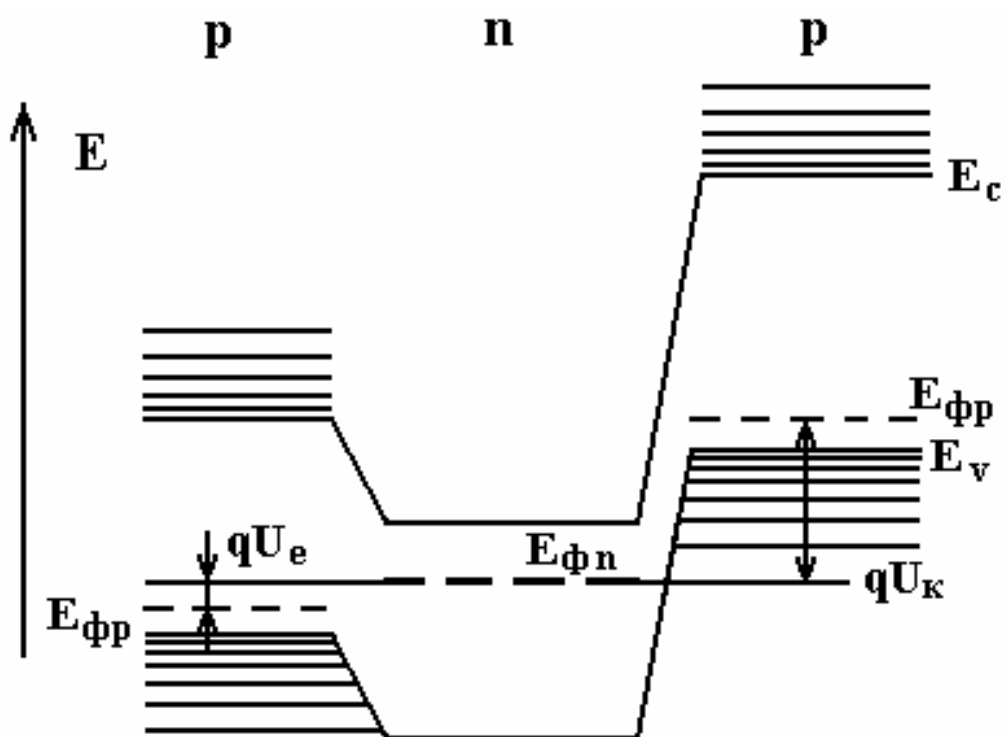


В.С. Осадчук, О.В. Осадчук

# ТРАНЗИСТОРЫ



Міністерство освіти і науки України  
Вінницький державний технічний університет

**В.С. Осадчук, О.В. Осадчук**

# **Т Р А Н З И С Т О Р И**

Затверджено Ученою радою Вінницького державного технічного університету як навчальний посібник для студентів спеціальностей “Мікроелектроніка та напівпровідникові прилади”, “Електронні пристрої та прилади”. Протокол № 6 від 30 січня 2003 р.

Вінниця ВДТУ 2003

УДК 621.383  
О 72

Р е ц е н з е н т и:

*О.Д. Азаров*, доктор технічних наук, професор  
*В.П. Кожем'яко*, доктор технічних наук, професор  
*В.М. Лисогор*, доктор технічних наук, професор

Рекомендовано до видання Ученою радою Вінницького державного технічного університету Міністерства освіти і науки України

**Осадчук В.С., Осадчук О.В.**

**О 72 Транзистори.** Навчальний посібник — Вінниця: ВДТУ, 2003.  
— 207 с.

В навчальному посібнику розглянуто фізичні процеси, які протікають в біполярних і польових транзисторах. Визначені вольт-амперні характеристики в статичному і динамічному режимах, параметри приладів, їх залежність від режимів живлення. Проаналізовано частотні й імпульсні характеристики транзисторів, представлено моделі та еквівалентні схеми. Показано вплив високого рівня інжекції на повний опір базової області біполярних транзисторів. Розглянуто конструкції і принципи роботи діодних і тріодних тиристорів, фізичну природу обмежувальних ефектів, способи вмикання і вимикання, визначена максимальна робоча частота. Значна увага приділена розгляду роботи і конструкціям потужних біполярних і польових транзисторів, їх геометрії, технологічним аспектам виготовлення МДН-транзисторів. Успіхи вертикальної і горизонтальної технології виготовлення напівпровідникових структур відкрили широкі можливості створення нових твердотілих НВЧ приладів таких як транзистори з металічною базою, статичні індукційні транзистори, транзистори з об'ємним потенційним бар'єром, монолітні транзистори на гарячих електронах. Розглянуто перспективи використання багат шарових гетероструктур в електроніці. Навчальний посібник містить лабораторний практикум, який дозволить студентам краще засвоїти викладений в лекціях матеріал.

Навчальний посібник призначений для студентів спеціальностей 7.090801-“Мікроелектроніка та напівпровідникові прилади”, 7.090802- “Електронні пристрої та прилади”.

УДК 621.383

© В.С. Осадчук, О.В. Осадчук

## ЗМІСТ

Вступ .....	5
1. Біполярні транзистори .....	7
1.1. Структура і принцип роботи транзистора .....	7
1.2. Вольт-амперні характеристики транзистора .....	9
1.3. Параметри транзистора .....	13
1.4. Залежність параметрів транзистора від режимів живлення .....	17
1.5. Моделювання транзистора .....	20
1.6. Елементи еквівалентної схеми .....	24
1.7. Залежність коефіцієнта переносу від частоти .....	27
1.8. Залежність елементів еквівалентної схеми транзистора від частоти .....	30
1.9. Статичні характеристики транзисторів .....	31
1.10. Визначення граничної і максимальної частоти у схемі з загальним емітером .....	34
1.11. Представлення транзистора у вигляді чотириполюсника .....	35
1.12. Дрейфовий транзистор .....	38
1.13. Одноперехідний транзистор .....	42
1.14. Лавинний транзистор .....	45
1.15. Імпульсні характеристики транзисторів .....	48
1.16. Шуми в транзисторах .....	51
Контрольні питання .....	53
2. Індуктивний ефект у біполярних транзисторах .....	55
2.1. Основи фізичних явищ .....	55
2.2. Теоретичні передумови визначення електричного поля в базовій області .....	58
2.3. Визначення повного опору базової області .....	60
2.4. Визначення індуктивності базової області .....	62
2.5. Аналіз фізичних процесів .....	66
Контрольні питання .....	70
3. Тиристори .....	71
3.1. Діодні тиристори .....	71
3.2. Робота діодного тиристора у відкритому стані .....	73
3.3. Робота діодного тиристора в закритому стані .....	75
3.4. Перемикання діодного тиристора .....	77
3.5. Діодний тиристор із зашунтованим катодом .....	78
3.6. Тріодні тиристори .....	79
3.7. Обмежувальний ефект $dI/dt$ .....	81
3.8. Тиристори зі зворотною провідністю .....	82
3.9. Симетричні тиристори .....	84
3.10. Способи вмикання тиристорів .....	87
3.11. Способи вимикання тиристорів .....	90
3.12. Максимальна робоча частота тиристорів .....	91
3.13. Особливості конструкцій тиристорів .....	92
Контрольні питання .....	94
4. Польові транзистори .....	96
4.1. Польовий транзистор з керувальним р-п переходом .....	96

4.2. ВАХ польового транзистора з керувальним р-n переходом.....	98
4.3. Еквівалентні схеми польового транзистора з керуючим р-n переходом .....	103
4.4. Частотні властивості польових транзисторів з керувальним р-n переходом .....	104
4.5. Польові транзистори з ізольованим затвором .....	105
4.6. Принцип роботи МДН-структури .....	107
4.7. МДН - транзистор з індукованим каналом .....	108
4.8. МДН - транзистор з убудованим каналом .....	110
4.9. Аналітичні залежності вихідних вольт-амперних характеристик польового транзистора з ізольованим затвором .....	111
4.10. Параметри й еквівалентна схема польового транзистора з ізольованим затвором .....	114
4.11. Польовий транзистор з бар'єрами Шоттки в якості стоку і витоку	116
4.12. Тонкоплівковий МДН-транзистор .....	117
4.13. МДН - транзистори з плаваючим затвором .....	118
4.14. Короткоканальні ефекти в МДН-транзисторах .....	121
Контрольні питання .....	122
5. Потужні транзисторні структури .....	123
5.1. Структури потужних транзисторів .....	123
5.2. Частотна характеристика потужного біполярного транзистора .....	127
5.3. Перехідні процеси в потужних біполярних транзисторах .....	129
5.4. Біполярні НВЧ-транзистори .....	133
5.5. Потужні МДН-транзистори .....	135
5.6. Потужний МДН-транзистор як ключовий елемент .....	138
5.7. Геометрія потужних МДН-транзисторів .....	141
Контрольні питання .....	149
6. Сучасні транзисторні структури .....	151
6.1. Транзистори з металевою базою .....	151
6.2. Транзистори з проникною базою .....	152
6.3. Тунельні транзистори .....	152
6.4. Монолітні транзистори типу Si-CoSi <sub>2</sub> -Si .....	153
6.5. Статичні індукційні транзистори .....	154
6.6. Транзистори з об'ємним бар'єром .....	154
6.7. Транзистори з планарно-легованими бар'єрами .....	156
6.8. Монолітні транзистори на гарячих електронах .....	157
6.9. Транзистори з індукованою базою .....	158
6.10. Транзистори з переносом розігрітого електронного газу в просторі .....	159
6.11. Перспективи використання багат шарових гетероструктур AlAs/GaAs в електроніці НВЧ .....	161
Контрольні питання .....	168
Лабораторний практикум .....	169
Список літератури .....	207

## ВСТУП

Великі і надвеликі інтегральні схеми складають фундамент сучасної радіоелектронної апаратури, при цьому основним елементом інтегральних схем є транзистор. Тому вивчення фізичних процесів, які відбуваються в транзисторних структурах дає можливість зрозуміти роботу транзисторів, правильно їх конструювати і застосовувати на практиці.

В навчальному посібнику розглянуті фізичні процеси роботи транзисторів, визначені основні теоретичні залежності, які показують зв'язок головних характеристик приладів з електрофізичними параметрами напівпровідникових матеріалів. До розглянутих приладів відносяться біполярні транзистори, для яких визначені вольт-амперні характеристики як на постійному, так і на змінному струмах. Проаналізовані частотні та імпульсні властивості, розглянута залежність параметрів транзисторів від режимів живлення, впливу температури, представлена модифікована модель Еберса-Молла, з якої витікають малосигнальні еквівалентні схеми біполярних транзисторів, визначені основні джерела шумів.

Значна увага приділена фізичним процесам, які виникають при високих рівнях інжекції в біполярних транзисторах в динамічному режимі. Визначено повний опір базової області, який має як ємнісний, так і індуктивний характер в залежності від режимів постійного струму і прикладеної частоти.

Тиристоры, робота яких базується на теорії біполярних транзисторів, завдяки своїм чудовим властивостям мати два стійких стани при низькій потужності розсіювання, широко застосовуються перемикальні та керувані пристрої як в слабкострумівій, так і потужнострумівій електроніці. Тому особлива увага приділена роботі тиристорів у відкритому і закритому станах, визначенню умов перемикання, розгляду фізичної природи виникнення обмежувальних ефектів, представленню різних конструкцій тиристорів, способів їх вмикання і вимикання, визначенню максимальної робочої частоти.

Польові транзистори займають особливе місце в обчислювальній техніці, системах обробки сигналів, НВЧ техніці. У зв'язку з цим розглянуті структури польових транзисторів з керувальним р-п переходом та ізолюваним затвором, їх вольт-амперні характеристики, еквівалентні схеми, частотні властивості, короткоканальні ефекти, що обмежують роботу польових транзисторів.

Потужні транзистори мають свої особливості, які відрізняють їх від малосигнальних n-p-n чи p-n-p приладів, тому значна увага приділена розгляду структур потужних як біполярних, так і польових транзисторів, фізичних процесів, які виникають в режимах перемикання, обґрунтована їх геометрія, розглянуті технологічні аспекти виготовлення МДН- транзисторів з V і U-канавками.

Успіхи вертикальної і горизонтальної технології виготовлення напівпровідникових структур відкрили широкі можливості на шляху створення нових твердотілих приладів із кращими робочими характеристиками в порівнянні з біполярними та польовими транзисторами. В останні роки було зроблено багато спроб винайти і сконструювати надвисокочастотні транзистори на основі багат шарових структур, у яких електрони з нерівноважною енергією інжектуються і балістично пролітають активну область приладу, або без зіткнень розганяються полем до швидкостей, вищих рівноважних. В обох випадках досягаються короткі часи прольоту, які відповідають таким приладам, як транзистори з металевою базою, статично-індукційні транзистори, транзистори з об'ємним бар'єром, монолітні транзистори на гарячих електронах. Розглянуті перспективи використання багат шарових гетероструктур в НВЧ електроніці.

Автори вдячні рецензентам: доктору технічних наук, професору Азарову О.Д., доктору технічних наук, професору Кожем'яку В.П. і доктору технічних наук, професору Лисогору В.М., корисні зауваження яких сприяли поліпшенню змісту навчального посібника.

# 1. БІПОЛЯРНІ ТРАНЗИСТОРИ

Біполярний транзистор - основний напівпровідниковий прилад, що служить для підсилення, генерування, збереження і передачі інформації не тільки в інтегральних схемах, але й в інших пристроях електроніки. Транзистор був винайдений у 1947 р. Теоретичні основи його роботи були опубліковані Шоклі в 1949 р. При наступному розвитку теорії транзисторів розроблялися питання підвищення робочих частот, потужності, поведження транзисторів у режимах перемикання. Одночасно з розвитком теоретичних основ швидко удосконалювалася технологія виробництва транзисторів, що дозволило збільшити потужність, поліпшити частотні властивості, підвищити їхню надійність. Крім того, дослідження в області фізики напівпровідників, теорії і технології транзисторів не тільки сприяли розвитку інших напівпровідникових приладів, але і допомогли створенню новітньої технології інтегральних схем.

Біполярні транзистори використовуються в космічних апаратах, обчислювальних машинах, засобах зв'язку в пристроях автоматики, оптоелектроніки й інших галузях.

## 1.1. Структура і принцип роботи транзистора

Структура біполярного транзистора являє собою два р-п переходи, між якими знаходиться тонка базова область (рис.1.1, а). Існують транзистори типу р-п-р, у яких робочими носіями заряду є дірки, і типу п-р-п, у яких робочими носіями заряду є електрони. Використання носіїв заряду обох знаків стало причиною того, що такі транзистори одержали назву біполярних. Один р-п перехід вмикається в прямому напрямку і інjektує у базову область дірки, тому він називається емітером. Другий р-п перехід вмикається у зворотному напрямку і збирає інjektовані дірки, що дозволило назвати його колектором. Товщина базової області повинна бути набагато меншою дифузійної довжини неосновних носіїв, що забезпечує можливість дійти інjektованим носіям заряду від емітерного переходу до колекторного і тим самим змінити значення колекторного струму.

У залежності від того, яка полярність постійної напруги подається на емітерний і колекторний переходи, розрізняють три режими роботи транзистора:

- а) режим відсічки - обидва р-п переходи зміщені у зворотному напрямку, при цьому через транзистор проходять невеликі струми;
- б) режим насичення - обидва р-п переходи зміщені в прямому напрямку, що сприяє проходженню порівняно великих струмів через транзистор;
- в) активний режим - один з р-п переходів зміщений у прямому напрямку, а інший - у зворотному.



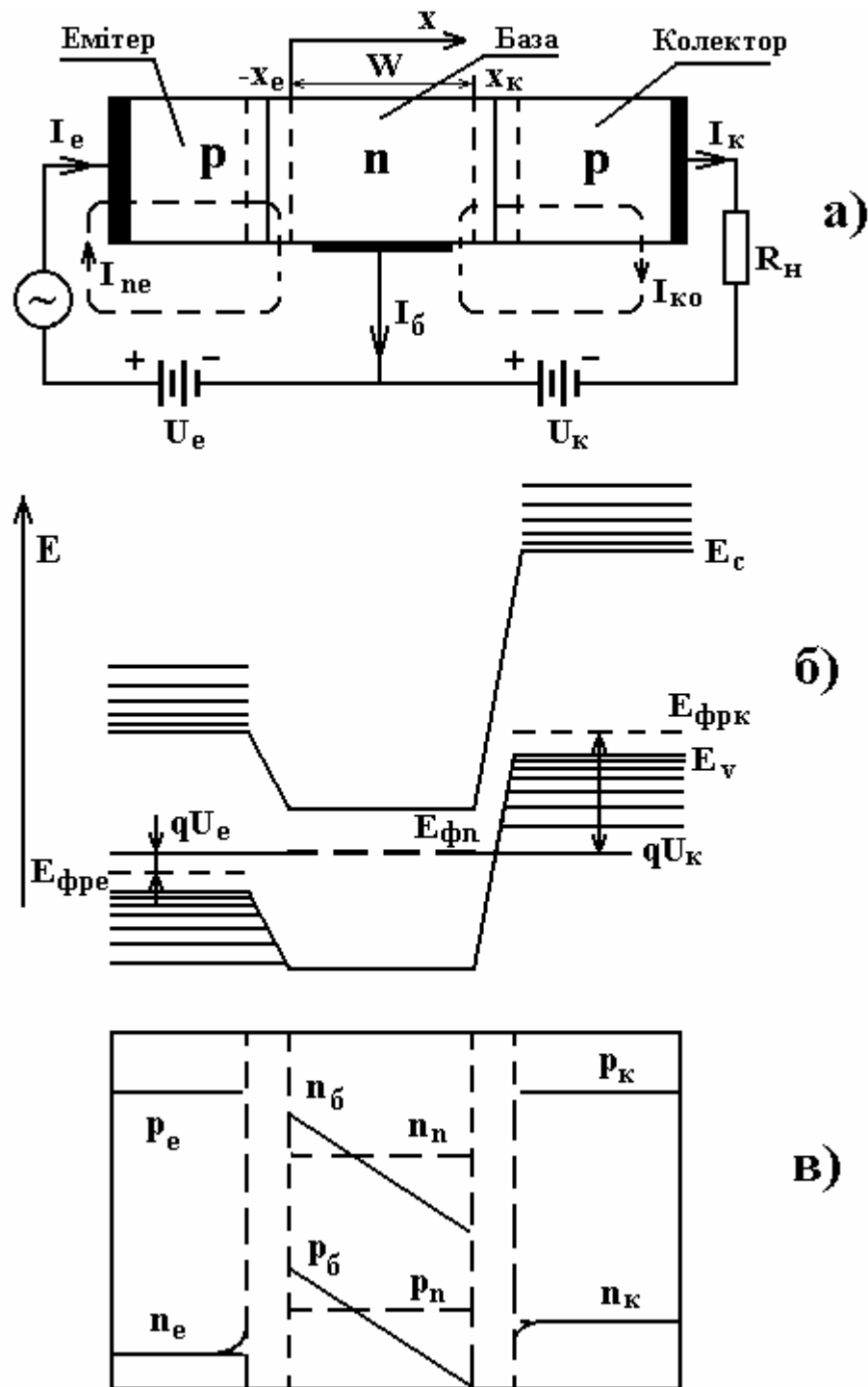


Рис.1.1. Структура транзистора типу р-п-р (а), і його енергетична діаграма в активному режимі роботи (б) і розподіл концентрації носіїв заряду (в)

У режимах відсічки і насичення практично відсутнє керування транзистором, зате в активному режимі керування - найбільш ефективне.

Принцип роботи транзистора в активному режимі полягає в наступному (рис.1.1, б). При подачі на емітерний перехід напруги прямої полярності відбувається інжекція дірок у базову область транзистора, що шляхом

дифузії доходять до колекторного переходу і збільшують його струм. Частина дірок рекомбінує в базі, що приводить до незначного зменшення струму колектора. Розглянемо, як відбувається підсилення потужності в транзисторі. Насамперед відзначимо, що транзистор (див. рис.1.1, а) не може виступати як підсилювач струму, тому що вихідний струм колектора завжди трохи менший вхідного струму емітера, тобто коефіцієнт підсилення за струмом менше одиниці. Така схема може підсилити потужність, тому що струми емітера і колектора майже рівні, а навантажувальний опір  $R_H$  значно більший опору емітера при прямому зсуві. Спад напруги на навантажувальному опорі ( $I_K R_H$ ) зміщує колекторний перехід у прямому напрямку. Тому для роботи транзистора в активному режимі необхідно, щоб зворотна напруга на колекторному переході було більшою значення  $I_K R_H$ . На цьому заснований принцип роботи транзистора типу р-п-р. Аналогічним образом працює транзистор типу п-р-п, у якому на відміну від попереднього випадку через базу проходять інжектвані електрони.

## 1.2. Вольт-амперні характеристики транзистора

При розгляді вольт-амперних характеристик транзистора вважаємо, що напруги і струми на емітерному і колекторному переходах підкоряються рівнянням ідеального діода, тобто не враховуються ефекти поверхневої генерації-рекомбінації, високого рівня інжекції й ін. Варто вказати, що дірковий струм, що перетинає базову область у р-п-р транзисторі, - єдиний струм, що зв'язує ланцюги емітера і колектора, хоча є ще й електронні струми, які необхідно розглядати, але вони за своєю важливістю другорядні.

