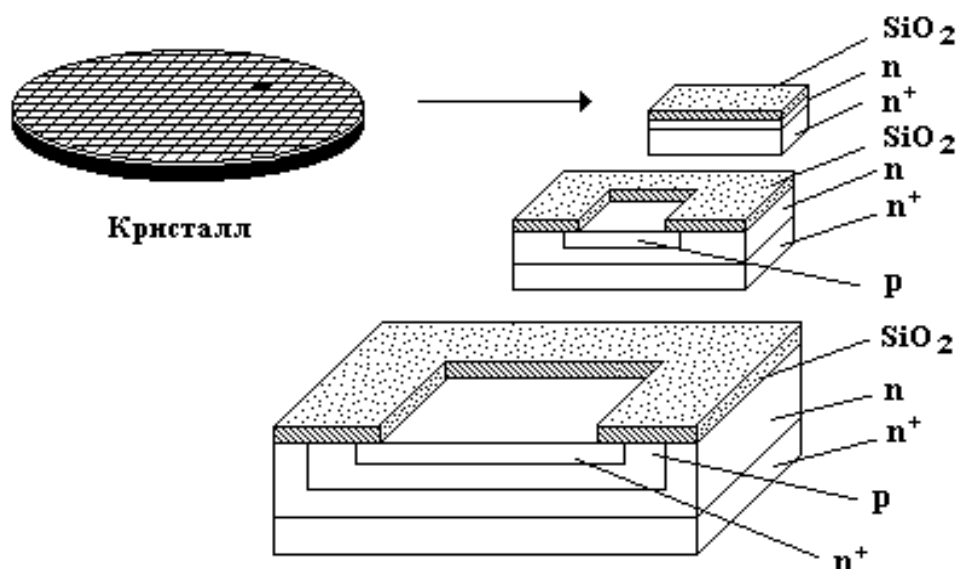


5.9-расм. Вертикаль транзисторнинг метали уланиши.

Сўнгра бутун структура фосфор беш оксиди атмосферасига қўйилади ва 1200°C температурагача қиздирилади. Бундай температурада фосфор кремний ичига n^k -тур ўтказувчанликли қатлам ҳосил қилиб диффузияланади. Бундай икки кетма-кет акцептор ва донор кириндилар диффузия натижасида бўлажак транзистор базасининг p соҳасида n^k - p ўтиш шаклланади.

Кейинги технологик этапда бутун структура яна SiO_2 пленка билан қопланади. Бу пленкада фоторезист ва фотолитография ёрдамида эмиттер ва база соҳаларида Ом контакти ҳосил қилиш учун кичик ўлчамдаги туйнуклар очилади. Бунда эмиттер соҳасидаги контакт учун туйнук тўғридан-тўғри эмиттер соҳаси устидан очилади, база соҳаси контакти учун туйнук эса бутун эмиттер атрофи бўйлаб база соҳаси устида очилади.

Кейин эса транзистор структурасининг бутун сиртига (юқорисига ҳам, пастки қисмига ҳам) алюминий чанглатилади, бироқ кремний қатлами билан тўғридан-тўғри контактга алюминий фақат окисланмаган жойлардагина кириша олади.



5.10-расм. Дискрет биполяр транзистор тайёрлаш технологик жараёнининг содалаштирилган схемаси.

Фотолитографиянинг охирги этапида алюминий структуранинг кераксиз бўлган жойларидан йўқотилади ва натижада металл чиқишлар ва контакт майдончалар ҳосил бўлади. Пластирани биттадан транзистор ҳосил қилган алоҳида элементларга (бу элементлар кристалл деб номланади) кесиш ёрдамида дискрет транзисторлар олинади. Алоҳида транзистор кристаллининг ўлчами қоида бўйича 605100мкм бўлади. Энг охирги этапда дискрет кристаллар корпусга жойланади.

АДАБИЁТЛАР

1. А.Н. Игнатов. Полевые транзисторы и их применение. Ленинград. Энергоатомиздат.1984г.