Для визначення залежності струмів від прикладених напруг необхідно знати розподіл концентрації носіїв заряду в транзисторі. Розподіл концентрації дірок і електронів за умови, що прикладена постійна напруга до р-п переходів транзистора падає тільки на їхній збідненій області (див. рис.1.1, а), можна одержати при розв'язуванні рівняння неперервності

$$D_p \frac{\partial^2 p}{\partial x^2} - \frac{p - p_{n0}}{\tau_p} = 0, \quad (1.1)$$

де  $D_p$  - коефіцієнт дифузії;  $p_{n0}$  - рівноважна концентрація неосновних носіїв у базі;  $\tau_p$  - час життя неосновних носіїв.

Граничні умови для концентрації надлишкових носіїв на границі збідненої області емітера можна записати у вигляді [4]

$$p'(0) = p(0) - p_{n0} = p_{n0} \left( e^{\frac{qU_e}{kT}} - 1 \right), \quad (1.2)$$

$$n'(-x_e) = n(-x_e) - n_{pe} = n_{pe} \left( e^{\frac{qU_e}{kT}} - 1 \right), \quad (1.3)$$

де  $n_{pe}$  - рівноважна концентрація неосновних носіїв (електронів в емітері).

Аналогічно запишемо граничні умови для колекторного переходу [4]:

$$p'(W) = p(W) - p_{n\bar{o}} = p_{n\bar{o}} \left( e^{\frac{qU_K}{kT}} - 1 \right), \quad (1.4)$$

$$n'(-x_K) = n(-x_K) - n_{pK} = n_{pK} \left( e^{\frac{qU_K}{kT}} - 1 \right). \quad (1.5)$$

Розв'язок (1.1), що описує розподіл неосновних носіїв у транзисторі (дірок у базі й електронів в емітері і колекторі), такий

$$p(x) = p_{n\bar{o}} + \left[ \frac{p'(W) - p'(0)e^{-W/L_{p\bar{o}}}}{2sh(W/L_{p\bar{o}})} \right] e^{\frac{x}{L_{p\bar{o}}}} - \left[ \frac{p'(W) - p'(0)e^{-W/L_{p\bar{o}}}}{2sh(W/L_{p\bar{o}})} \right] e^{-\frac{x}{L_{p\bar{o}}}}, \quad (1.6)$$

$$n(x) = n_{pe} + n'(-x_e) e^{(x+x_e)/L_{ne}}, \quad (1.7)$$

$$n(x) = n_{pK} + n'(x_K) e^{-(x-x_K)/L_{nK}}, \quad (1.8)$$

де  $L_{p\bar{o}} = \sqrt{D_{p\bar{o}}\tau_{p\bar{o}}}$  - дифузійна довжина дірок у базі,  $L_{ne}$ ,  $L_{nK}$  - дифузійна довжина електронів відповідно в емітері і колекторі.

Рівняння (1.6) значно спрощується за умови, що  $W/L_{p\bar{o}} \gg 1$ , отже

$$p(x) = p_{n\bar{o}} + p'(0) e^{-x/L_{p\bar{o}}}. \quad (1.9)$$

Вираз (1.9) описує розподіл концентрації дірок у базовій області транзистора, що відповідає розподілу носіїв заряду в р-n переході. У цьому випадку виключається зв'язок між емітерним і колекторним струмами, тобто відсутні підсилювальні властивості транзистора. На підставі (1.6), (1.7) і (1.8) визначимо емітерний і колекторний струми [4]:

$$I_e = S_e \left( -qD_{p\bar{o}} \frac{\partial p}{\partial x} \Big|_{x=0} \right) + S_e \left( -qD_{ne} \frac{\partial n}{\partial x} \Big|_{x=-x_e} \right) = S_e q \frac{D_{p\bar{o}} p_{n\bar{o}}}{L_{p\bar{o}}} \operatorname{cth} \left( \frac{W}{L_{p\bar{o}}} \right) * \\ * \left[ \left( e^{\frac{qU_e}{kT}} - 1 \right) - \frac{1}{\operatorname{ch} \left( \frac{W}{L_{p\bar{o}}} \right)} \left( e^{\frac{qU_K}{kT}} - 1 \right) \right] + S_e q \frac{D_{ne} n_{pe}}{L_{ne}} \left( e^{\frac{qU_e}{kT}} - 1 \right), \quad (1.10)$$

$$I_K = S_K \left( -qD_{p\bar{o}} \frac{\partial p}{\partial x} \Big|_{x=W} \right) + S_K \left( -qD_{nK} \frac{\partial n}{\partial x} \Big|_{x=x_K} \right) = S_K q \frac{D_{p\bar{o}} P_{n\bar{o}}}{L_{p\bar{o}}} \frac{1}{sh\left(\frac{W}{L_{p\bar{o}}}\right)} * \quad (1.11)$$

$$* \left[ \left( e^{\frac{qU_K}{kT}} - 1 \right) - cth\left(\frac{W}{L_{p\bar{o}}}\right) \left( e^{\frac{qU_e}{kT}} - 1 \right) \right] - S_K q \frac{D_{nK} n_{pK}}{L_{nK}} \left( e^{\frac{qU_K}{kT}} - 1 \right),$$

де  $S_e, S_K$  - площа поперечного перерізу відповідно емітерного і колекторного переходів транзистора.

На підставі (1.10) і (1.11) неважко визначити значення струму бази:

$$I_{\bar{o}} = I_e - I_K . \quad (1.12)$$

Вирази (1.10) і (1.11) можна значно спростити, тому що при роботі транзистора в активному режимі колекторний перехід зміщений у зворотному напрямку, тому  $e^{qU_K/kT} \ll 1$ . У результаті всіма складовими, які містять  $e^{qU_K/kT}$ , у (1.10) і (1.11) можна зневажити в порівнянні з іншими членами, отже,

$$I_e = \left[ \frac{S_e q D_{p\bar{o}} P_{n\bar{o}}}{L_{p\bar{o}}} cth\left(\frac{W}{L_{p\bar{o}}}\right) + \frac{S_e q D_{ne} n_{pe}}{L_{ne}} \right] \left( e^{\frac{qU_e}{kT}} - 1 \right) + \frac{S_e q D_{p\bar{o}} P_{n\bar{o}}}{L_{p\bar{o}}} \operatorname{csch}\left(\frac{W}{L_{p\bar{o}}}\right), \quad (1.13)$$

$$I_K = \frac{S_K q D_{p\bar{o}} P_{n\bar{o}}}{L_{p\bar{o}}} \frac{1}{sh\left(\frac{W}{L_{p\bar{o}}}\right)} \left[ \left( e^{\frac{qU_e}{kT}} - 1 \right) + cth\left(\frac{W}{L_{p\bar{o}}}\right) \right] + \frac{S_K q D_{nK} n_{pK}}{L_{nK}} . \quad (1.14)$$

Для побудови еквівалентної схеми транзистора необхідно розглянути розв'язок рівняння неперервності для сигналів змінного струму, зберігши в ньому довільну за часом. При цьому трохи видозмінюються граничні умови для концентрації дірок в емітерному і колекторному переходах, коли є сигнали змінного струму, накладені на напруги зсуву. Позначимо сигнали змінного струму  $U_{e1}(t)$  і  $U_{K1}(t)$ , що накладені на напруги зсуву  $U_{e0}$  і  $U_{K0}$ . У цьому випадку концентрації дірок в емітерному і колекторному переходах можна представити у вигляді [8]

$$p_{e0} + p_{e1}(t) = p_{n\bar{o}} e^{q[U_{e0} + U_{e1}(t)]/kT} , \quad (1.15)$$

$$p_{K0} + p_{K1}(t) = p_{n\bar{o}} e^{q[U_{K0} + U_{K1}(t)]/kT} , \quad (1.16)$$

де  $p_{e1}(t)$  і  $p_{K1}(t)$  - концентрації дірок змінного струму.

Для випадку малого сигналу  $qU_{e1}/kT \ll 1$  (1.15) перетвориться до вигляду [8]

$$p_{e0} + p_{e1}(t) = p_{n\bar{o}} \left[ 1 + \frac{qU_{e1}(t)}{kT} \right] e^{\frac{qU_{e0}}{kT}} . \quad (1.17)$$

У результаті поділу членів постійного і змінного струмів у виразі одержимо:

$$p_{e0} = p_{n\bar{o}} e^{qU_{e0}/kT} , \quad (1.18)$$

$$p_{e1}(t) = p_{n\bar{o}} \frac{q}{kT} U_{e1}(t) e^{qU_{e0}/kT} . \quad (1.19)$$

Аналогічним чином одержуємо концентрацію дірок у колекторному переході за умови, що  $qU_{K1}/kT \ll 1$

$$p_{K0} = p_{n\bar{o}} e^{qU_{K0}/kT} , \quad (1.20)$$

$$p_{K1}(t) = p_{n\bar{o}} \frac{q}{kT} U_{K1}(t) e^{qU_{K0}/kT} . \quad (1.21)$$

У даному аналізі не враховується зміна товщини бази під дією змінної напруги, тобто розглядається більш простий випадок розв'язку рівняння неперервності при прикладенні до транзистора синусоїдальних сигналів змінного струму. У цьому випадку рівняння неперервності приймає вигляд

$$\frac{\partial^2 p_1}{\partial x^2} - \frac{p_1(1 + i\omega\tau_{p\bar{o}})}{L_{p\bar{o}}^2} = 0 . \quad (1.22)$$

Прикладені синусоїдальні напруги  $U_{e1}e^{i\omega t}$  і  $U_{K1}e^{i\omega t}$  викликають синусоїдальні зміни концентрації дірок у базі й електронів в емітерному і колекторному переходах. Таким чином, розв'язок (1.22) за аналогією з (1.6), (1.7) і (1.8) має вигляд

$$p_1(x) = p_{n\bar{o}} + \left[ \frac{p'_1(W) - p'_1(0)e^{-WC_{\bar{o}}^*/L_{p\bar{o}}}}{2sh(WC_{\bar{o}}^*/L_{p\bar{o}})} \right] e^{\frac{x C_{\bar{o}}^*}{L_{p\bar{o}}}} - \left[ \frac{p'_1(W) - p'_1(0)e^{-WC_{\bar{o}}^*/L_{p\bar{o}}}}{2sh(WC_{\bar{o}}^*/L_{p\bar{o}})} \right] e^{-\frac{x C_{\bar{o}}^*}{L_{p\bar{o}}}} \quad (1.23)$$

$$n_1(x) = n_{pe} e^{\frac{qU_{e0}}{kT}} \frac{q}{kT} U_{e1} e^{\frac{(x-x_e)C_e^*}{L_{ne}}} , \quad (1.24)$$

$$n_1(x) = n_{pK} e^{\frac{qU_{K0}}{kT}} \frac{q}{kT} U_{K1} e^{\frac{(x-x_K)C_K^*}{L_{nK}}} , \quad (1.25)$$

де  $C_{\bar{\sigma}}^* = \sqrt{1 + i\omega\tau_{p\bar{\sigma}}}$ ,  $C_e^* = \sqrt{1 + i\omega\tau_{ne}}$ ,  $C_K^* = \sqrt{1 + i\omega\tau_{nK}}$ ,

$U_{e1}$ ,  $U_{K1}$  - амплітуда змінної напруги відповідно на емітерному і колекторному переходах;  $U_{e0}$ ,  $U_{K0}$  - постійна напруга відповідно на емітерному і колекторному переходах.

На підставі (1.23) - (1.25) визначимо змінні струми емітера і колектора:

$$I_{e1} = \frac{S_e C_{\bar{\sigma}}^* q D_{p\bar{\sigma}}}{L_{p\bar{\sigma}}} \left[ \frac{q}{kT} p_{n\bar{\sigma}} e^{\frac{qU_{e0}}{kT}} U_{e1} \operatorname{cth} \left( \frac{WC_{\bar{\sigma}}^*}{L_{p\bar{\sigma}}} \right) - \frac{q}{kT} p_{n\bar{\sigma}} e^{\frac{qU_{K0}}{kT}} U_{K1} \operatorname{csch} \left( \frac{WC_{\bar{\sigma}}^*}{L_{p\bar{\sigma}}} \right) \right] + \frac{S_e q D_{ne} C_e^* n_{pe}}{L_{ne}} e^{\frac{qU_{e0}}{kT}} \frac{q}{kT} U_{e1}, \quad (1.26)$$

$$I_{K1} = \frac{q D_{p\bar{\sigma}} S_K C_{\bar{\sigma}}^*}{L_{p\bar{\sigma}}} \operatorname{csch} \left( \frac{WC_{\bar{\sigma}}^*}{L_{p\bar{\sigma}}} \right) p_{n\bar{\sigma}} e^{\frac{qU_{e0}}{kT}} \frac{q}{kT} U_{e1} - \frac{q D_{p\bar{\sigma}} S_K C_{\bar{\sigma}}^*}{L_{p\bar{\sigma}}} \operatorname{cth} \left( \frac{WC_{\bar{\sigma}}^*}{L_{p\bar{\sigma}}} \right) p_{n\bar{\sigma}} e^{\frac{qU_{K0}}{kT}} * \\ * \frac{q}{kT} U_{K1} - \frac{q D_{nK} S_K C_K^*}{L_{nK}} n_{pK} e^{\frac{qU_{K0}}{kT}} \frac{q}{kT} U_{K1}. \quad (1.27)$$

Вирази (1.26) і (1.27) можна спростити, виходячи з тих же припущень, що використовувалися при виведенні (1.13) і (1.14). Отже,

$$I_{e1} = \frac{S_e C_{\bar{\sigma}}^* q D_{p\bar{\sigma}}}{L_{p\bar{\sigma}}} \left[ \frac{q}{kT} p_{n\bar{\sigma}} e^{\frac{qU_{e0}}{kT}} U_{e1} \operatorname{cth} \left( \frac{WC_{\bar{\sigma}}^*}{L_{p\bar{\sigma}}} \right) \right] + \frac{S_e q D_{ne} C_e^* n_{pe}}{L_{ne}} e^{\frac{qU_{e0}}{kT}} U_{e1}, \quad (1.28)$$

$$I_{K1} = \frac{q D_{p\bar{\sigma}} S_K C_{\bar{\sigma}}^*}{L_{p\bar{\sigma}}} \operatorname{csch} \left( \frac{WC_{\bar{\sigma}}^*}{L_{p\bar{\sigma}}} \right) p_{n\bar{\sigma}} e^{\frac{qU_{e0}}{kT}} \frac{q}{kT} U_{e1}. \quad (1.29)$$

Таким чином, за допомогою отриманих аналітичних залежностей струмів від прикладених напруг у статичному і динамічному режимах роботи транзистора можна визначити як його параметри, так і еквівалентні схеми.

### 1.3. Параметри транзистора

У схемі на рис.1.1,а транзистор увімкнутий таким чином, що вивід бази є загальним для вхідного і вихідного ланцюгів, тому така схема вмикання транзистора називається схемою з загальною базою (ЗБ). Основний параметр, що характеризує підсилювальні властивості транзистора в схемі з ЗБ, - коефіцієнт передачі струму  $h_{21Б}$ . Він виражає відношення зміни струму колектора що викликав його зміну, до струму емітера при постійній напру-

зі на колекторі:

$$h_{21B} = \left( \frac{\partial I_K}{\partial I_e} \right)_{U_K = \text{const}} . \quad (1.30)$$

Коефіцієнт  $h_{21B}$  називають зовнішнім параметром транзистора. Він визначається трьома внутрішніми параметрами - ефективністю емітера  $\gamma$ , коефіцієнтом переносу  $\beta$  й ефективністю колектора  $\gamma_K$ .

Струм емітера складається з діркової  $I_{pe}$  і електронної  $I_{ne}$  складових (див. рис.1.1, а). У підсилювальній дії транзистора бере участь тільки діркова складова. Під ефективністю емітера  $\gamma$  розуміється відношення зміни діркової складової емітерного струму  $I_{pe}$  до зміни повного струму емітера  $I_e$ :

$$\gamma = \left( \frac{\partial I_{pe}}{\partial I_e} \right)_{U_K = \text{const}} . \quad (1.31)$$

Коефіцієнт переносу  $\beta$  характеризує властивості бази передавати на колектор дірки, що вийшли з емітера, і кількісно визначається відношенням зміни діркової складової колекторного струму  $I_{pK}$  до зміни діркової складової струму емітера  $I_{pe}$ :

$$\beta = \left( \frac{\partial I_{pK}}{\partial I_{pe}} \right)_{U_K = \text{const}} . \quad (1.32)$$

Дірки, що потрапили в колекторну область і мають енергію, достатню для іонізації атомів напівпровідника, викликають збільшення діркової і електронної складових колекторного струму. Таким чином, ефективність колектора визначається відношенням зміни повного струму колектора  $I_K$  до зміни його діркової складової  $I_{pK}$ :

$$\gamma_K = \left( \frac{\partial I_K}{\partial I_{pK}} \right)_{U_K = \text{const}} . \quad (1.33)$$

На підставі (1.30) - (1.32) установемо зв'язок між коефіцієнтами  $h_{21B}$ ,  $\beta$  і  $\gamma$ . Можна вважати, що при зміні струму емітера на  $\partial I_e$  зміна струму колектора  $\partial I_K$  дорівнює збільшенню його діркової складової  $\partial I_{pK}$ , тому що зворотний струм колектора  $I_{K0}$  визначається тільки температурою і властивостями напівпровідникового матеріалу. Тому можна записати

$$h_{21B} = \left( \frac{\partial I_{pK}}{\partial I_{pe}} \right) \left( \frac{\partial I_{pe}}{\partial I_e} \right) . \quad (1.34)$$

Вираз (1.34) справедливий при відсутності внутрішнього множення

струму колектора. З урахуванням множення (1.34) приймає вигляд

$$h_{21B} = \left( \frac{\partial I_{pK}}{\partial I_{pe}} \right) \left( \frac{\partial I_{pe}}{\partial I_e} \right) \left( \frac{\partial I_K}{\partial I_{pK}} \right). \quad (1.35)$$

Основні параметри транзистора обчислюють за умови, що переходи - плоскі, рух носіїв у базі - дифузійний і рівень інжекції - низький.

Ефективність емітера. Для оцінки методів удосконалювання конструкцій транзистора необхідно виразити ефективність емітера через константи транзистора і напівпровідникового матеріалу. Як випливає з (1.31), на підставі (1.26) запишемо [8]:

$$\gamma = \left[ \left( \frac{D_{ne}}{D_{p\bar{o}}} \right) \left( \frac{L_{p\bar{o}}}{L_{ne}} \right) \left( \frac{n_{pe}}{p_{n\bar{o}}} \right) \left( \frac{C_e^*}{C_{\bar{o}}^*} \right) th \left( \frac{WC_{\bar{o}}^*}{L_{p\bar{o}}} \right) + 1 \right]^{-1}. \quad (1.36)$$

Рівняння (1.36) можна представити в більш простому вигляді, використовуючи співвідношення Ейнштейна і поняття провідності напівпровідникового матеріалу. У зв'язку з цим можна показати, що

$$\frac{n_{pe}}{p_{n\bar{o}}} \approx \frac{\sigma_{\bar{o}}}{\sigma_e} \frac{D_{p\bar{o}}}{D_{ne}}, \quad (1.37)$$

де  $\sigma_e$  - провідність емітера, обумовлена тільки дірками;  $\sigma_{\bar{o}}$  - провідність бази, обумовлена тільки електронами.

З врахуванням (1.37) вираз (1.36) приймає вигляд

$$\gamma = \left[ 1 + \left( \frac{\sigma_{\bar{o}}}{\sigma_e} \right) \left( \frac{L_{p\bar{o}}}{L_{ne}} \right) \left( \frac{C_e^*}{C_{\bar{o}}^*} \right) th \left( \frac{WC_{\bar{o}}^*}{L_{p\bar{o}}} \right) \right]^{-1}. \quad (1.38)$$

При низьких частотах, коли  $C_{\bar{o}}^*$ ,  $C_e^* \rightarrow 1$  гіперболічну функцію можна розкрити і зберегти тільки перший член, тоді

$$\gamma_{\omega \rightarrow 0} = \left[ 1 + \frac{\sigma_{\bar{o}}}{\sigma_e} \frac{W}{L_{ne}} \right]^{-1}. \quad (1.39)$$

При високих частотах, коли  $C_{\bar{o}}^*$ ,  $C_e^* \rightarrow \infty$ ,  $C_e^*/C_{\bar{o}}^* \rightarrow \tau_{ne}/\tau_{p\bar{o}}$  і  $th(WC_{\bar{o}}^*/L_{p\bar{o}}) \rightarrow 1$ , одержимо [8]

$$\gamma_{\omega \rightarrow \infty} = \left[ 1 + \left( \frac{\sigma_{\bar{o}}}{\sigma_e} \right) \left( \frac{L_p}{L_{ne}} \right) \left( \frac{\tau_{ne}}{\tau_{p\bar{o}}} \right) \right]^{-1}. \quad (1.40)$$

Аналіз (1.39) показує, що для забезпечення високої ефективності емітера необхідно, щоб товщина бази була в багато разів меншою дифузійної довжини електронів в емітерній області і питома провідність цієї області була в багато разів більшою провідності бази. Числове значення  $\gamma$  перевищує 0,995.

Коефіцієнт переносу. Частково дірки, інжектвані в базу, рекомбінують



в ній і не досягають колектора. Тому діркова складова струму емітера  $I_{pe1}$  виявляється більшою дірковою складовою струму колектора  $I_{pK1}$  на значення струму рекомбінації  $I_{\delta 1}$  (див. рис.1.1, в). Відповідно до (1.32) і з врахуванням (1.26) і (1.27) одержуємо

$$\beta = \frac{I_{pK1}}{I_{pe1}} = \operatorname{sch} \left( \frac{WC_{\delta}^*}{L_{p\delta}} \right). \quad (1.41)$$

В області низьких частот  $C_{\delta}^* \rightarrow 1$ , тому (1.41) при  $W/L_{p\delta} \ll 1$  можна представити так:

$$\beta_{\omega \rightarrow 0} = 1 - \frac{1}{2} \left( \frac{W}{L_{p\delta}} \right)^2. \quad (1.42)$$

З (1.42) видно, що коефіцієнт переносу визначається відношенням товщини бази до дифузійної довжини неосновних носіїв у ній. Чим менше це відношення, тим значення  $\beta$  ближче до одиниці.

Рівняння (1.41) указує на залежність коефіцієнта переносу від частоти. Слід зазначити, що (1.42) не враховує процесів поверхневої рекомбінації носіїв заряду на межі емітера, тому врахування рекомбінаційних процесів видозмінює значення коефіцієнта переносу в такий спосіб:

$$\beta = 1 - \frac{1}{2} \left( \frac{W}{L_{p\delta}} \right)^2 - \frac{U_p S_n W}{D_{p\delta} S_e}, \quad (1.43)$$

де  $U_p$  - швидкість поверхневої рекомбінації;  $S_n$  - площа, на якій протікає поверхнева рекомбінація;  $S_e$  - площа емітерного переходу.

Ефективність колектора. Збільшення струму колектора зв'язане з тим, що для збереження електронейтральності відбувається компенсація дірок, що надійшли з бази в колектор, такою ж кількістю електронів, що надійшли через вивід колектора. Ці електрони затягуються електричним полем колектора і потім переносяться в базу, що приводить до збільшення струму колектора. Розрахунки, виконані відповідно до (1.33), дозволили визначити ефективність колектора, обумовлену цим явищем:

$$\gamma_1 = 1 + \frac{\mu_n n_{pK}}{\mu_p p_{pK}}. \quad (1.44)$$

Варто також врахувати, що колекторний струм зростає за рахунок ефекту лавинного множення числа носіїв заряду в результаті іонізації атомів напівпровідника дірками, що одержали енергію від електричного поля колектора. Таким чином, результуюча ефективність колектора

$$\gamma_K = \gamma_1 M = \left[ 1 + \frac{\mu_n n_{pK}}{\mu_p p_{pK}} \right] \left[ 1 - \left( \frac{U_K}{U_{np}} \right)^n \right]^{-1}. \quad (1.45)$$

У реальних умовах транзистори працюють при таких напругах на колекторному переході, коли відсутній ефект лавинного множення, тому  $M \approx 1$ . З іншого боку, так як  $n_{pK} \ll p_{pK}$ , то  $\gamma_1 \approx 1$ . З урахуванням цих допущень коефіцієнт передачі за струмом, відповідно до (1.35), приймає вигляд

$$h_{21B} = \left[ 1 + \frac{\sigma_{\delta} W}{\sigma_e L_{ne}} \right]^{-1} \left[ 1 - \frac{1}{2} \left( \frac{W}{L_{p\delta}} \right) - \frac{U_p S_n W}{D_{p\delta} S_e} \right]. \quad (1.46)$$

Зворотний струм колекторного переходу. Зворотний струм колекторного переходу складається зі струмів насичення і втрат. Струм насичення визначається зворотним струмом звичайного р-п переходу, коли  $n_{\delta} > p_K$ . При  $p_K > n_{\delta}$  зворотний струм колектора складається з дірок, створених у базі за рахунок теплової генерації. У транзисторах  $W/L_p \ll 1$ , тому на відміну від звичайного р-п переходу дірки витягуються не із шару товщиною  $L_p$ , а із шару товщиною  $W$ . У зв'язку з цим, замість  $L_p$  підставимо  $W$ , отже,

$$I_{K0} = qS_K (p_n / \tau_p) W + I_y, \quad (1.47)$$

де  $I_y = U_K / r_y$ ,  $r_y$  - опір втрат, який шунтує колекторний перехід.

#### 1.4. Залежність параметрів транзистора від режимів живлення

Залежність коефіцієнта передачі за струмом  $h_{21B}$  від струму емітера показана на рис.1.2, а. При малих струмах емітера (початкова ділянка кривої) концентрація інжекттованих носіїв мала і велика їхня частина рекомбінує поблизу емітерного переходу. Особливо сильно позначається явище рекомбінації в кремнієвих транзисторах унаслідок малих значень власної концентрації носіїв заряду. У результаті цих процесів ефективність емітера невелика і, отже, мале значення  $h_{21B}$ . Подальше збільшення струму емітера приводить до того, що інжекційний струм  $e^{qU/kT}$  починає рости швидше, ніж рекомбінаційний  $e^{qU/2kT}$ . Це викликає збільшення  $\gamma$ , а значить і зростання  $h_{21B}$ .

Наступне посилення струму емітера викликає подальше збільшення коефіцієнта підсилення за струмом. Це зв'язано з тим, що при інжекції дірок у n-базу транзистора для збереження умов електричної нейтральності

через електрод бази входить така ж кількість електронів. Розподіл електронів у базі підкоряється розподілу дірок. Електрони не можуть дифундувати від емітера до колектора, хоча й існує їхній градієнт концентрації, тому що порушиться умова електричної нейтральності базової області біля емітера. У результаті того, що електронний струм дорівнює нулю, у базі виникає електричне поле, що прискорює рух дірок від емітера до колектора. Це еквівалентно збільшенню коефіцієнта дифузії дірок у 2 рази при великих струмах емітера. Ця картина аналогічна тій, котра спостерігалася при аналізі роботи р-п переходу при високих рівнях інжекції. Таким чином, зі збільшенням струму емітера відбувається збільшення швидкості дифузії дірок через базу, що зменшує поверхневу й об'ємну рекомбінації, а це, у свою чергу, сприяє збільшенню коефіцієнтів переносу і передачі струму.

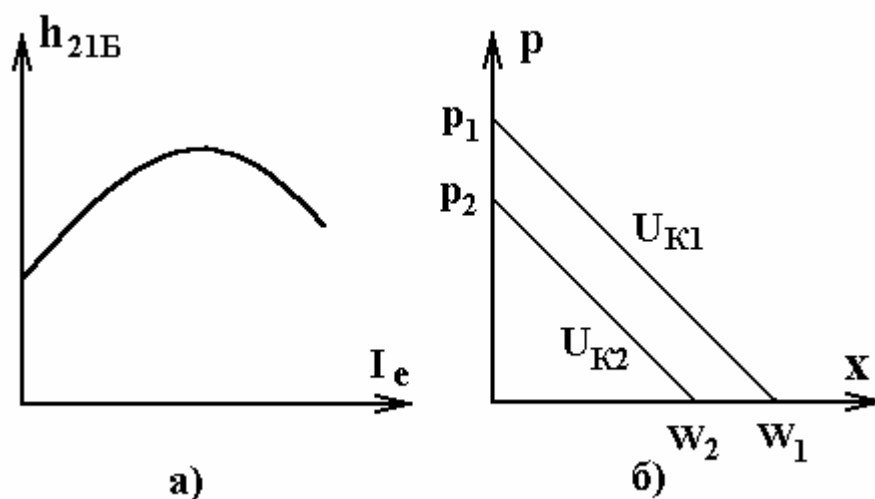


Рис.1.2. Зміна коефіцієнта передачі за струмом  $h_{21B}$  від струму емітера (а) і розподіл концентрації носіїв заряду в базі при зміні напруги ( $U_{K1} < U_{K2}$ ) на колекторі (б)

При більш високих струмах емітера виникають процеси, що прагнуть зменшити значення  $h_{21B}$ . Суть їх полягає в такому: по-перше, збільшення концентрації електронів у базі біля емітера приводить до зменшення ефективності емітера через ріст інжекційного струму електронів з бази в емітер; по-друге, збільшення концентрації інжекттованих дірок сприяє зменшенню часу їхнього життя, що викликає зниження значення коефіцієнта переносу. У результаті спільної дії цих фізичних механізмів залежність  $h_{21B}$  від струму емітера (рис.1.2, а) має максимум.

Узагальнюючи результати аналізу залежності  $h_{21B}$  від струму емітера, можна сказати, що початкова ділянка росту  $h_{21B}$  зв'язана зі збільшенням ефективності емітера за рахунок зростання інжекційного струму в порівнянні з рекомбінаційним. Подальший ріст  $h_{21B}$  зв'язаний зі збільшенням

$\beta$  за рахунок збільшення коефіцієнта дифузії дірок. Наступне зменшення  $h_{21B}$  відбувається за рахунок зниження величини  $\gamma$  в результаті зростання електронної складової струму емітера.

Збільшення напруги на колекторному переході при активному режимі роботи транзистора приводить до розширення шару об'ємного заряду. У той же час потрібно, щоб  $\gamma \approx 1$ , а це означає необхідність низької концентрації власних носіїв заряду в базовій області транзистора. Отже, шар об'ємного заряду колекторного переходу буде розширюватися у бік бази, тобто базова область звужується. Це сприяє, згідно з (1.43), збільшенню коефіцієнта переносу. Однак поряд з позитивним ефектом (ріст  $h_{21B}$ ) при збільшенні напруги на колекторі спостерігається і негативний ефект. Зменшення товщини бази викликає зниження концентрації інжектованих носіїв на межі база - емітер (рис.1.2, в), а це відповідає зменшенню напруги на емітерному переході. Таким чином, здійснюється зворотний зв'язок між напругою на колекторі і напругою на емітері, іншими словами, збільшення напруги на колекторному переході викликає зменшення напруги на емітерному переході. Це приводить до зниження вихідного сигналу і, отже, до зменшення коефіцієнта підсилення транзистора. Отже, великі струми емітера і напруги на колекторі сприяють зниженню ефективності емітера й утворенню зворотного зв'язку між вхідним сигналом і напругою колектора. Усунути ці недоліки можна в конструкції транзистора з гетеропереходом, енергетична діаграма якого зображена на рис.1.3.

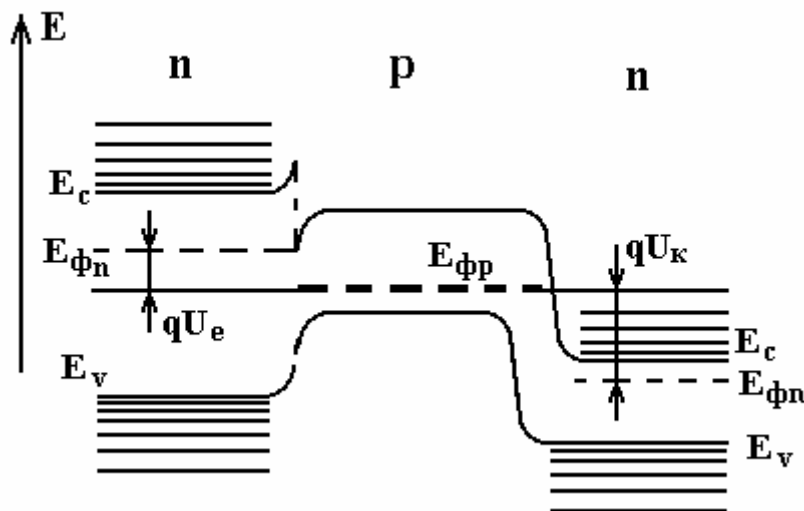


Рис.1.3. Енергетична діаграма n-p-n транзистора з гетеропереходом

У якості емітера використовується напівпровідниковий матеріал n-типу з  $Al_xGa_{1-x}As$ , що має велику ширину забороненої зони, в якості бази використовується GaAs p-типу, а колектор виготовлений з n-типу GaAs. Тому що емітерна область гетеротранзистора виконана з напівпровідникового матеріалу з великим значенням ширини забороненої зони, для дірок бази існує великий потенційний бар'єр, що дозволяє здійснювати практично од-

нобічну інжекцію електронів у базову область, що приводить до високої ефективності емітера при будь-яких значеннях струму емітера.

У гетеротранзисторі база має більш низьке значення опору в порівнянні з емітером і колектором, тому що вона може бути сильнолегована без зниження ефективності емітера. Ширина базової області приладу не змінюється зі зміною напруги на колекторі, тому що шар об'ємного заряду розширюється в слаболеговану область колектора. У зв'язку з цим відсутній зворотний зв'язок між вхідною і вихідною напругами. У транзисторах з гетеропереходом здійснюється менше витиснення струму в емітері внаслідок малого спадання напруги уздовж переходу емітер-база. Вони володіють кращими імпульсними властивостями в порівнянні зі звичайними транзисторами, що обумовлено більш високим значенням коефіцієнта підсилення за струмом і більш низьким значенням опору бази. Температурний діапазон їхньої роботи надзвичайно широкий, він лежить у межах від  $-200^{\circ}\text{C}$  до  $+350^{\circ}\text{C}$ . В даний час створені гетеротранзистори з коефіцієнтом підсилення за струмом порядку 350 у схемі з загальним емітером, однак робочі частоти не перевищують 10 ГГц через технологічні обмеження.

### 1.5. Моделювання транзистора

Головна задача при моделюванні напівпровідникових приладів, зокрема транзистора, - установлення зв'язків між фізичними й електричними характеристиками приладу. Це особливо важливо при проектуванні інтегральних схем. Модель транзистора, що відтворює розподілений характер явищ у напрямку від емітера до колектора й уздовж бази, цілком відповідає структурі і фізичним процесам, що відбуваються в транзисторі. Однак така модель складна і практично незастосовна для рішення задач аналізу інтегральних схем. Тому прагнуть створити більш прості моделі, йдучи на компроміс між відповідністю моделі транзистора і точністю визначення характеристик схеми [15].

Основний елемент інтегральних схем - планарний транзистор, якому властива різка асиметрична структура. Він має такі відмінні ознаки: неоднорідна область бази - наявність градієнта концентрації домішок у ній; робота при високих рівнях інжекції - дифузія і дрейф носіїв заряду в базі; витиснення інжекції до периферійної частини емітера; зневажливо малий інверсний коефіцієнт підсилення; помітний вплив паразитних струмів, що протікають у пасивній зоні транзистора при роботі в режимі насичення і ряд інших особливостей.

Одна з найбільш використовуваних моделей планарного біполярного транзистора - модифікована модель Еберса - Молла [4, 15]. На рис.1.4 показана еквівалентна схема цієї моделі. Вона складається з двох діодів і двох джерел струму, що включені назустріч один одному. Елементами моделі є генератори струму емітерного і колекторного ланцюгів:

$$J_e = I_e - \alpha_I I_K, \quad (1.48)$$

$$J_K = I_K - \alpha_N I_e, \quad (1.49)$$

де  $I_e$ ,  $\alpha_N$  - відповідно струм емітера і коефіцієнт підсилення за струмом в схемі з загальною базою при роботі транзистора на постійному струмі в активному режимі;  $I_K$ ,  $\alpha_I$  - відповідно струм колектора і коефіцієнт підсилення за струмом в схемі з загальною базою при роботі транзистора в інверсному активному режимі.

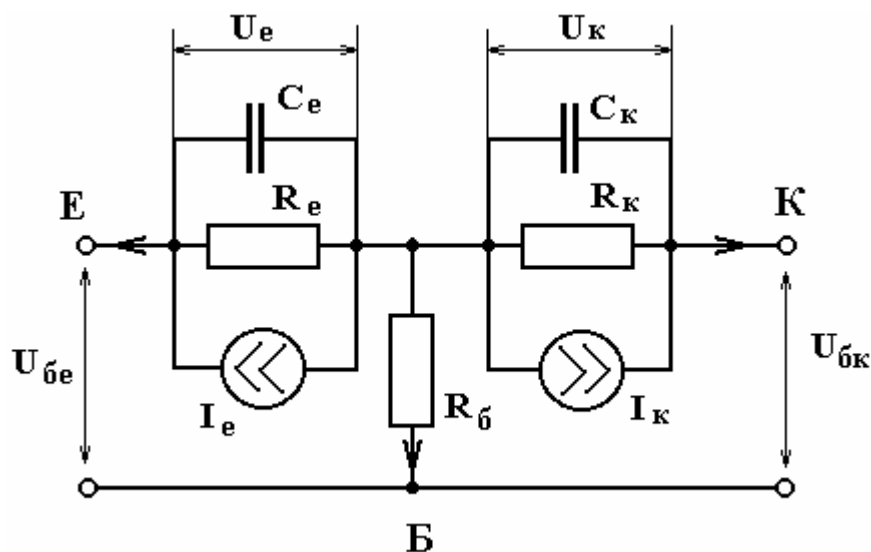


Рис.1.4. Модифікована модель Еберса-Молла

Значення ємності:

$$C_e = C_{be} + C_{ge}, \quad (1.50)$$

$$C_K = C_{bK} + C_{gK}, \quad (1.51)$$

де  $C_{be}$ ,  $C_{bK}$  - бар'єрна ємність відповідно емітерного і колекторного переходу;  $C_{ge}$ ,  $C_{gK}$  - відповідні дифузійні ємності.

Крім того, у елементи моделі входять опори, шунтуючі р-п переходи, і опори областей бази і колектора. Опором області емітера через його малість зневажають.

Модель повинна враховувати особливості роботи планарного транзистора, що полягають у розгляді роботи приладу при високих рівнях інжекції, врахування не тільки дифузії, але і дрейфу носіїв заряду. У режимах насичення й інверсної активної області модель повинна відтворювати вплив струмів, що протікають між виводами бази і колектора в пасивній зоні транзистора. Потім у моделі необхідно відобразити процеси нагромадження носіїв заряду не тільки в базовій області, але й в області колектора при прямому зсуві колекторного переходу.

Явища, обумовлені високими рівнями інжекції, наявністю градієнта концентрації домішок у базі, паразитних струмів через переходи і по поверхні як в активній, так і в пасивній зоні транзистора, враховуються в моделі введенням коефіцієнтів  $m_e$ ,  $m_K$  у показники експонентних функцій вольт-амперних характеристик р-п переходів транзистора:

$$I_e = I_{e0} \left( e^{\frac{qU_e}{kTm_e}} - 1 \right), \quad (1.52)$$

$$I_K = I_{K0} \left( e^{\frac{qU_K}{kTm_K}} - 1 \right), \quad (1.53)$$

а також представленням коефіцієнтів підсилення  $\alpha_N$  й  $\alpha_I$  у вигляді функцій від струму  $I_e$  і  $I_K$  відповідно:

$$\alpha_N = \left[ a_0 + a_1 I_e + a_2 I_e^2 + a_3 I_e^3 + a_4 I_e^4 \right] \alpha_{N0}, \quad (1.54)$$

$$\alpha_I = \left[ b_0 + b_1 I_K + b_2 I_K^2 + b_3 I_K^3 + b_4 I_K^4 \right] \alpha_{I0}. \quad (1.55)$$

Ємності моделі описуються так:

$$C_{\delta e} = \frac{C_{\delta e0}}{1 - (U_e / U_{\phi e})^{n_e}}, \quad (1.56)$$

$$C_{\delta K} = \frac{C_{\delta K0}}{1 - (U_K / U_{\phi K})^{n_K}}, \quad (1.57)$$

де  $C_{\delta e0}$ ,  $C_{\delta K0}$  - бар'єрні ємності переходів при нульових напругах.

$$C_{ge} = (q\tau_N / m_e kT) (I_{e0} + I_e), \quad (1.58)$$

$$C_{gK} = (q\tau_I / m_K kT) (I_{K0} + I_K), \quad (1.59)$$

де  $\tau_N$  і  $\tau_I$  - сталі часу;  $U_e$ ,  $U_K$  - напруга на переході відповідно база-емітер і база-колектор;  $U_{\phi e}$ ,  $U_{\phi K}$  - контактні різниці потенціалів відповідно емітерного і колекторного переходів;  $n_e$ ,  $n_K$  - сталі.

Елементами моделі також є постійні опори: базової області -  $r_{\delta}$ ; тіла колектора -  $r'_K$ ; втрат, який шунтує емітерний перехід, -  $r_{ye}$ ; втрат, який шунтує колекторний перехід, -  $r_{yK}$ .

Таким чином, параметри моделі  $\alpha_{N0}$ ,  $\alpha_{I0}$ ,  $I_{e0}$ ,  $I_{K0}$ ,  $m_e$ ,  $m_K$ ,  $C_{\delta e0}$ ,  $C_{\delta K0}$ ,  $U_{\phi e}$ ,  $U_{\phi K}$ ,  $\tau_N$ ,  $\tau_I$ ,  $kT/q$ ,  $n_e$ ,  $n_K$ ,  $r_{\delta}$ ,  $r_K$ ,  $r_{ye}$ ,  $r_{yK}$ , а також коефіцієнти рівнянь (1.54) і (1.55). Знаючи ці параметри, за заданими напругами на емітерному

і колекторному переходах можна розрахувати струми у всіх ланцюгах моделі і напруги між виводами транзистора. Найбільший вплив на точність моделі здійснюють параметри, що описують роботу транзистора в активному режимі.