2. С.Зи. Физика полупроводниковѣх приборов.Москва, Мир. 1984г.
3. А. Блихер. Физика силовѣх биополярнѣх и полевѣх транзисторов. Ленинград. Энергоатомиздат.1986г.
4. Д.В. Порекуо, Д.Д. Каделуола. Полевѣе транзисторѣ на арсениде галлия. Ленинград. Наука. 1988 г.
5. Я. А. Федотов. Основѣ физики полупроводниковѣх приборов.
Москва. Радио.1970г.
6. В.М. Петухов, В.И. Таплѣгин, А.К. Хрулев. Полевѣе транзисторѣ. Москва. Радиосвязь.1978 г.
7. Свойства структур металл- диэлектрик полупроводник.
Под редакцией В. Ржанова. Новосибирск .Вѣсшая школа.1976 г.
8. И.М. Викулин, В.И. Стафеев. Физика полупроводниковѣх приборов. Москва. Радиосвязь.1980 г.
9. П. Ричман. Физические основѣ полевѣх транзисторов с изолированнѣм затвором. Москва, Мир. 1971г.
10. И.П.Степаненко. Основѣ микроэлектроники. Москва. Радио.1980г.
11. С.З. Зайнобидинов, С.И. Власов, И.Н. Каримов. Майдон транзисторлари. Андижон. Университет.1999г.
12. В.Г. Гусев, Ю.М. Гусев. Электроника. Москва. Вѣсшая школа. 1991г.

М У Н Д А Р И Ж А

КИРИШ

1 БОБ БИПОЛЯР ТРАНЗИСТОРЛАР	4
1.1 Транзисторларнинг ҳосил бўлиши	4
1.2 Транзисторлардаги тоқлар	13
1.3 Транзисторнинг вольт-ампер характеристикаси	22
1.4 Транзисторнинг дифференциал параметрлари	28
1.5 Транзистор параметрларининг частотавий боғланиши	34
1.6 Дрейф транзисторлари	50
1.7 Транзистор параметрларининг температуравий боғлиқлиги	56
1.8 Транзистор параметрларининг ташқи кучланишга боғлиқлиги	62
1.9 Транзисторларнинг тешилиши	64
1.10 Гетроўтишли транзисторлар	69
1.11 Бир ўтишли транзисторлар	73
1.12 Кўчкисмон транзисторлар	78
1.13 Интеграл транзисторлар	82
1.14 Юқори қувватли Биполяр транзисторлар	92
1.15 Транзисторларнинг шовқин характеристикалари	100
1.16 Биполяр транзисторларни ифодаланиши	101

2 БОБ МАЙДОН ТРАНЗИСТОРЛАРИ

Майдон транзисторлари тўғрисида умумий Маълумотлар	106
2.1 Бошқарувчи р-п ўтишли майдон транзисторлари	107
2.2 р-п ўтишнинг ҳажмий заряд соҳаси кенглиги	109
2.3 Бошқарилувчи р - п ўтишли майдон транзистор- лари характеристикасининг асосий ҳисоби	118
2.4 Бошқарувчи р-п ўтишли майдон транзисторлари- нинг турлари	130
2.4.1. Шоттки барьерли майдон транзисторлари	133
2.4.2. р-п ўтишли майдон фототранзисторлари	138
2.4.3. Майдон-инжектор транзистори	140
2.4.4. V –каналли (канавкали) майдон транзистор	142
2.5. Кучли майдон транзисторлари	143
2.6. Температуравий характеристикалар	145

3	БОБ АЖРАТИЛГАН БОШҚАРУВЧИ ЭЛЕКТРОДЛИ МАЙДОН ТРАНЗИСТОРЛАР	147
3.1	Ажратилган бошқарувчи электродли майдон транзисторлари иш принципининг физик асослари	147
3.2	МДЯ транзисторларининг ҳисобий характеристикалари	159
3.3	МОЯ транзисторларининг тешилиш	169
3.4	МДЯ транзисторларининг характеристика- иссиқлик таъсири	171
3.5	МДЯ транзисторларнинг характеристикаларига сиртининг таъсири	173
3.6	МДЯ транзисторларнинг турлари	177
3.6.1	Икки бошқарувчи электродли транзисторлар	180
3.6.2	V-каналли МДЯ транзисторлар	184
3.6.3	Юпқапленкали майдон транзисторлари	185
3.7	Юқори кувватли МДЯ транзисторлари	187
4.	БОБ МАЙДОН ТРАНЗИСТОРЛАРИДАН ПАССИВ ЭЛЕМЕНТЛАР СИФАТИДА ФОЙДАЛАНИЛИШИ	192
4.1	Майдон транзисторларидан ўзгарувчан қаршилик сифатида фойдаланилиши	192
4.2	Майдон транзисторларини ўзгарувчан сиғим сифатида фойдаланилиши	193
4.3	Ўта юқори частотали майдон транзисторлари	197
4.4	Майдон транзисторларни белгиланиши	199
5.	БОБ БИПОЛЯР ВА МАЙДОН ТРАНЗИСТОРЛАРИНИ ТАЙЁРЛАШ ТЕХНОЛОГИЯСИ АСОСЛАРИ	201
	АДАБИЁТЛАР	219
	МУНДАРИЖА	220