Практичне використання нелінійних одномірних моделей для машинного аналізу транзисторних і інтегральних схем дозволило одержати задовільні результати. Однак у багатьох випадках не вдається правильно змоделювати роботу планарного транзистора. Це привело до створення більш досконалих моделей, що враховують особливості роботи планарних транзисторів. До них відноситься модель Гуммеля - Пуна [4], що зв'язує зовнішні електричні характеристики з зарядом у базі транзистора. Вона враховує багато фізичних явищ, такі як високий рівень інжекції в базі, розширення бази під дією струму (ефект Кірка - Федотова), внесок емітера в базовий струм, що дозволяє відобразити залежність коефіцієнта підсилення від зсуву при низьких рівнях струму, залежність товщини бази від зміни напруги на колекторі (ефект Ерлі). Однак для опису роботи транзистора в широкому діапазоні частот модель Гуммеля - Пуна вимагає знання 25 параметрів. З моделі Гуммеля - Пуна послідовним спрощенням можна одержати модель Еберса - Молла. Розглянуті моделі Еберса - Молла і Гуммеля - Пуна є нелінійними, з них при відповідному спрощенні виходять так називані лінійні моделі, що описують роботу транзистора при малому сигналі в околі визначеної робочої точки. З еквівалентної схеми моделі Еберса - Молла (рис.1.4) отримана проста еквівалентна схема біполярного транзистора (рис.1.5), що широко використовується на практиці.

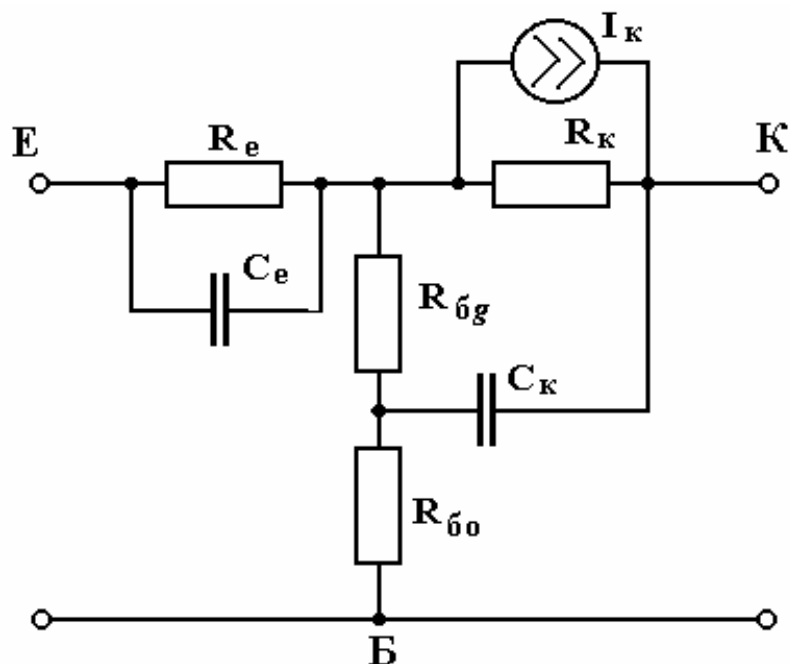


Рис.1.5. Еквівалентна схема біполярного транзистора



## 1.6. Елементи еквівалентної схеми

При аналізі роботи транзистора необхідно знати залежність елементів еквівалентної схеми від прикладених струмів і напруг, а також від геометричних розмірів і властивостей напівпровідникового матеріалу. Зробити це можна на основі знань роботи р-п переходу.

Опір емітера. Опір емітерного переходу

$$r_e = \left. \frac{dU_e}{dI_e} \right|_{U_K=const} . \quad (1.60)$$

Оскільки емітерний перехід включається в прямому напрямку, залежність струму від напруги описується виразом  $I_e = I_{HAC} e^{qU_e/kT}$ . Провівши необхідні перетворення у відповідності з (1.60), одержимо

$$r_e = \frac{kT}{qI_e} . \quad (1.61)$$

Опір колектора. Колекторний перехід вмикається в зворотному напрямку, тому колекторний струм

$$I_K = h_{21B} I_e + I_{K0} . \quad (1.62)$$

Аналіз (1.62) показує, що струм колектора залежить від напруги через  $h_{21B}$ , так як струм емітера повинний залишатися постійним, а  $I_K$  не залежить від напруги колектора. Опір колекторного переходу

$$r_K = \left. \frac{dU_K}{dI_K} \right|_{I_e=const} . \quad (1.63)$$

Оскільки  $h_{21B}$  залежить від  $U_K$  через ширину бази  $W$ , то опір колектора зручніше виразити через його зворотну величину, отже [3]

$$Y_K = \frac{dI_K}{dU_K} = \frac{\partial(h_{21B} I_e)}{\partial U_K} = I_e \frac{\partial h_{21B}}{\partial W} \frac{\partial W}{\partial U_K} . \quad (1.64)$$

З (1.42) за умови, що  $\gamma \gamma_K = 1$ , знаходимо

$$\frac{\partial h_{21B}}{\partial W} = -\frac{1(1-h_{21B})}{W} . \quad (1.65)$$

Ширина бази залежить від напруги  $U_K$  через зміну шару об'ємного заряду колекторного переходу  $d_K$ . Якщо  $n_{\bar{o}} \ll p_K$ , то  $d_K$  розширюється в область бази, тому  $\Delta W = -\Delta d_K$  і  $\frac{\partial W}{\partial d_K} = -1$ . Таким чином, можна записати

$$\frac{\partial W}{\partial U_K} = \frac{\partial W}{\partial d_K} \frac{\partial d_K}{\partial U_K} = -\frac{\partial d_K}{\partial U_K}. \quad (1.66)$$

На підставі вираження

$$d = \left[ \frac{2\varepsilon\varepsilon_0(N_a + N_d)(\varphi_K + U_K)}{qN_aN_d} \right]^{1/2},$$

що визначає товщину шару об'ємного заряду р-п переходу, одержуємо

$$\frac{\partial d_K}{\partial U_K} = -\left( \frac{2\varepsilon\varepsilon_0}{qN_d} \right)^{1/2} \frac{1}{2\sqrt{U_K}} = -\frac{d_K}{2U_K}. \quad (1.67)$$

Підставивши (1.65) і (1.67) у (1.64), запишемо

$$r_K = \frac{WU_K}{I_e d_K (1 - h_{21B})}. \quad (1.68)$$

Вираз (1.68) визначає значення  $r_K$ , що цілком обумовлено ефектом зміни ширини бази. Опір колектора залежить від ступеня легування бази і колектора. Якщо вони леговані в однаковому ступені ( $n_{\bar{o}} = p_K$ ), то шар об'ємного заряду розширюється в обидва боки рівномірно, тому  $\Delta W = -\Delta d_K / 2$  і  $\partial W / \partial d_K = -1/2$ . У цьому випадку  $r_K$  збільшується в 2 рази. Якщо область бази легована значно більше області колектора ( $n_{\bar{o}} \gg p_K$ ), то зі збільшенням  $U_K$  шар об'ємного заряду розширюється в область колектора. Для цього випадку  $\partial W / \partial d_K = 0$  і  $r_K = \infty$ . У реальних структурах транзисторів зі збільшенням  $U_K$  зростають генераційна складова зворотного струму колекторного переходу і поверхневий струм, що знижує величину  $r_K$ .

Опір бази. Значення опору базової області в транзисторі складається з двох частин, одна з яких визначається омичним опором матеріалу бази  $r_{\bar{o}0}$ , а інша - дифузійним опором  $r_{\bar{o}g}$ , що обумовлений зміною концентрації неосновних носіїв у базі при зміні напруги на колекторі. Омичний опір визначається геометрією бази і питомим опором напівпровідникового матеріалу,

з якого вона зроблена. Однак розрахунок  $r_{\delta 0}$  і  $r_{\delta g}$  утрудняється складною траєкторією базового струму, складною геометрією базового шару, а також його неоднорідністю. Для простої прямокутної форми базового шару [3]

$$r_{\delta 0} = \rho \left( \frac{1}{2W} + \frac{l}{aW_1} \right), \quad (1.69)$$

де  $a$ ,  $l$ ,  $W_1$  - відповідно ширина, довжина і товщина пасивної частини базової області транзистора.

Причина появи дифузійного опору бази - зворотний зв'язок між емітером і колектором, що полягає в зменшенні товщини бази при збільшенні  $U_K$ . Це у свою чергу приводить до зниження концентрації неосновних носіїв у базі і напруги на емітері при збереженні постійного значення струму емітера. Отже,

$$r_{\delta g} = \left. \frac{\partial U_e}{\partial I_K} \right|_{I_e = \text{const}}. \quad (1.70)$$

З огляду на залежність  $r_{\delta g}$  від розглянутих факторів, перетворимо (1.70) до вигляду

$$r_{\delta g} = \frac{\partial U_e}{\partial p'_n} \frac{\partial p'_n}{\partial W} \frac{\partial W}{\partial U_K} \frac{\partial U_K}{\partial I_K}. \quad (1.71)$$

Оскільки  $p'_n = p_n e^{qU_e/kT}$ , те  $\partial U_e / \partial p'_n = kT / qp'_n$ .

З іншого боку, вважаючи постійним градієнт концентрації неосновних носіїв у базі, знаходимо, що  $\partial p'_n / \partial W = -p'_n / W$ . Значення  $\partial W / \partial U_K$  визначається (1.67), а  $\partial U_K / \partial I_K$  - (1.68). У такий спосіб при підстановці необхідних значень у (1.71), остаточно одержимо

$$r_{\delta g} = \frac{kT}{2qI_e(1 - h_{21B})}. \quad (1.72)$$

Рівняння (1.72) справедливе за умови, що область колектора легована в значно більшому ступені, чим область бази ( $p_K \gg n_\delta$ ). Для протилежного випадку, коли  $p_K \ll n_\delta$ , значення дифузійного опору бази зменшується.

Ємності транзистора. Ці параметри визначаються дифузійною і бар'єрною ємностями емітерного і колекторного переходів. Тому що емітерний перехід зміщений у прямому напрямку, то дифузійна ємність значно більша бар'єрної й описується в такий спосіб:

$$C_{ge} = \left( \frac{qI_e}{2kT} \right) \left( \frac{W^2}{2D_p} \right). \quad (1.73)$$

Колекторний перехід вмикається в зворотному напрямку, тому зарядна ємність переважає над дифузійною. При  $p_K \gg n_{\bar{o}}$  і  $U_K > \varphi_K$  бар'єрна ємність колектора описується виразом

$$C_{\bar{o}K} = S \left[ qN_d \left( \frac{\varepsilon\varepsilon_0}{2U_K} \right) \right]^{1/2}. \quad (1.74)$$

Розглянуті елементи складають еквівалентну схему транзистора (див. рис.1.5). У ланцюг колектора вмикається генератор струму  $I_e h_{21B}$ , що задає значення колекторного струму, що залежить від струму емітера. Шуми транзистора враховуються вмиканням відповідних генераторів шумових напруг у ланцюги емітера, бази і колектора.

### 1.7. Залежність коефіцієнта переносу від частоти

При подачі на емітер імпульсу прямокутної форми утвориться імпульс струму колектора, що запізнюється на час дифузії  $\tau_g$  неосновних носіїв через базу, потім розмивається фронт імпульсу колекторного струму і, нарешті, амплітуда струму колектора стає менше амплітуди струму емітера за рахунок рекомбінаційних процесів у базі. Зі збільшенням частоти повторення імпульсів відбувається явище, при якому наступний імпульс колекторного струму починається тоді, коли попередній ще не закінчився. Це приводить до зменшення змінної складової струму колектора. Такі явища властиві біполярному транзисторові при збільшенні частоти змінного сигналу будь-якої форми. Отже, збільшення частоти викликає зменшення амплітуди струму колектора і збільшення зрушення фаз між  $I_e$  і  $I_K$ , тому що період коливач зменшується, а час прольоту залишається незмінним (рис.1.6, а).

Коефіцієнт переносу (1.41) на високих частотах, коли  $\omega\tau_p \gg 1$ , можна спростити:

$$\beta = sch \left( \frac{W}{L_p} \right) \sqrt{i\omega\tau_p}. \quad (1.75)$$

Використовуючи співвідношення  $\tau_g = W^2 / 2D_p$  і  $L_p = \sqrt{D_p\tau_p}$ , перетворимо (1.75) до вигляду

$$\beta = \operatorname{sch}(\sqrt{2i\omega\tau_g}) = \frac{1}{\operatorname{ch}(\sqrt{2i\omega\tau_g})}. \quad (1.76)$$

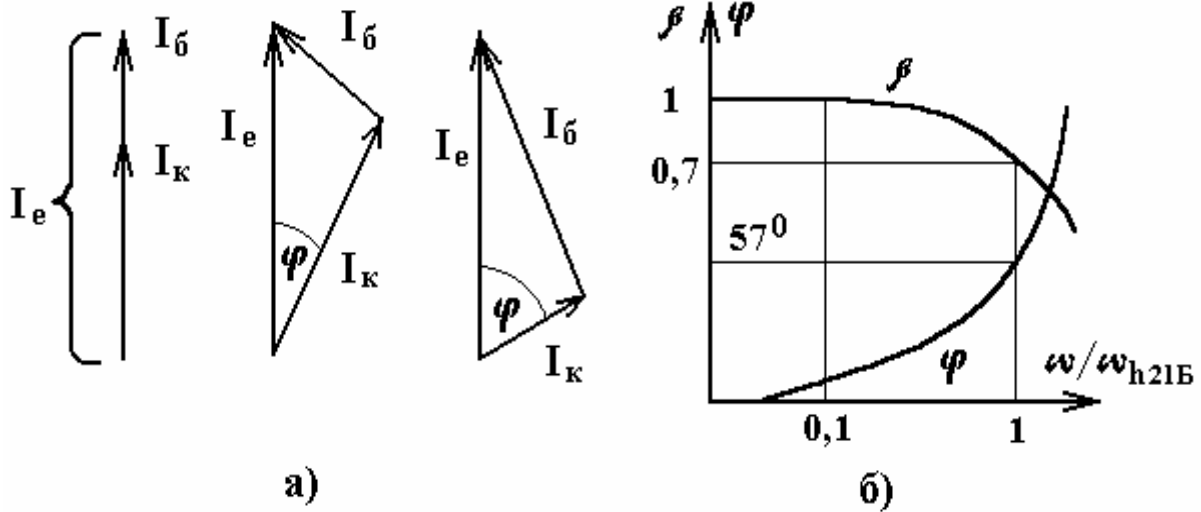


Рис.1.6. Векторні діаграми струмів транзистора (а), залежність  $\beta$  і  $\varphi$  від частоти (б) [3]

При розкладанні в ряд знаменника (1.76) і збереженні трьох членів розкладання одержимо

$$\beta = \left[ 1 + i\frac{2\omega\tau_g}{2} - \frac{(2\omega\tau_g)^2}{24} + \dots \right]^{-1} \approx \left[ 1 - \frac{(\omega\tau_g)^2}{6} + i\omega\tau_g \right], \quad (1.77)$$

звідки квадрат модуля

$$|\beta|^2 = \frac{1}{\left[ 1 + \frac{(2\omega\tau_g)^2}{12} \right]}. \quad (1.78)$$

У теорії транзисторів існує поняття граничної частоти  $f_{h_{21B}}$ . Це частота, на якій

$$|h_{21B}|^2 / |h_{21BH}|^2 = 0,5, \quad (1.79)$$

де  $h_{21BH}$  - низькочастотне значення коефіцієнта передачі струму.

Якщо вважати, що  $\gamma$  і  $\gamma_K$  не залежать від частоти, а низькочастотне значення коефіцієнта переносу дорівнює  $\sim 1$ , то з (1.79) знаходимо  $|\beta|^2 = 0,5$ . Підставивши в (1.78) замість  $\omega$  значення  $\omega_{h_{21B}}$  прирівнявши його до  $1/2$ , одержимо квадратне рівняння відносно  $\omega_{h_{21B}}\tau_g$ . Розв'язок цього рівняння  $\omega_{h_{21B}}\tau_g = 1,22$ , звідки

$$f_{h_{21B}} = \frac{1,22D_p}{\pi W^2} . \quad (1.80)$$

Використовуючи (1.80) за експериментально обмірюваним значенням  $f_{h_{21B}}$  визначаємо товщину бази  $W$  транзистора.

Залежність  $|\beta|$  підставляємо в більш простому вигляді при розкладанні в ряд знаменника (1.78):

$$\beta = \left[ 1 + \frac{(\omega\tau_g)^2}{3} \right]^{-1} = 1 - \frac{(\omega\tau_g)^2}{3} + \frac{(\omega\tau_g)^4}{9} . \quad (1.81)$$

Підставивши (1.80) у (1.81), запишемо

$$|\beta| = 1 - \frac{1}{2} \left( \frac{\omega}{\omega_{h_{21B}}} \right)^2 + \frac{1}{4} \left( \frac{\omega}{\omega_{h_{21B}}} \right)^4 . \quad (1.82)$$

Тангенс кута зрушення фаз між струмом емітера і колектора визначимо з (1.77) як відношення уявної частини до дійсної:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{1,22 \frac{\omega}{\omega_{h_{21B}}}}{1 - \frac{1}{4} \left( \frac{\omega}{\omega_{h_{21B}}} \right)^2} . \quad (1.83)$$

Залежність коефіцієнта передачі струму від частоти (рис.1.6, б) одержимо на підставі (1.77), отже,

$$h_{21B} = \frac{h_{21BH}}{1 + i\omega\tau_g - (\omega\tau_g)^2/6} . \quad (1.84)$$

На практиці використовують більш спрощену формулу

$$h_{21B} = \frac{h_{21BH}}{1 + i\omega/\omega_\Gamma} , \quad (1.85)$$

де  $\omega_\Gamma$  частота, на якій дійсна частина коефіцієнта передачі за струмом зменшується в 2 рази в порівнянні з низькочастотним значенням.

### 1.8. Залежність елементів еквівалентної схеми транзистора від частоти

З підвищенням частоти починає виявлятися шунтувальна дія ємностей емітерного і колекторного переходів. Це означає, що все більша частина струму проходить через ємності. Вплив дифузійної ємності емітера позначається в меншому ступені в порівнянні з бар'єрною ємністю колектора, тому що  $C_{ge}$  вмикається паралельно малому опору емітера. Однак часткове проходження струму емітера через дифузійну ємність сприяє зниженню ефективності емітера. У результаті шунтування бар'єрною ємністю опору колектора зменшується ступінь впливу інжектованих носіїв заряду на величину  $r_k$ . Це, у свою чергу, знижує значення коефіцієнта передачі струму. Зі збільшенням частоти відбувається зменшення дифузійного опору бази (рис.1.7) у результаті зниження коефіцієнта переносу. Експериментальна залежність опору бази від частоти дозволяє визначити його омичну і дифузійну частини.

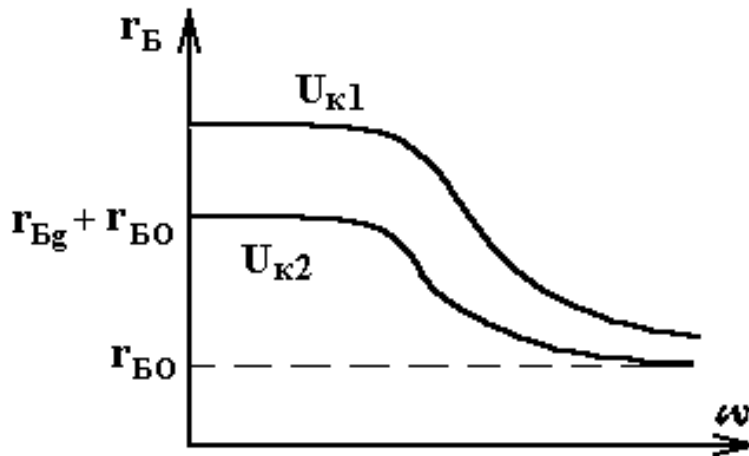


Рис.1.7. Зміна опору бази транзистора в залежності від частоти при різних напругах на колекторі  $U_{K1} < U_{K2}$  [3]

При використанні транзистора як підсилювача потужності чи активного елемента генератора електричних коливань вводиться поняття максимальної частоти підсилення за потужністю  $f_{max}$ . Іншими словами,  $f_{max}$  - та частота, на якій коефіцієнт підсилення за потужністю знижується до одиниці. Експериментальним шляхом  $f_{max}$  визначається як найбільша частота електричних коливань, яку можна одержати в генераторі на транзисторі. У зв'язку з цим  $f_{max}$  називають ще максимальною частотою генерації. Обидва ці визначення мають той самий зміст, тому що транзистор може працювати в схемі генератора, якщо його коефіцієнт підсилення за потужністю більше одиниці.

Визначимо залежність  $f_{max}$  від параметрів еквівалентної схеми

$$f_{\max} = \sqrt{h_{21B} f_{h21B} / 30 r_{\sigma 0} C_{\sigma K}} . \quad (1.86)$$

Підкореневий вираз прийнято називати якістю транзистора  $Q$ .

Для визначення залежності  $f_{\max}$  від параметрів напівпровідникового матеріалу, геометрії транзистора й інших факторів необхідно підставити значення підкореневих величин (1.86) для транзистора типу р-п-р. Після проведення необхідних перетворень (1.86) перетвориться до вигляду [3]

$$f_{\max} = \sqrt{(N_{dB} U_K) \mu_n \mu_p / W U_{pK}} . \quad (1.87)$$

З (1.87) випливає, що для поліпшення частотних властивостей транзистора необхідно зменшувати товщину бази і площу колекторного переходу. Збільшення ступеня легування бази не сприяє підвищенню якості транзистора, тому що при цьому знижується робоча напруга колектора і підвищується імовірність його лавинного пробою. Зі зростанням  $N_{dB}$  також знижується ефективність емітера і зменшується рухливість носіїв заряду в базі, що приводить до зменшення коефіцієнта передачі струму. Збільшення температури знижує величину  $f_{\max}$  через зменшення рухливості електронів і дірок.

### 1.9. Статичні характеристики транзисторів

Існує три схеми вмикання транзистора (рис.1.8), що визначають вид вхідних і вихідних статичних характеристик. Схема з загальною базою (ЗБ) характеризується тим, що вивід бази є загальним для вхідного і вихідного ланцюгів. У схемі з загальним емітером (ЗЕ) вивід емітера - загальний для вхідного і вихідного ланцюгів, а в схемі з загальним колектором (ЗК) вивід колектора - загальний для цих ланцюгів. Вибір схеми вмикання транзистора визначається тими задачами, які повинен вирішувати транзистор. Визначимо значення коефіцієнта передачі за струмом для цих схем. Для схеми з загальною базою  $h_{21B}$  визначається (1.35). У схемі з загальним емітером коефіцієнт передачі за струмом

$$h_{21e} = \frac{I_K}{I_B} = \frac{h_{21B}}{1 - h_{21B}} . \quad (1.88)$$

У схемі з загальним колектором коефіцієнт передачі за струмом

$$h_{21K} = \frac{I_e}{I_B} = \frac{1}{1 - h_{21B}} . \quad (1.89)$$



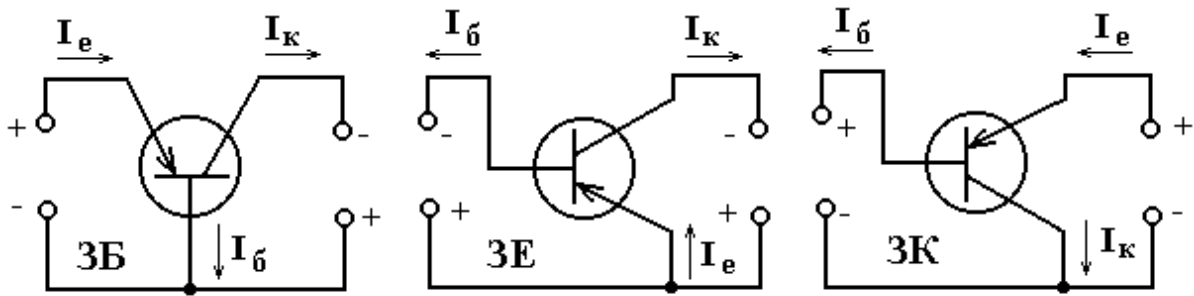


Рис.1.8. Схеми вмикання транзистора

Схема з загальним емітером реалізує найбільше значення коефіцієнта підсилення за потужністю. Схема з загальним колектором має найбільший вхідний опір, що дає можливість використовувати ці властивості схеми для узгодження вхідних і вихідних ланцюгів радіотехнічних пристроїв.

Схеми з ЗБ і ЗЕ знайшли найбільш широке практичне використання, тому що вони дозволяють реалізувати посилення як за напругою, так і за потужністю.

Розглянемо статичні характеристики цих найбільш розповсюджених схем. Вхідна характеристика р-п-р транзистора в схемі з ЗБ зображена на рис.1.9, а. Вона являє собою вольт-амперну характеристику р-п переходу при прямому зсуві, коли напруга на колекторі дорівнює нулю.

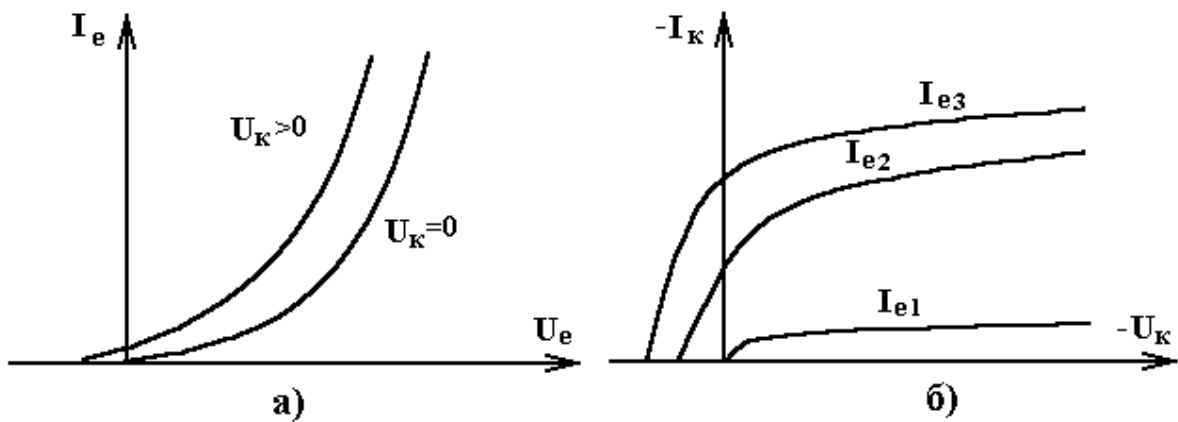


Рис.1.9. Вхідна (а) і вихідна (б) вольт-амперні залежності транзистора, увімкненого за схемою з загальною базою ( $I_{e1} < I_{e2} < I_{e3}$ )

При збільшенні напруги на колекторі напруга на емітері зменшується при постійному струмі емітера внаслідок зменшення ширини бази і концентрації дірок на межі емітер-база. Вихідна характеристика при рівності нулю струму емітера являє собою вольт-амперну характеристику р-п переходу при зворотному зсуві (рис.1.9, б). При значеннях струму емітера, відмінних від нуля, інжектвані носії доходять до колектора й утворюють струм колектора, хоча напруга на колекторі дорівнює нулю. При збільшенні напруги на колекторі ( $I_e > 0$ ) струм колектора збільшується. Це обумовлено

тим, що зменшується ширина бази і зростає коефіцієнт передачі за струмом за рахунок зниження процесів рекомбінації в базовій області.

У схемі з загальним емітером вхідні характеристики при  $U_K$  подібні вольт-амперним характеристикам р-п переходу при прямому зсуві (рис.1.10, а). З підвищенням напруги на колекторі струм бази ( $U_B = const$ ) зменшується в результаті збільшення коефіцієнта передачі за струмом  $h_{21B}$ . Це еквівалентно тому, що все більша частина дірок доходить до колектора, що, у свою чергу, зменшує струм електронів, що входять у базу для рекомбінації з інжекткованими дірками. Вихідний струм колектора  $I_K$  зростає зі збільшенням напруги на колекторі  $U_K$  в силу тих же причин, що й у схемі з загальною базою (рис.1.10, б). Однак збільшення  $I_K$  в цьому випадку значно сильніше, тому що при малій зміні  $h_{21B}$  відносна зміна  $h_{21e}$  набагато більша.

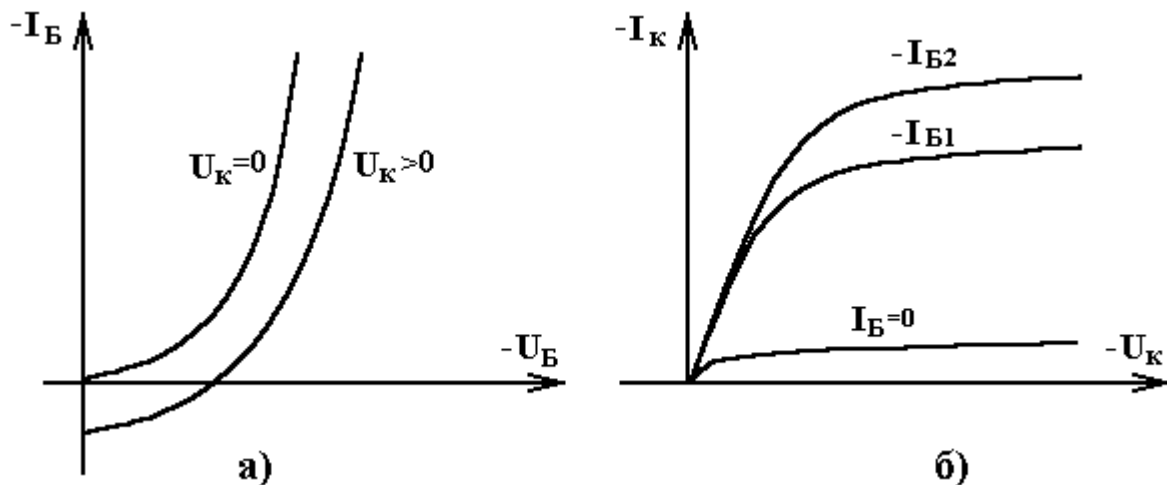


Рис.1.10. Вхідна (а) і вихідна (б) вольт-амперні залежності транзистора, увімкненого за схемою з загальним емітером

Залежність параметрів еквівалентної схеми від температури визначається залежністю від температури тих величин, що входять у формулу параметра. На підставі (1.42) за умови, що  $\gamma \gamma_K = 1$  запишемо залежність коефіцієнта передачі струму в схемі з ЗБ від температури [3]:

$$h_{21B} = \left[ 1 - \left( \frac{W^2}{2D_p \tau_p} \right) \right]. \quad (1.90)$$

Другий доданок у (1.90) менше першого, тому зміна температури в малому ступені впливає на  $h_{21B}$ . Коефіцієнт передачі за струмом в схемі з загальним емітером у більшому ступені залежить від температури через її вплив на  $\tau_p$ :

$$h_{21e} = \frac{h_{21B}}{1 - h_{21B}} = \frac{1 - \frac{W^2}{2D_p \tau_p}}{\frac{W^2}{2D_p \tau_p}} \approx \frac{2D_p \tau_p}{W^2} . \quad (1.91)$$

Розглянемо докладніше вплив температури на час життя носіїв заряду в електронному і дірковому напівпровідниках. З підвищенням температури в електронному напівпровіднику енергія електронів на глибоких енергетичних рівнях (пастках) зростає, що викликає перехід електронів на більш високі енергетичні рівні. Внаслідок цього імовірність рекомбінації дірок на пастках зменшується і час їхнього життя зростає. У дірковому напівпровіднику з підвищенням температури електрони з валентної зони переходять на енергетичний рівень пасток. Заповнення пасток приводить до зменшення імовірності рекомбінації вільних електронів. Це, у свою чергу, сприяє збільшенню часу життя електронів. У діапазоні температур  $-60 \dots +60$  °С час життя носіїв заряду може зростати більш ніж у 2...3 рази [3].

Залежність вхідних і вихідних вольт-амперних характеристик транзистора від температури аналогічна таким же залежностям окремо взятих р-п переходів. Як було показано раніше, кремнієві транзистори володіють кращими температурними характеристиками в порівнянні з германієвими.

### 1.10. Визначення граничної і межевої частот у схемі з загальним емітером

На підставі (1.85) визначимо залежність коефіцієнта передачі за струмом від частоти в схемі з загальним емітером

$$h_{21e} = \frac{h_{21B}}{1 - h_{21B}} = \frac{h_{21eH}}{1 + i\omega / \omega_{h21e}} , \quad (1.92)$$

де  $h_{21eH} = h_{21BH} / (1 - h_{21BH})$  - коефіцієнт передачі за струмом на низьких частотах, а  $\omega_{h21e} = (1 - h_{21BH})\omega_T$ .

Рівняння (1.92) можна перетворити так:

$$h_{21e}^{-1} = h_{21eH}^{-1} + i\omega / h_{21BH} \omega_T . \quad (1.93)$$

За умови, що  $h_{21BH} \approx 1$  і  $h_{21eH} \gg 1$ , на підставі (1.93) одержимо

$$|h_{21e}| = \omega_T / \omega . \quad (1.94)$$

З (1.94) випливає, що на частоті  $\omega_\Gamma$  модуль коефіцієнта передачі за струмом в схемі з загальним емітером дорівнює одиниці. Тому частоту  $f_\Gamma = \omega_\Gamma / 2\pi$  називають граничною частотою підсилення за струмом. Використовуючи (1.80) і (1.85), можна показати, що  $\omega_\Gamma \approx 1/\tau_g$  і  $\omega_{21B} = 1,22\tau_g$  тому  $\omega_\Gamma \approx \omega_{h21B}$ . Отже, частота

$$f_{h21e} = \omega_{h21e} / 2\pi \approx (1 - h_{21BH}) f_{h21B} . \quad (1.95)$$

називається межевою частотою транзистора в схемі з загальним емітером.

З (1.95) видно, що величина  $f_{h21e}$  в  $1/(1 - h_{21B})$  раз менша значення межевої частоти в схемі з загальною базою. На підставі (1.60) і (1.95) вважаємо, що  $f_{h21B} \approx 1/2\pi\tau_g$  і  $f_{h21e} \approx 1/2\pi\tau_p$ . Тут  $\tau_p$  - ефективний час життя неосновних носіїв з урахуванням їх рекомбінації на поверхні бази. Таким чином, межева частота  $f_{h21B}$  в схемі з загальною базою визначається часом прольоту неосновних носіїв через базу транзистора, а  $f_{h21e}$  в схемі з загальним емітером - ефективним часом життя.

### 1.11. Представлення транзистора у вигляді чотиріполюсника

При розрахунку електронних ланцюгів транзистор можна представити у вигляді чотиріполюсника (рис.1.11), що дозволяє використовувати для цих цілей добре розроблені методи теорії ланцюгів.

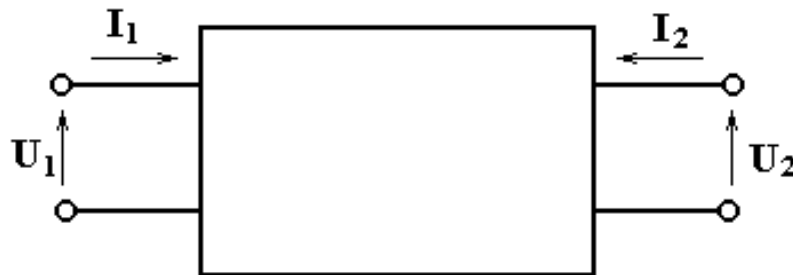


Рис.1.11. Схема чотиріполюсника для опису електричних властивостей транзистора

Як відомо [3, 12], чотиріполюсник характеризується вхідними  $U_1, I_1$  і вихідними  $U_2, I_2$  напругами і струмами. Якщо відомі дві з цих величин, то дві інші однозначно знаходяться на основі статичних характеристик транзистора. У загальному вигляді зв'язок струмів з напругами в чотиріполюснику описуються шістьма рівняннями, з яких три набули широкого застосування. У першому з них напруги розглядаються як лінійні функції струмів:

$$\dot{U}_1 = Z_{11}\dot{I}_1 + Z_{12}\dot{I}_2,$$

$$\dot{U}_2 = Z_{21}\dot{I}_1 + Z_{22}\dot{I}_2. \quad (1.96)$$

Параметри  $Z_{ik}$  мають розмірність опорів і є комплексними величинами. Вони виражаються через струми і напруги в режимі холостого ходу в такий спосіб:

$$\begin{aligned} Z_{11} &= \left. \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} \right|_{I_2=0}, & Z_{12} &= \left. \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_2} \right|_{I_1=0}, \\ Z_{21} &= \left. \frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_1} \right|_{I_2=0}, & Z_{22} &= \left. \frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_2} \right|_{I_1=0}. \end{aligned} \quad (1.97)$$

При розгляді струмів транзистора як лінійних функцій напруг одержуємо  $Y$ -систему рівнянь:

$$\begin{aligned} \dot{I}_1 &= Y_{11}\dot{U}_1 + Y_{12}\dot{U}_2, \\ \dot{I}_2 &= Y_{21}\dot{U}_1 + Y_{22}\dot{U}_2. \end{aligned} \quad (1.98)$$

Параметри  $Y_{ik}$  мають розмірність провідності, також є комплексними величинами. Вони визначаються при короткозамкнутому за змінним сигналом вході чи виході:

$$\begin{aligned} Y_{11} &= \left. \frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_1} \right|_{U_2=0}, & Y_{12} &= \left. \frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_2} \right|_{U_1=0}, \\ Y_{21} &= \left. \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_1} \right|_{U_2=0}, & Y_{22} &= \left. \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_2} \right|_{U_1=0}. \end{aligned} \quad (1.99)$$

Недолік системи  $Z$ - і  $Y$ - параметрів - складність їхнього експериментального визначення, тому що внаслідок малого вхідного опору транзистора важко створити режим короткого замикання на вході і внаслідок великого вихідного опору важко створити режим холостого ходу на виході. Ці недоліки можна усунути при використанні гібридної системи  $h$ - параметрів:

$$\begin{aligned} U_1 &= h_{11}I_1 + h_{12}U_2, \\ I_2 &= h_{21}I_1 + h_{22}U_2. \end{aligned} \quad (1.100)$$

Для визначення  $h_{ik}$ - параметрів необхідно створити режим короткого замикання у вихідному ланцюзі і режим холостого ходу у вхідному. Таким чином,  $h$ - параметри виражаються через струми і напруги в такий спосіб:

$$h_{11} = \left. \frac{U_1}{I_1} \right|_{U_2=0} \quad - \text{вхідний опір при короткому замиканні}$$

вихідного ланцюга;

$$h_{12} = \left. \frac{U_1}{U_2} \right|_{I_1=0} \quad - \text{коефіцієнт зворотного зв'язку за напругою}$$

при холостому ході у вхідному ланцюзі;

$$h_{21} = \left. \frac{I_2}{I_1} \right|_{U_2=0} \quad - \text{коефіцієнт передачі струму при короткому}$$

замиканні вихідного ланцюга;

$$h_{22} = \left. \frac{I_2}{U_2} \right|_{I_1=0} \quad - \text{вихідна провідність при холостому ході}$$

у вхідному ланцюзі.

На практиці вимірювати  $h$  - параметри значно простіше, тому що транзистор в умовах вимірів працює в режимах, близьких до реального. Однак при розрахунку електричних ланцюгів, що містять транзистори, здебільшого використовуються  $Z$  - чи  $Y$  - параметри. Кожна система параметрів чотириполюсника зв'язана між собою, тому параметри однієї системи можна виразити через параметри іншої. На підставі (1.100) можна записати

$$\begin{aligned} I_1 &= \frac{1}{h_{11}} U_1 - \frac{h_{12}}{h_{11}} U_2, \\ I_2 &= \frac{h_{21}}{h_{11}} U_1 - \frac{h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21}}{h_{11}} U_2. \end{aligned} \quad (1.101)$$

Порівняння (1.101) з (1.98) дозволяє визначити  $Y$  - параметри, виражені через  $h$  - параметри, тобто

$$Y_{11} = \frac{1}{h_{11}}, \quad Y_{12} = -\frac{h_{12}}{h_{11}}, \quad Y_{21} = \frac{h_{21}}{h_{11}}, \quad Y_{22} = \frac{h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21}}{h_{11}}.$$

При дослідженні поведінки схем чи транзистора схеми, що містять його, необхідно мати зв'язок параметрів чотириполюсника з елементами еквівалентної схеми. Розглянемо цей зв'язок для параметрів у схемі з загальною базою. При аналізі еквівалентної схеми (див. рис.1.5) в області низьких частот при короткому замиканні на виході одержимо

$$U_{BX} = r_e I_e + I_e r_o - h_{21B} I_e \frac{r_K r_o}{r_K + r_o}. \quad (1.102)$$

Вважаючи, що  $r_K \gg r_{\bar{o}}$ , можна записати

$$h_{11B} = r_e + r_{\bar{o}}(1 - h_{21B}) . \quad (1.103)$$

У режимі холостого ходу ( $I_e = 0$ ) на вхідних затискачах визначимо

$$h_{21B} = \frac{r_{\bar{o}}}{r_{\bar{o}} + r_K} = \frac{r_{\bar{o}}}{r_K} . \quad (1.104)$$

І нарешті,

$$h_{22B} = \frac{1}{r_{\bar{o}} + r_K} \approx \frac{1}{r_K} . \quad (1.105)$$

Аналогічно, виходячи з еквівалентної схеми (див.рис.1.5), можна визначити  $h$  - параметри для схеми з загальним емітером і загальним колектором.

## 1.12. Дрейфовий транзистор

Площинні транзистори в залежності від механізму руху носіїв у базі поділяються на два класи - дифузійні і дрейфові. У дифузійних транзисторах існує рівномірний розподіл домішок у базі, тому при невеликих рівнях інжекції в базі відсутнє електричне поле і неосновні носії поширюються тільки за рахунок дифузії. Дрейфові транзистори мають нерівномірний розподіл домішок у базі, причому концентрація домішок має максимальне значення на межі з емітером і поступово убуває уздовж бази в напрямку до колектора (рис.1.12). Нерівномірний розподіл домішок викликає появу внутрішнього електричного поля. Зупинимось докладніше на механізмі цього явища.

У базі біля емітерного переходу існує область з великою концентрацією електронів, тому з неї електрони починають переміщатися у бік колектора. Однак повного вирівнювання рухливих носіїв не відбувається, тому що переміщення електронів зліва направо приводить до появи некомпенсованого позитивного заряду донорних центрів. Таким чином, усередині базової області виникає електричне поле, що викликає дрейфовий струм, спрямований протилежно дифузійному струму, причому обидва струми врівноважують один одного. Аналогічна картина спостерігається для дифузійного і дрейфового струмів дірок. Напрямок електричного поля таке, що воно гальмує основні носії (електрони) і прискорює неосновні носії (дірки), що рухаються від емітера до колектора. Отже, у базі дрейфового транзистора типу р-п-р носії заряду поширюються за рахунок як дифузії,

так і дрейфу. Чим вище напруженість електричного поля в базі, тим більшу роль грає дрейфовий механізм переміщення носіїв заряду. Підсилити дрейфовий механізм можна при різкій зміні концентрації домішкових атомів у базовій області транзистора.

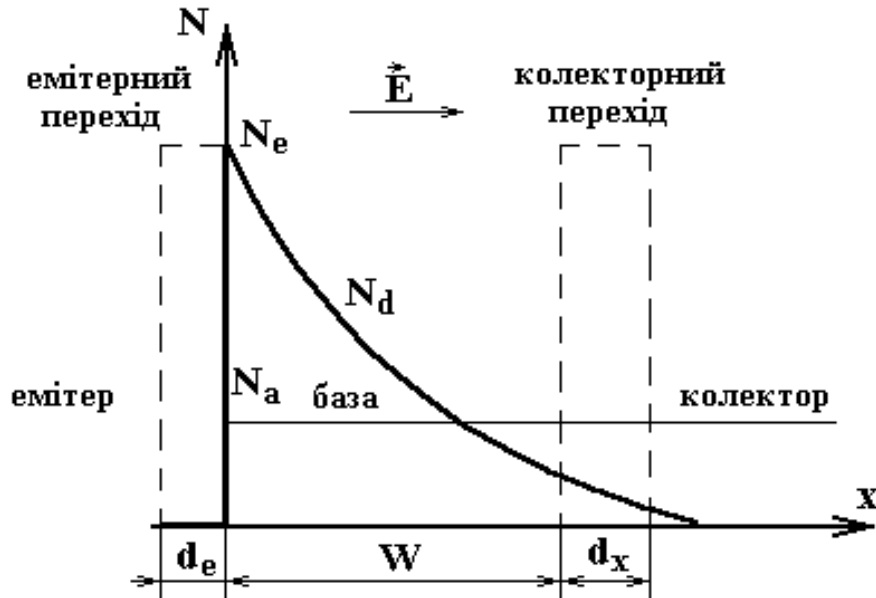


Рис.1.12. Розподіл домішкових атомів у дрейфовому транзисторі

Напруженість внутрішнього електричного поля [5]

$$E_n(x) = -\frac{kT}{qN(x)} \frac{dN(x)}{dx}, \quad (1.106)$$

де  $N(x)$  - концентрація донорних атомів у базі.

Концентрація домішок у базовій області змінюється за експонентним законом

$$N(x) = N_e e^{-x/L_g}, \quad (1.107)$$

де  $N_e$  - концентрація донорів на межі база-емітер;  $L_g$  - довжина дифузії домішки. При значенні координати  $x = W$  (рис.1.12) концентрація донорів  $N_d(W) = N_a$ , тому напруженість постійного електричного поля відповідно до (1.106)

$$E_n = \frac{kT}{qW} \ln\left(\frac{N_e}{N_K}\right). \quad (1.108)$$

При введенні позначення  $a = (1/W) \ln(N_e / N_K)$  (1.108) перетвориться



до вигляду

$$E_n = \frac{kT}{q} a . \quad (1.109)$$

Енергія електронів зростає при їхньому русі в електричному полі від емітера до колектора, що викликає скривлення енергетичних зон у базовій області на енергетичній діаграмі. Запишемо розв'язок рівняння неперервності для дрейфового транзистора (рис.1.13) при граничних значеннях  $p(0) = p_e$  і  $p(W) = 0$  (рис.1.14):

$$p(x) = \frac{p_e e^n}{e^n - 1} \left[ 1 - \frac{qE_n(x-W)}{kT} \right] , \quad (1.110)$$

де  $p_e = p_n e^{qU_{e0}/kT}$  і  $\eta = \frac{qE_n W}{kT} = \ln \frac{N_e}{N_K}$ .

На практиці звичайно виконується умова  $e^n \gg 1$ , тому (1.110) значно спрощується:

$$p(x) = p_e \left[ 1 - e^{-\frac{qE_n(x-W)}{kT}} \right] . \quad (1.111)$$

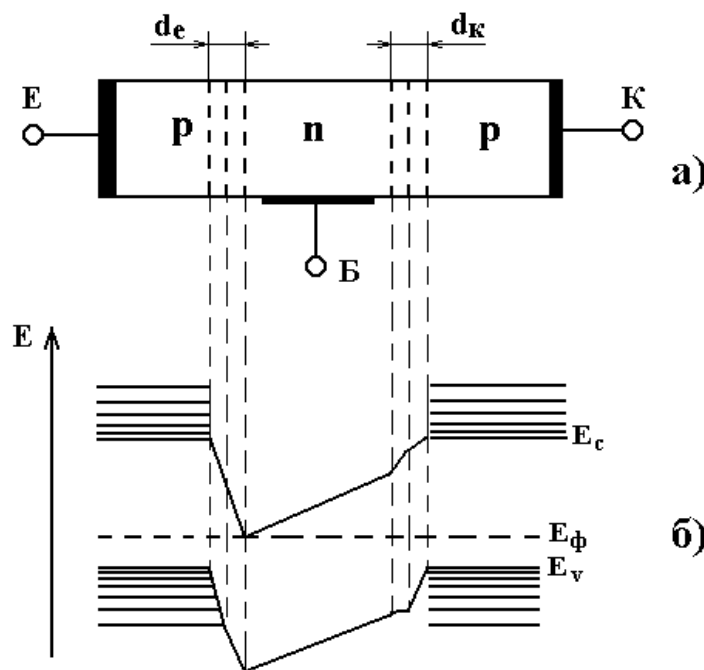


Рис.1.13. Енергетична діаграма дрейфового транзистора

На рис.1.14 відтворено характер зміни концентрації дірок, інжектованих у базу дрейфового транзистора. У більшій частині бази концентрація  $p(x)$  практично постійна і дорівнює  $p_e$ . На межі база-колектор інжектовані дірки під дією електричного поля переходять в область колектора і їхня

концентрація стає рівною нулю.

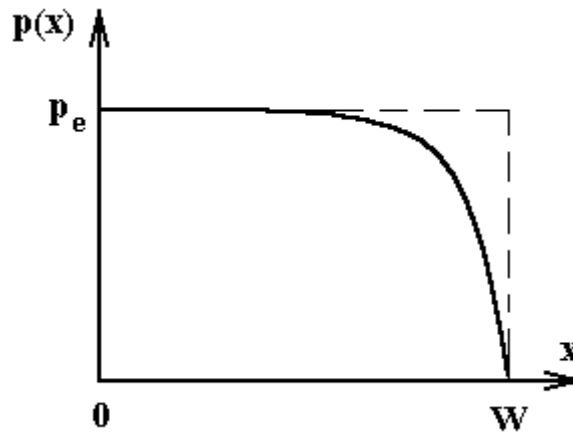


Рис.1.14. Розподіл концентрації інжектованих дірок в базу дрейфового транзистора

Час проходження дірками базової області під дією електричного поля

$$t_n = \frac{W}{v} = \frac{W}{\mu_p E_n} = \frac{qW}{kT a \mu_p} = \frac{W}{a D_p} . \quad (1.112)$$

З іншого боку, час дифузії дірок через базу:  $\tau_g = W^2 / 2D_p$ . Отже,

$$\frac{t_n}{\tau_g} = \frac{2}{aW} . \quad (1.113)$$

Розглянемо вплив електричного поля в базі на параметри транзистора. Ефективність емітера у випадку дрейфового транзистора не залежить від впливу електричного поля бази і визначається за формулою звичайного транзистора (1.39). Однак (1.39) трохи видозмінюється, тому що концентрація носіїв у базі і емітері залежить від координати. Тому в (1.39) підставляють середні значення рухливості і питомої провідності. Відношення часу дрейфу до часу дифузії (1.113) з врахуванням (1.109) перетвориться до вигляду

$$\frac{t_n}{\tau_g} = \frac{2kT}{qE_n W} . \quad (1.114)$$

З (1.114) видно, що в дрейфовому транзисторі неосновні носії проходять базу в  $qE_n W / 2kT$  раз швидше, ніж у звичайному. Це означає, що об'ємна рекомбінація носіїв заряду зменшується в стільки ж раз, тому коефіцієнт переносу [3]

$$\beta = 1 - \frac{1}{2} \left( \frac{W}{L_p} \right) \frac{2kT}{qE_n W} = 1 - \frac{kT}{q} \frac{W}{E_n L_p^2} . \quad (1.115)$$

Гранична частота дрейфового транзистора

$$f_{h_{21B}} = \left( \frac{D_p}{\pi W^2} \right) \left( \frac{qE_n W}{2kT} \right) . \quad (1.116)$$

Як випливає з (1.115) і (1.116), збільшення напруженості електричного поля в базі викликає різке збільшення  $h_{21B}$  і  $f_{h_{21B}}$ . Однак на цьому шляху існують обмеження, що полягають у тім, що по-перше, не враховується дія гальмувального електричного поля на рух дірок. Це поле виникає на невеликій відстані біля межі емітер-база через протилежний знак градієнта концентрації домішок. По-друге, збільшення  $E_n$  приводить до зростання концентрації домішок у базовій області біля емітера, що знижує ефективність емітера і рухливість носіїв заряду в базі.

Поряд з цими недоліками дрейфовий транзистор володіє рядом переваг, одна з яких - можливість створення малих товщин бази за допомогою методу подвійної дифузії. Імовірність проколу бази при цьому зменшується, тому що при збільшенні напруги на колекторі шар об'ємного заряду поширюється в область колектора через те, що концентрація домішок у колекторі набагато менша, ніж у базі. Це дозволило збільшити граничну частоту і частоту генерації дрейфових транзисторів більш ніж на два-три порядки. Ємність колекторного переходу в дрейфових транзисторів також значно менша внаслідок плавного розподілу домішок.

### 1.13. Одноперехідний транзистор

Одноперехідний транзистор - трьохелектродний прилад, у якого є емітерний перехід і два базових виводи. У процесі розвитку змінювалася його назва. Спочатку він називався нитковидним транзистором, потім двобазовим діодом і, нарешті, одноперехідним транзистором. Це відноситься і до технології його виготовленні. Перші зразки являли собою сплавні структури, потім дифузійно-планарні, у даний час одноперехідний транзистор виготовляється за планарно-епітаксійною технологією. Його конструкція схематично зображена на рис.1.15, а.

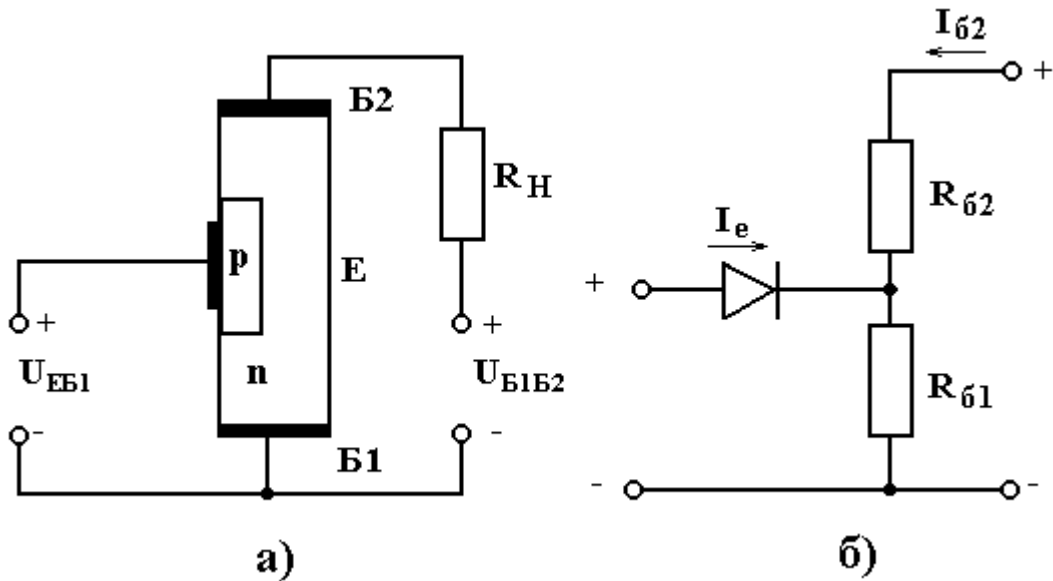


Рис.1.15. Структурна (а) і еквівалентна (б) схеми одноперехідного транзистора

Два омичних базових контакти називаються базою  $B_1$  і базою  $B_2$ , між якими розташований емітерний р-п перехід. Еквівалентна схема одноперехідного транзистора показана на рис.1.15, б. При нормальних умовах роботи електрод  $B_1$  з'єднаний з негативними полюсами джерел постійної напруги, один із яких  $U_{eб1}$  живить ланцюг емітера, а інший  $U_{Б1Б2}$  - ланцюг бази. Опір між  $B_1$  і  $B_2$  позначимо  $R_{ББ}$ , між  $B_2$  і  $E - R_{Б2}$  і між  $E$  і  $B_1 - R_{Б1}$ . Тому що  $R_{Б1}$  і  $R_{Б2}$  увімкнені послідовно, то  $R_{ББ} = R_{Б1} + R_{Б2}$ . Зовнішня напруга  $U_{Б1Б2}$  визначає значення струму, що протікає від  $B_1$  до  $B_2$  і викликає появу напруги в п-області емітерного переходу, що складає п-у частину прикладеної напруги.

Коефіцієнт  $n$  називають внутрішнім коефіцієнтом розподілу, що визначається так [4]:

$$n = \frac{R_{Б1}}{R_{Б1} + R_{Б2}} = \frac{R_{Б1}}{R_{ББ}} . \quad (1.117)$$

Якщо напруга  $U_{eб1} < nU_{Б1Б2}$ , то емітерний перехід зміщений у зворотному напрямку й у ланцюзі емітера протікає лише невеликий зворотний струм насичення. Якщо напруга  $U_{eб1} > nU_{Б1Б2}$  на величину, рівну падінню напруги на емітерному переході, то в п-область приладу інjektуються дірки. У результаті дії електричного поля усередині напівпровідникового матеріалу дірки будуть рухатися в напрямку до електрода  $B_1$ , що збільшує провідність п-області напівпровідника на ділянці від емітера до електрода  $B_1$ . Збільшення струму емітера  $I_e$  сприяє зменшенню напруги на емітері внаслідок росту провідності, що еквівалентно появі ділянки з від'ємним

опором на вольт-амперній характеристиці приладу (рис.1.16, а).

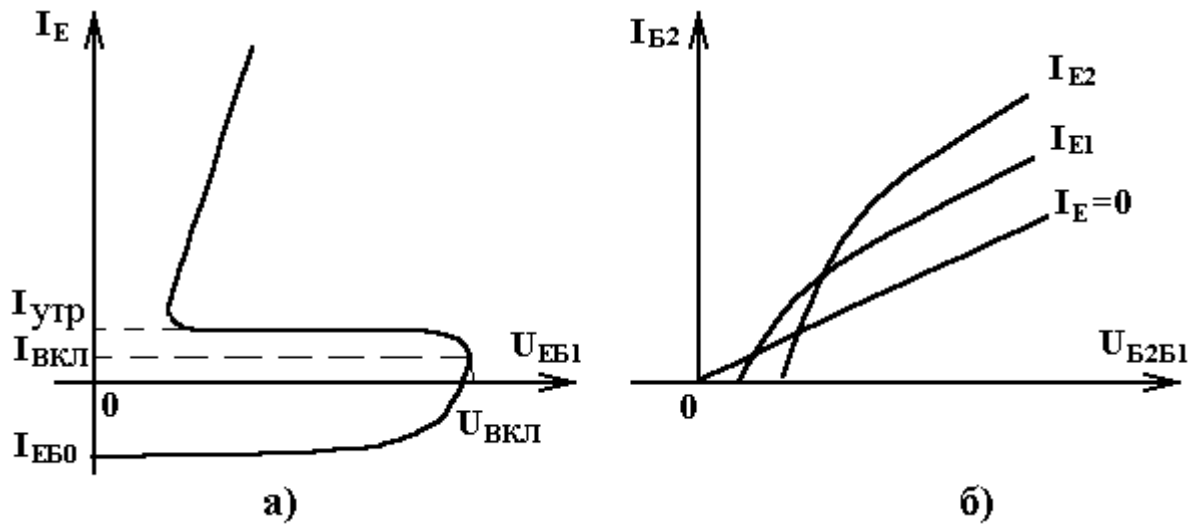


Рис.1.16. Вхідна (а) і вихідні (б) вольт-амперні залежності одноперехідного транзистора

Таким чином, одноперехідний транзистор може знаходитися в двох стійких станах, один з яких - закритий і характеризується великими опорами між різними електродами транзистора, а інший - відкритий і характеризується малими опорами. У відкритому стані прилад знаходиться доти, поки інжекція носіїв заряду через емітерний перехід буде підтримувати в базі надлишкову концентрацію неосновних і основних носіїв заряду, тобто струм емітера буде перевищувати струм вимикання.

Вихідні статичні характеристики являють собою залежності струму через другий базовий вивід від міжбазової напруги при різних значеннях струму емітера (рис.1.16, б). Якщо струм емітера дорівнює нулю, то вихідна характеристика являє собою пряму лінію. При струмах  $I_e$ , відмінних від нуля, вихідні характеристики нелінійні, тому що загальна напруга на емітерному переході залежить від вихідного струму  $I_{B2}$ .

Визначимо коефіцієнт передачі за струмом одноперехідного транзистора. При великих напруженостях електричного поля в базовій області вважаємо, що існують тільки дрейфові струми електронів і дірок, нехтуючи дифузійними струмами. У зв'язку з цим

$$I_{B2} = I_p + I_n = qS(p_n\mu_p + n_n\mu_n)E_n, \quad (1.118)$$

де  $S$  - площа поперечного перерізу бази.

Припустимо, що струм емітера збільшився на величину  $\Delta I_e$ , тоді концентрація дірок зросте на величину  $\Delta p_n$ . Для збереження електричної нейтральності в базову область з омичних контактів повинна ввійти така ж кі-

лькість електронів, тобто  $\Delta n_n = \Delta p_n$ . Отже, можна записати

$$\Delta I_e = qS p_n \mu_p E_n \quad (1.119)$$

і

$$\Delta I_{B2} = qS (\Delta p_n \mu_p + \Delta n_n \mu_n) E_n . \quad (1.120)$$

Коефіцієнт передачі за струмом

$$K_I = \frac{\Delta I_{B2}}{\Delta I_e} = 1 + \mu_n / \mu_p . \quad (1.121)$$

Вважається, що ефективність емітера і коефіцієнт переносу близькі до одиниці, тому що час життя носіїв заряду значно більше часу дрейфу. З (1.121) випливає, що для одержання максимальних значень коефіцієнта передачі за струмом необхідно вибирати базовий матеріал з електронним типом провідності.

У зв'язку з великим обсягом базової області одноперехідні транзистори значно поступаються біполярним за своїми частотними властивостями. Вони використовуються як перемикачі, підсилювачі і генератори.

#### 1.14. Лавинний транзистор

Лавинний транзистор являє собою конструкцію біполярного транзистора, що працює при таких напругах на колекторі, коли виникає ефект ударної іонізації в сильному електричному полі шару об'ємного заряду колекторного р-п переходу. Проаналізуємо механізм роботи лавинного транзистора.

Неосновні носії заряду переміщуються в напрямку до колекторного р-п переходу, який знаходиться під зворотним зсувом, де попадають в область сильного електричного поля. У цій області відбувається прискорення носіїв заряду й у результаті їхньої взаємодії з атомами кристалічної ґратки виникають електронно-діркові пари. Рух електронів і дірок, що виникли в результаті взаємодії зарядів із ґратками, викликає появу нових електронів і дірок, тобто цей процес носить лавинний характер. При збільшенні напруги на колекторному переході розширюється шар об'ємного заряду, збільшується електричне поле, зростає швидкість генерації електронно-діркових пар. При визначеному значенні зворотної напруги, яка називається напругою пробою  $U_{np}$ , коефіцієнт множення неосновних носіїв заряду нескінченно зростає. Тоді протікаючий через р-п перехід струм різко збільшується й обмежується зовнішнім опором. Кількістю неосновних носіїв, які різко зросли в результаті ударної іонізації, можна керувати за допомо-

гою емітерного переходу.

Коефіцієнт множення для різких р-п переходів, що знаходяться під зворотним зсувом має вигляд:

$$M = \left[ 1 - (U / U_{np})^n \right]^{-1}, \quad (1.122)$$

де  $U_{np}$  - пробивна напруга;  $n$  - параметр, значення якого залежить від значення і типу провідності базової області транзисторів. Якщо базова область виготовлена з р-типу германія, то  $4,5 \leq n \leq 6,5$ , а якщо з n-типу,  $n \approx 3$ .

Згідно з (1.122) коефіцієнт передачі за струмом можна записати як [14]

$$h_{21B} = h_{21B0} M = \frac{h_{21B0}}{1 - \left( \frac{U}{U_{np}} \right)^n}, \quad (1.123)$$

де  $h_{21B0}$  - значення коефіцієнта передачі за струмом при дуже низькій напрузі. Це рівняння охоплює значення  $h_{21B} > 1$ .

З (1.123) напруга, при якій  $h_{21B} = 1$ , визначається так [14]:

$$U_{HAC} = U_{np} \sqrt{1 - h_{21B0}}. \quad (1.124)$$

Отже, транзистор, що працює на основі ефекту ударної іонізації, повинний мати найбільш високе і найбільш низьке значення параметра  $n$ . Цій вимозі в більшій мірі відповідають германієві транзистори типу р-п-р.

Розглянемо роботу лавинного транзистора, увімкнутого за схемою, яка показана на рис.1.17, а. Його вольт-амперна характеристика містить ділянки високого, низького і від'ємного опорів (рис.1.17, б). Поява від'ємного опору обумовлена тим, що явище пробою може спостерігатися в двох різних випадках. У першому випадку, коли напруга прикладена між колекторним і базовим електродами, то визначальним процесом є лавинне множення. В другому - напругу прикладено між колекторним і емітерним выводами і, крім лавинного множення, істотну роль відіграє інжекція неосновних носіїв у базову область. Перший випадок характеризується тим, що пробій настає при напрузі  $U_{np}$ , коли коефіцієнт лавинного множення стає рівним нескінченності. В другому - пробій між емітером і колектором виникає при напрузі  $U_{HAC}$ , коли  $h_{21B0} M = 1$ . У схемі, де спостерігається поступовий перехід від першого випадку до другого, спостерігається область від'ємного опору.

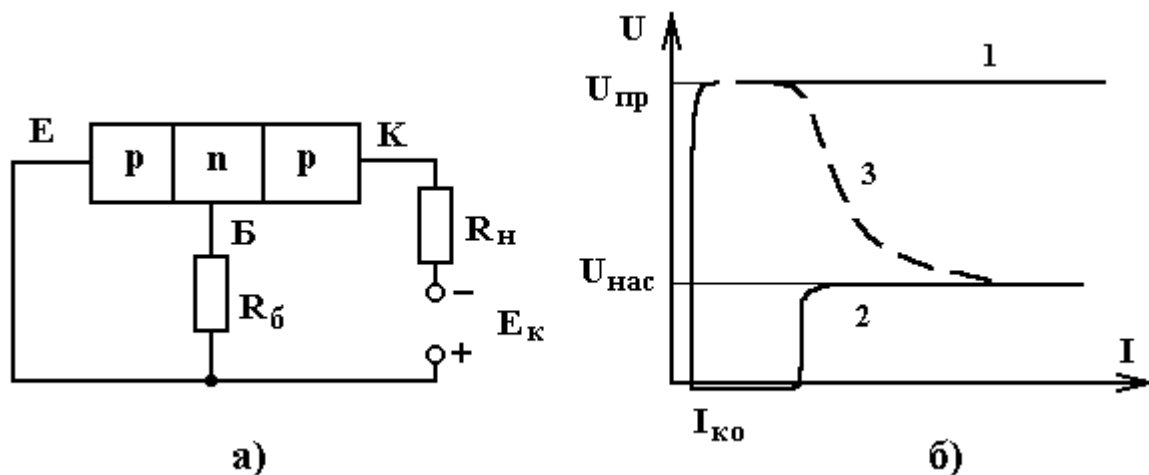


Рис.1.17. Схема вмикання лавинного транзистора (а) і його вольт-амперна характеристика (б)

На рис.1.17, б крива 1 - звичайна вольт-амперна характеристика колекторного переходу, коли напруга прикладена між базою і колектором при розімкненому емітері. Вона описується виразом

$$I_K = MI_{K0} = \frac{I_{K0}}{1 - (U/U_{np})^n} \quad (1.125)$$

Крива 2 представляє зворотну характеристику колектора, коли напруга прикладена між емітером і колектором при розімкненому базовому ланцюзі. Струм колектора

$$I = \frac{I_{K0}M}{1 - h_{21B0}M} \quad (1.126)$$

Поява від'ємного опору в ланцюзі емітер-колектор обумовлена тим, що при малих струмах опір емітерного переходу є значним і частина струму протікає через опір у ланцюзі бази (рис.1.17, а). При досить великих напругах реалізується крива 1 на рис.1.17, б. В області пробивних напруг струм зростає, напруга в ланцюзі емітер-база підвищується й опір емітерного переходу стає меншим в порівнянні з опором бази, що приводить до збільшення струму емітера. Таким чином, крива 3 відхиляється від кривої 1 і асимптотично наближається до кривої 2.

На підставі (1.126) визначається диференціальний опір лавинного транзистора [3]:

$$R_g = \frac{\partial U}{\partial I} = \frac{1 - h_{21B0}M - IM \frac{\partial h_{21B0}}{\partial I}}{\frac{\partial M}{\partial U} (Ih_{21B} + I_{K0})} \quad (1.127)$$



Як видно з (1.127), опір приймає від'ємне значення при виконанні умови

$$M \left[ h_{21B0} + I \frac{\partial h_{21B0}}{\partial I} \right] > 1 . \quad (1.128)$$

Тому що  $I_K = h_{21B} I_e$ , то можна записати

$$h'_{21B} = \frac{\partial I_K}{\partial I_e} = h_{21B} + I_e \left( \frac{\partial h_{21B}}{\partial I_e} \right) . \quad (1.129)$$

Тоді з врахуванням (1.129) вираз (1.128) приймає вигляд [3]

$$h'_{21B} = h_{21B0} M > 1 . \quad (1.130)$$

Існування від'ємного опору в лавинних транзисторах дозволяє використовувати їх як активні елементи в генераторах, підсилювачах, перемикачах і інших пристроях мікроелектроніки. Значний недолік лавинних транзисторів - відносно велике значення залишкової напруги, що приводить до великого розсіювання потужності на транзисторі, а також викликає значні шуми.

### 1.15. Імпульсні характеристики транзисторів

Транзистори широко використовуються як перемикаючі пристрої, тому їхні імпульсні характеристики мають дуже важливе значення. Якщо транзистор підсилює малі імпульсні сигнали, то його робота в цьому режимі практично не відрізняється від режиму роботи при посиленні малих синусоїдальних сигналів. Однак при роботі з великими імпульсними сигналами транзистор може опинитися не тільки в активному режимі, але й у режимах відсічки і насичення.

Розглянемо фізичний механізм процесів, що відбуваються в транзисторі, включеному за схемою з загальною базою, при переключенні емітерного переходу з прямого стану у зворотний. Нехай на емітер поданий імпульс струму в прямому напрямку з наступною зміною його напрямку на зворотний (рис.1.18). У вихідному стані транзистор знаходився в режимі відсічки, при якому емітерний і колекторний переходи зміщені в зворотному напрямку.

Після подачі на емітер імпульсу струму в прямому напрямку струм колектора з'являється не відразу, а через деякий проміжок часу, що складається з часу, необхідного для переміщення неосновних носіїв заряду від емітера до колектора, а також часу, необхідного для перезарядження ба-

р'єрних ємностей ємітерного і колекторного переходів (рис.1.18, б). Інтервал часу між моментом подачі на вхід транзистора імпульсу струму і моментом досягнення вихідним струмом значення, що відповідає 10% його амплітуди, називають часом затримки для біполярного транзистора  $t_3$  [12]. Час установлення струму колектора до  $I_K(t_{HP})$  визначається процесом нагромадження неосновних носіїв у базі (рис.1.18, в).

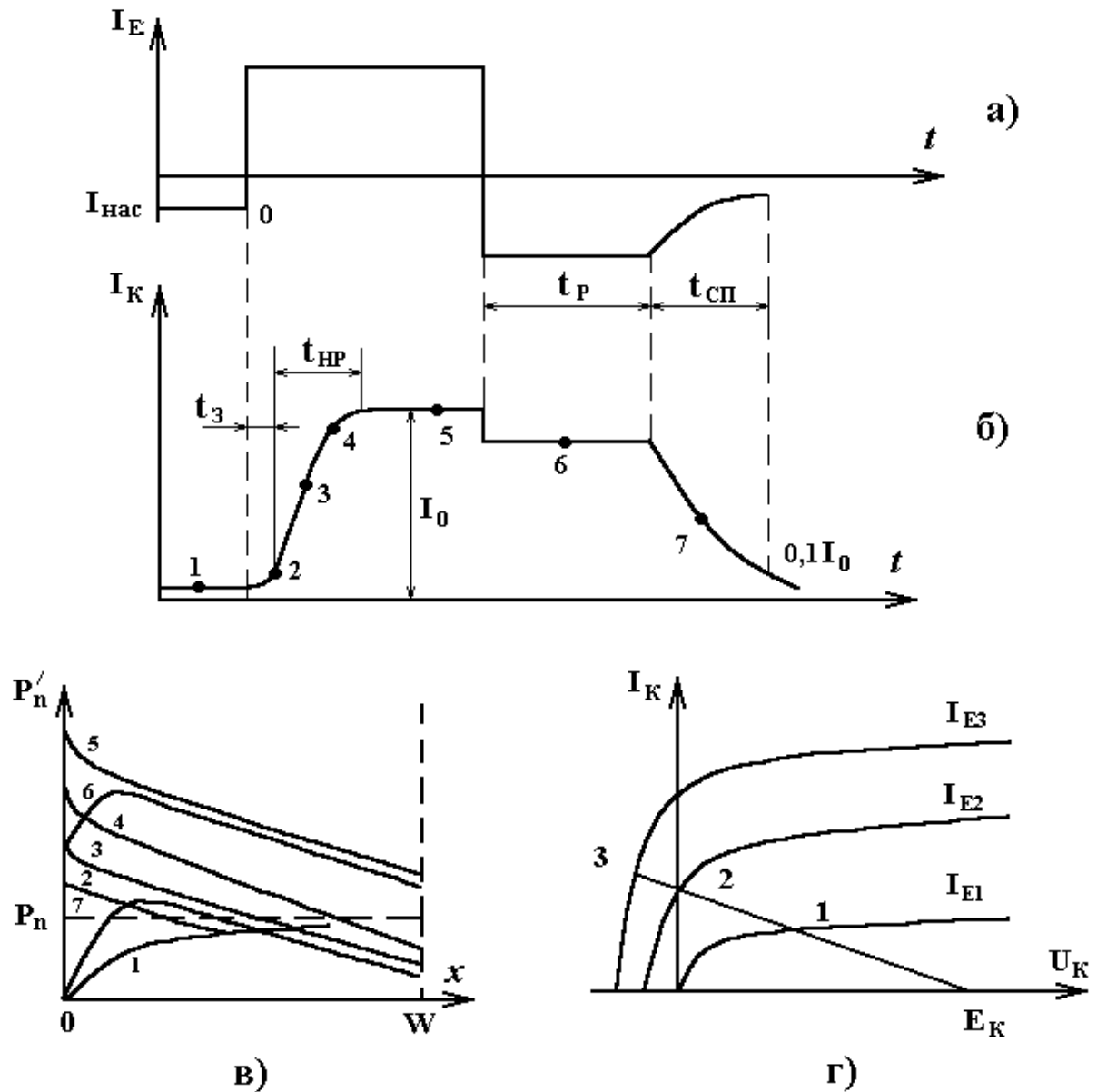


Рис.1.18. Часова діаграма струмів ємітера (а) і колектора (б); розподіл дірок у базі в різні моменти часу (в); зміна робочої точки на вихідних характеристиках (г) [3]

У момент вмикання струм ємітера складається з інжекційного струму і струму через бар'єрну ємність ємітера. В міру перезарядження бар'єрної ємності відбувається зменшення ємнісної і ріст інжекційної складової ємі-

терного струму. Це приводить до збільшення концентрації і градієнта концентрації неосновних носіїв заряду в базі біля емітерного переходу (рис.1.18, в - лінії 2,3). У процесі нагромадження неосновних носіїв заряду зростає градієнт їхньої концентрації біля колекторного переходу, що відповідає збільшенню струму колектора. При великих струмах емітера струм колектора обмежений параметрами вихідного ланцюга. Напруга на колекторному переході

$$U_K = E_K - I_K R_H, \quad (1.131)$$

де  $R_H$  - навантажувальний опір у ланцюзі колектора;  $E_K$  - напруга джерела живлення колектора. Навантажувальна крива, що відповідає (1.131), показана на рис.1.18, г.

Збільшення струму емітера переміщує робочу точку по навантажувальній прямій від точки 1 до точки 3. При значеннях струму колектора

$$I_K = I_H = E_K / R_H \quad (1.132)$$

напруга на колекторі дорівнює нулю (лінія 4 на рис.1.18, в, точка 2 на рис.1.18, г). Подальше збільшення струму емітера практично не викликає збільшення струму колектора, але напруга на колекторі змінює знак, що відповідає вмиканню колекторного переходу в прямому напрямку (див. рис.1.18, г, точка 3).

З фізичної точки зору це означає, що емітер інjektує у базу таку кількість неосновних носіїв заряду, яке колекторний перехід не може витягнути у свою область при заданих значеннях навантажувального опору і напруги джерела живлення. Тому в базовій області біля колекторного переходу різко зростає концентрація неосновних носіїв заряду. Коли вона перевищить значення рівноважної концентрації, транзистор переходить з активного режиму в режим насичення (див. рис.1.18, в - лінія 5). Проміжок часу, протягом якого струм колектора наростає від 10% до 90% його амплітуди, називається часом наростання  $t_{HP}$  для біполярного транзистора (рис.1.18, б) [12]. Проміжок часу, що містить у собі час затримки і час наростання, називають часом вмикання біполярного транзистора. Він залежить від режиму живлення за постійним струмом ланцюга колектора, амплітуди імпульсу прямого струму і частотних властивостей транзистора.

При перемиканні емітера з прямого напрямку в зворотний починається процес розсмоктування неосновних носіїв заряду, накопичених у базі. У момент переключення струм колектора стрибкоподібно зменшується на невелику величину в результаті зміни полярності спад напруги на опорі пасивної області бази. При прямому струмі емітера спад напруги на опорі пасивної області бази складається з напругою джерела живлення колекто-

ра, а при зворотному - віднімається, що приводить до зменшення струму колектора. Протягом часу розсмоктування концентрації неосновних носіїв у базі біля емітера і колектора дуже значні, тому опори цих переходів зворотного струму дуже малі. Значення зворотних струмів у цьому випадку визначаються опорами зовнішніх ланцюгів. Доти, поки концентрації неосновних носіїв біля емітера і колектора не зменшаться до нуля в процесі розсмоктування, зворотні струми через відповідні переходи будуть залишатися постійними.

Після того як концентрація нерівноважних носіїв заряду біля колекторного переходу зменшиться до нуля, струм колектора почне зменшуватися в результаті зменшення градієнта концентрації неосновних носіїв у базі. Час, протягом якого струм колектора зменшиться до 10% його амплітуди, називають часом спаду  $t_{СП}$ . Проміжок часу між моментом подачі на вхід транзистора перемикаючого імпульсу і моментом, коли струм колектора досягне 10% його амплітудного значення, називає часом вимикання  $t_{ВИК}$  біполярного транзистора. Час вимикання залежить від амплітуди імпульсу прямого вмикального струму емітера, частотних властивостей транзистора, параметрів зовнішніх ланцюгів колектора.

Аналогічну часову діаграму (рис.1.18, б) має струм колектора при роботі транзистора, увімкненого за схемою з загальним емітером.

Для поліпшення імпульсних властивостей транзистора необхідно зменшувати час життя неосновних носіїв заряду, що здійснюється шляхом введення в кристал напівпровідника домішок, що створюють рекомбінаційні пастки. Однак найбільш перспективний метод підвищення швидкодії транзистора - шунтування колекторного переходу діодом Шоттки, у якому при прямому зсуві відсутня інжекція неосновних носіїв заряду і їхнє нагромадження.

## 1.16. Шуми в транзисторах

Транзистори, як і напівпровідникові діоди, мають власні шуми, що являють собою безладні коливання струму і напруги на виході при відсутності сигналу на вході. Шуми в транзисторах характеризуються коефіцієнтом шуму [12]

$$F = \frac{(P_{СИГ} / P_{Ш})_{ВХ}}{(P_{СИГ} / P_{Ш})_{ВИХ}}, \quad (1.133)$$

де  $P_{СИГ}$  - потужність сигналу;  $P_{Ш}$  - потужність шуму. Коефіцієнт шуму показує, як погіршується відношення сигнал-шум через власні шуми транзистора. В ідеальному випадку  $F = 1$ . При визначенні коефіцієнта шуму в децибелах (1.133) приймає вигляд

$$F = 10 \lg \frac{(P_{СИГ} / P_{Ш})_{ВХ}}{(P_{СИГ} / P_{Ш})_{ВЫХ}} . \quad (1.134)$$

Шумові властивості транзистора описуються за допомогою шумових еквівалентних схем, що дозволяють зв'язати джерела шумів з коефіцієнтом шуму (рис.1.19). У цьому випадку генератори шумів, що вмикаються в еквівалентний ланцюг, відображають визначені фізичні процеси, що створюють шуми. Проходження струму через емітерний ланцюг викликає появу дробових шумів, ЕРС яких

$$\bar{U}_{gpe}^2 = 2qI_e r_e^2 \Delta f . \quad (1.135)$$

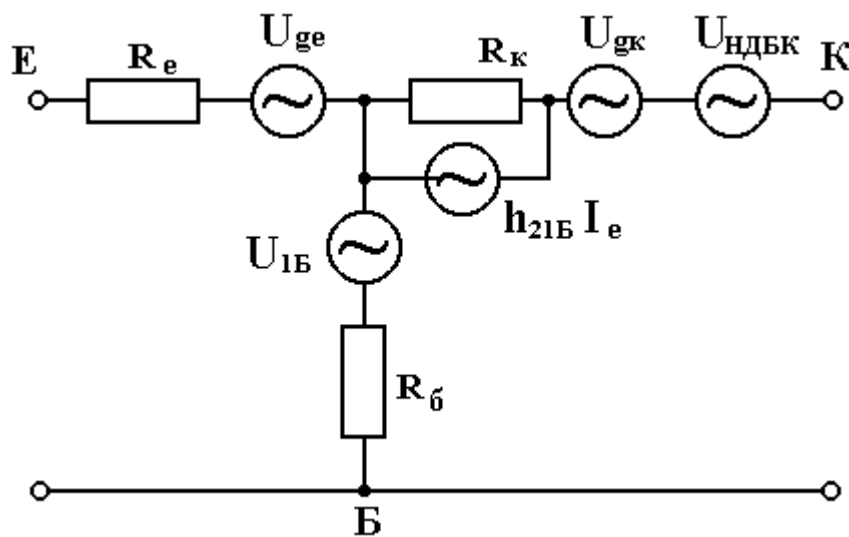


Рис.1.19. Шумова еквівалентна схема транзистора

Аналогічним чином визначимо ЕРС дробових шумів у ланцюзі колектора:

$$\bar{U}_{gpK}^2 = 2qI_K r_K^2 \Delta f . \quad (1.136)$$

ЕРС теплових шумів, зв'язаних з активним опором базової області,

$$\bar{U}_{TB}^2 = 4kTr_b \Delta f . \quad (1.137)$$

У ланцюзі колектора крім дробових шумів існують ще надлишкові шуми, ЕРС яких [12]

$$\bar{U}_{НАДЛ}^2 = C(U_K)^a (U_K / I_K)^b f^{-1} , \quad (1.138)$$

де  $c$  - коефіцієнт, що залежить від матеріалу й обробки поверхні;  $a$  і  $b$  - показники ступеня, значення яких лежать у межах 1,2...1,8.

Шумові властивості транзистора залежать від режиму його роботи і частоти. Як видно з (1.135) і (1.138), шуми зростають зі збільшенням струму емітера і напруги на колекторі. При напругах на колекторі, близьких до напруги пробою, коефіцієнт шуму транзистора різко збільшується через ефект ударної іонізації атомів напівпровідника. На рис.1.20 показана залежність коефіцієнта шуму від частоти.

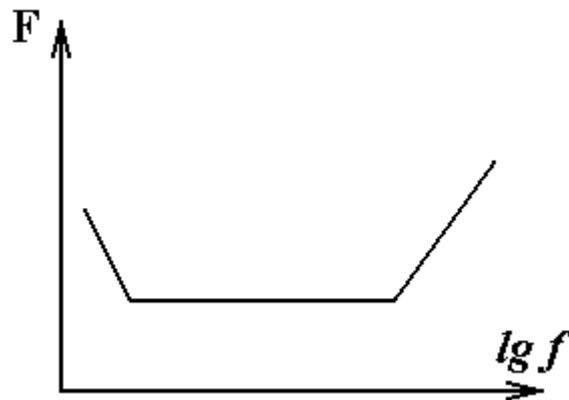


Рис.1.20. Залежність коефіцієнта шуму транзистора від частоти

При збільшенні частоти (в області її невеликих значень) коефіцієнт шуму знижується через зменшення надлишкових шумів, потім у визначеному діапазоні частот він залишається постійним. Це зв'язано з тим, що в цій області частот коефіцієнт шуму визначається дробовими і тепловими шумами. На високих частотах коефіцієнт шуму зростає через зменшення значень коефіцієнта передачі за струмом і збільшення шумів струморозподілу. Поліпшення стану поверхні напівпровідника знижує надлишкові шуми транзистора.

### Контрольні питання

1. Як відбувається підсилення напруги і потужності в транзисторі?
2. Чому транзистор, увімкнутий за схемою з загальною базою, не викликає посилення за струмом?
3. Поясніть, у чому принципове розходження розв'язування рівняння неперервності для постійних і змінних сигналів.
4. Як визначається коефіцієнт передачі за струмом транзистора, увімкненого за схемою з загальною базою?
5. У чому складається розходження в поняттях ефективності емітера і колектора?
6. Поясніть з фізичної точки зору залежність коефіцієнта передачі за струмом  $h_{21B}$  від зміни струму емітера.
7. Як виникає зворотний зв'язок між вихідним і вхідним ланцюгами транзистора?

8. Що таке модель біполярного транзистора?
9. Вкажіть особливості модифікованої моделі Еберса - Молла.
10. У чому складається відмінність модифікованої моделі Еберса-Молла від моделі Гуммеля - Пуна?
11. Поясніть причину появи дифузійного опору бази.
12. Чому виникає зрушення фаз між струмом емітера і колектора в транзисторі?
13. Дайте визначення граничної і максимальної частот генерації транзистора.
14. Чому схема включення транзистора з загальним емітером реалізує найбільше підсилення за потужністю?
15. Як впливає зміна температури на час життя носіїв заряду в електронному і дірковому напівпровідниках, що використовуються як базовий матеріал транзистора?
16. Чим розрізняються поняття граничної і межевої частот для транзистора?
17. Чому транзистор представляють у вигляді чотирьохполюсника?
18. Поясніть недоліки  $Z$  і  $Y$  параметрів чотирьохполюсника, що описує поведінку транзистора.
19. Як утворюється електричне поле в базі дрейфового транзистора?
20. Як впливає електричне поле в базі на параметри дрейфового транзистора?
21. Чому в одноперехідному транзисторі виникає від'ємний диференціальний опір?
22. Охарактеризуйте механізм роботи лавинного транзистора.
23. При яких умовах виникає від'ємний диференціальний опір у лавинному транзисторі?
24. Зобразіть часову діаграму залежності струму колектора при перемиканні емітерного переходу з прямого стану в зворотний для транзистора, увімкненого за схемою з загальною базою. Поясніть фізичні процеси, що відбуваються при цьому.
25. Поясніть причини виникнення шумів у транзисторі і нарисуйте його шумову еквівалентну схему.

## 2. ІНДУКТИВНИЙ ЕФЕКТ У БІПОЛЯРНИХ ТРАНЗИСТОРАХ

Робота транзистора в реальних умовах залежить від фізичних процесів, що відбуваються як в активній, так і в пасивній частині базової області. Особливо зростає роль пасивної частини базової області при високих рівнях інжекції. У зв'язку з цим, були проаналізовані теоретичні передумови, що дозволяють визначити електричне поле в базовій області з врахуванням її пасивної частини. Знання напруженості електричного поля в базовій області транзистора дозволяє визначити спад напруги на ній. У результаті розв'язку рівняння перенесення одержуємо значення концентрацій носіїв струму, що визначають струми через переходи і базу транзистора. Таким чином, знаючи змінні струми і напруги, можна визначити повні вхідні і вихідні опори, на підставі яких знайдемо значення індуктивності і добротності транзистора.

### 2.1. Основи фізичних явищ

Виникнення індуктивних властивостей у транзисторних структурах зв'язано з кінцевою швидкістю руху носіїв струму в базі транзистора. Сигнал, прикладений до емітера, не може з'явитися в колекторі, поки носії струму дифундують через базу, результатом чого є запізнення в часі, яке називається часом переходу.

Розглянемо розподіл дірок в області бази при високому рівні інжекції (рис.2.1). Якщо тепер до емітера прикласти імпульс напруги, то відбудеться раптове зростання щільності дірок в емітерному переході, що сприяє негайному протіканню струму слідом за прикладенням цього імпульсу. З графіка, зображеного на рис.2.2, видно, що залежність напруги і струму емітера нагадує залежність струму і напруги в ланцюзі з паралельного включення опору і ємності.

З аналізу струму, що перетинає перехід база-колектор (див. рис.2.1), випливає, що після того, як імпульс прикладений до емітера, щільність дірок у колекторного переходу зростає, безупинно наближаючись до свого рівноважного значення. Вигляд кривої колекторного діркового струму показаний на рис.2.2, б. Відповідно до рисунка, залежність струму колектора від напруги емітера нагадує залежність струму від напруги в послідовному ланцюзі з опору й індуктивності.

Ця модель дає якісну картину виникнення індуктивності в транзисторі, однак вона не враховує електричного поля в базовій області, створеного в результаті високого рівня інжекції, зарядних ємностей переходів, розподіленого опору бази, зміни ширини колекторного переходу і т.д.

Для одержання кількісних співвідношень і більш точної моделі виник-



нення індуктивності в транзисторі необхідно розглянути процеси переносу носіїв заряду в базовій області транзистора з врахуванням зазначеного.

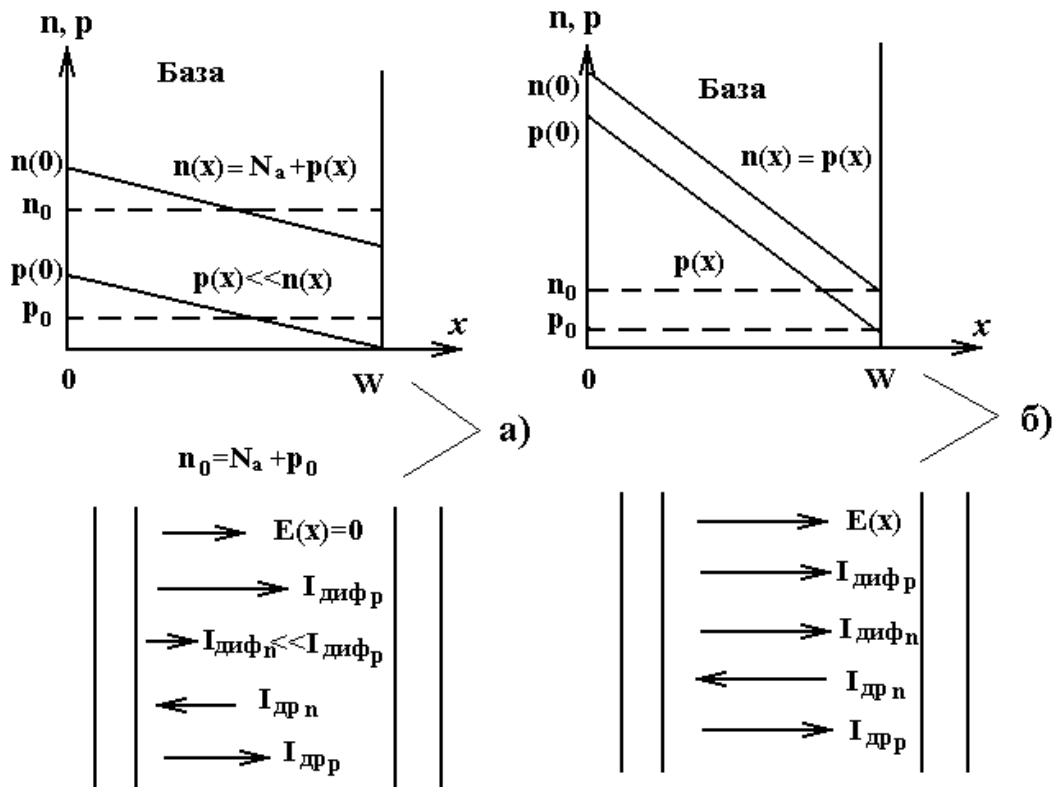


Рис.2.1. Розподіл концентрацій носіїв заряду і струмів у базовій області транзистора при низькому (а) і високому (б) рівнях інжекції

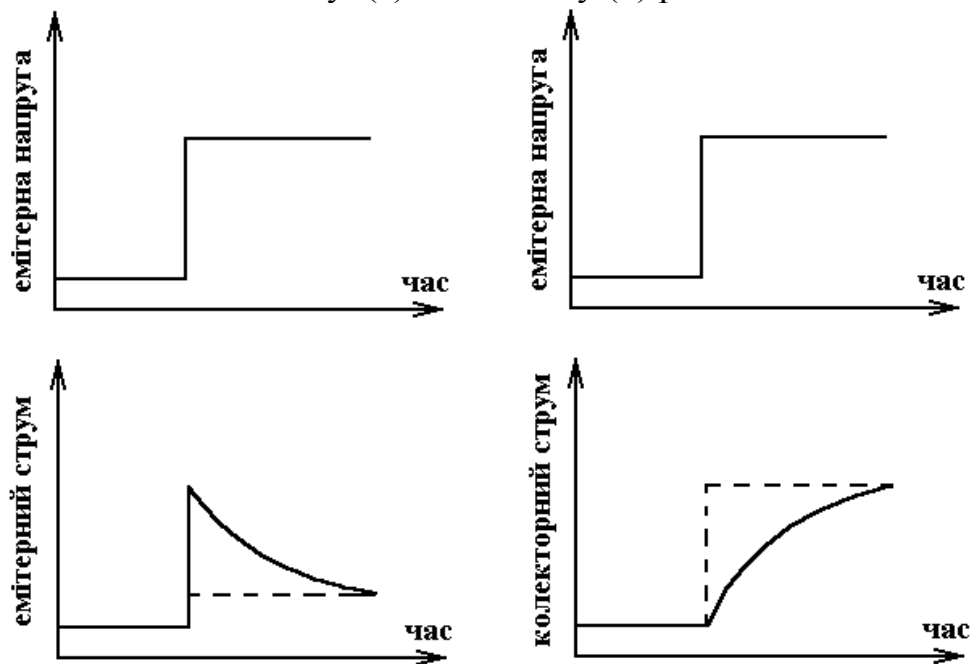


Рис.2.2. Залежність від часу емітерної напруги і емітерного струму (а), емітерної напруги і колекторного струму (б)

Насамперед визначимо, при яких струмах варто враховувати ефект високого рівня інжекції. При  $W = 10 \mu\text{м}$ ,  $D_p = 44 \text{ см}^2/\text{с}$ ,  $N_d = 10^{14} \text{ см}^{-3}$  і  $q = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ Кл}$  одержуємо щільність струму  $j = 0,7 \text{ А/см}^2$ , а для площі емітера  $S_e = 10^{-3} \text{ см}^2$  емітерний струм  $I_e = 0,7 \text{ мА}$ . Цей приклад показує, що явища, зв'язані з високим рівнем інжекції, необхідно враховувати вже при порівняно малих струмах. Можна рекомендувати як умовну межу для низькочастотних малопотужних бездрейфових транзисторів струм емітера порядку  $0,5 \dots 1 \text{ мА}$  [13]. Найбільш важливі при високому рівні інжекції ефекти [7, 20], які обумовлені:

- а) об'ємними опорами, особливо тими з них, що викликають витиснення струму;
- б) об'ємним зарядом рухливих носіїв;
- в) модуляцією провідності бази, що викликає зменшення ефективності емітера;
- г) виникненням індуктивних властивостей на затискачах транзистора в динамічному режимі.

Одним з негативних явищ, що супроводжують ефект високого рівня інжекції, є відтиснення струму інжекттованих неосновних носіїв до краю емітера. Полягає воно в наступному. В міру зростання струмів у транзисторі базовий струм збільшується швидше, ніж струм емітера, тому що  $h_{21B}$  знижується з ростом  $I_e$ , тому підсилюється спад напруги в базі, обумовлене протіканням радіально спрямованого дрейфового електродного струму бази в конструкціях транзистора з кільцевою базою. Дрейфове електричне поле, спрямоване радіально від центральної осі структури, відтискує струм неосновних носіїв, що рухаються до колектора в напрямку до зовнішнього краю емітера. У цих областях щільність струму підвищується. При дуже високих щільностях струму практично тільки зовнішня кільцева область інжекттує носії з визначеною ефективною площею емітера, значно меншою, ніж його дійсна площа. Виникає мовби самозамикання внутрішньої області емітера. Відповідно до аналізу, проведеному Флетчером [7], ефект відтискування стає більш помітним зі збільшенням щільності струму, зменшенням ступеня легування, товщини бази і коефіцієнта передачі струму. Внаслідок ефекту відтискування в області підвищених щільностей струмів високий рівень інжекції настає раніш. Для ослаблення ефекту відтискування необхідно при заданій загальній поверхні емітера одержати якнайбільшу площу емітуючої області і якнайменшу відстань від емітера до електрода бази. Ці умови можна виконати, створюючи спеціальні структури транзисторів: смужкові, кільцеві, у яких концентричні кільця емітера і бази чергуються, і для режимів роботи при дуже великих струмах – гребінчасті.

Ефект відтискування супроводжується цілою низкою інших додаткових явищ: посиленням поверхневої рекомбінації, що приводить до змен-

шення коефіцієнта переносу; при посиленні ефекту відтискування - збільшенням струму носіїв, що рухаються в напрямку до поверхні через витиснення лінії струму до зовнішніх областей емітера; збільшенням у 1,5...3 рази дифузійної ємності емітера в порівнянні зі значенням, що впливає з однієї моделі транзистора; зниженням (частковим) граничних частот при високих щільностях струмів через те, що носії заряду повинні проходити великий дифузійний шлях від краю емітера до краю колектора. І нарешті, у міру збільшення частоти сигналу базовий струм зростає і, отже, підсилюється тенденція до відтискування струму й в умовах протікання змінного струму, навіть при малих постійних струмах бази.

При високих рівнях інжекції ефекти, обумовлені об'ємним зарядом, виникають усередині і біля збідненого шару переходу база-колектор, де рівень легування виявляється найнижчим. Потік рухливих носіїв через збіднений шар колекторного переходу збільшує щільність об'ємного заряду з боку бази і зменшує з боку колектора. Таким чином, існує тенденція зсуву збідненого шару в напрямку до колектора, що веде до розширення бази і збідненого шару колекторного переходу.

Хоча в транзисторі, виготовленому за допомогою подвійної дифузії, рівні легування бази перевищують відповідні рівні легування колектора, концентрації рухливих носіїв у базі також перевищують відповідні величини в колекторі, так що значні нелінійності в цій області можуть бути приблизно при тих же струмах, при яких відбувається розширення бази і збідненого шару. У цьому випадку розподіл поля, час життя неосновних носіїв і провідність у базовій області стають залежними від струму.

Таким чином, навіть у ретельно сконструйованому і виготовленому транзисторі умови настільки невизначені, що неможливо зі скільки-небудь прийнятною точністю оцінити зазначені ефекти розрахунковим шляхом. Ці ефекти піддаються тільки якісному аналізу, і в цьому плані поведіння транзистора відповідає даному опису [7, 20].

## **2.2. Теоретичні передумови визначення електричного поля в базовій області**

Наближення Вебстера [27] не можна використовувати для визначення електричного поля в базовій області транзистора. Дійсно, у транзисторі типу р-п-р струм проходить через обидва переходи і переноситься в основному дірками, тому  $\vec{j}_n \ll \vec{j}_p$  в подовжньому напрямку, що цілком припустимо. Але уздовж поперечного шляху, для якого  $\vec{j}_p$  також мала, немає ніяких підстав думати, що  $\vec{j}_n = 0$ . Крім того, це наближення не може бути цілком розширене на режим за змінним струмом, тому що дві складові струму, що визначають  $\vec{j}_n$  (дифузія і провідність) розрізняються за фазою.

Ідею визначення електричного поля в базовій області транзистора з того факту, що  $div \vec{j} = 0$  і база квазинейтральна, висловили Ебнер і Грей [21]. Ці два припущення є основою біполярної теорії. Для одномірного випадку  $div \vec{j} = 0$ , а це означає сталість щільності струму  $j = j_n + j_p = const$ . Головні риси теорії Ебнера - Грея можна сформулювати в такий спосіб:

а) при високому рівні інжекції струм подвоюється, електронним струмом зневажаємо тільки поблизу емітерного переходу:

$$I_e = qS_e D_p \left( 1 + \frac{p_e}{n_e} \right) [\nabla p]_e \sim -2qD_p S_e [\nabla p]_e .$$

Якщо емітер легований досить сильно ( $\sim 10^{19}$  1/см<sup>3</sup>), нехтування електронним струмом буде справедливе аж до високих рівнів інжекції;

б) спад напруги в базовій області визначається лінійним інтегралом  $\int Edl$ . Напруга на ділянці бази від емітерного переходу до базового контакту [19]

$$U_{es} = \frac{kT}{q} \frac{b-1}{b+1} \ln \frac{p_e + k'(n_0 - p_0)}{p + k'(n_0 - p_0)} \sim \frac{b-1}{b+1} U_e$$

де  $k' = b/(b+1)$ ;  $U_e$  - напруга на емітерному переході.

Для транзистора n-p-n величину  $b$  заміняємо  $1/b$ . Отже, використовуючи параметр  $m$  Ебнера - Грея, можна записати

$$\text{p-n-p} \quad \frac{b-1}{b+1} = m, \quad k' = \frac{b}{b+1} = \frac{1}{2}(1+m),$$

$$\text{n-p-n} \quad \frac{b-1}{b+1} \rightarrow \frac{1/b-1}{1/b+1} = -m, \quad k' \rightarrow \frac{1}{2}(1-m);$$

в) спад напруги на ділянці бази від емітера до колектора [19]

$$U_{eK} = \int_{l_e}^{l_K} \frac{I(l)dl}{S(l)q[\mu_p p(l) + \mu_n n(l)]} + \frac{kT}{q} \frac{b-1}{b+1} \ln \frac{p_e + k'(n_0 - p_0)}{p_K + k'(n_0 - p_0)} .$$

Даний вираз складається з двох доданків, один з яких - омичний спад напруги, а інше - об'ємна дифузійна напруга.

Істотний недолік біполярної теорії Ебнера - Грея за визначенням напруженості електричного поля в базовій області - відмовлення від розгляду базового струму, що приводить до незастосовності отриманих результатів

до реальних транзисторів.

Однак робота транзистора в реальних умовах залежить від фізичних процесів, що відбуваються як в активній, так і в пасивній частині базової області. Особливо зростає роль пасивної частини базової області при високих рівнях інжекції. Тому біполярну теорію за визначенням електричного поля необхідно розширити на всю базову область транзистора. У цьому випадку необхідно вирішувати тривимірну задачу, що дуже складно.

Без рішення даної задачі проблема полегшується використанням наступної важливої властивості, справедливої для будь-якого замкнутого контуру в базовій області [19]:

$$\oint (\vec{J} / \sigma) d\vec{l} = 0 , \quad (2.1)$$

яке є прямим наслідком умови квазинейтральності бази. Квазинейтральність бази підтримується в кожен момент часу, коли його інтервал більший часу діелектричної релаксації.

Рівняння (2.1) дозволяє визначити спад напруги в базовій області транзистора. Асиметрія для р-п-р і п-р-п транзисторів залишається в силі, і параметр  $m$ , що характеризує високий рівень інжекції, є присутнім у результатах.

### 2.3. Визначення повного опору базової області

Розгляд фізичних процесів у базовій області транзистора в динамічному режимі при високих рівнях інжекції зв'язано з визначенням фізичного механізму виникнення індуктивних властивостей і кількісною оцінкою індуктивності. Для цього необхідно визначити повний опір вхідного ланцюга транзистора, що складається з повного опору емітерного переходу і повного базового опору, на підставі розв'язку спільних рівнянь, що характеризують поведінку носіїв у базі транзистора. Такими рівняннями є біполярні рівняння перенесення і рівняння поля.

Запишемо рівняння перенесення носіїв струму в базовій області:

$$\frac{\partial [p(\vec{r}, t)]}{\partial t} = G' - R' - (\mu_a \vec{J} / \sigma) \nabla p + \nabla (D_a \nabla p) , \quad (2.2)$$

де  $G'$  і  $R'$  - доданки, що визначають генерацію і рекомбінації носіїв струму в базовій області;  $\vec{J}$  - щільність загального струму;  $n, p$  - концентрація відповідно нерівноважних електронів і дірок у базовій області;

$\mu_a = \frac{\mu_n \mu_p (n - p)}{\mu_n n + \mu_p p}$  - коефіцієнт рухливості носіїв струму при біполярному дрейфі;

$D_a = \frac{D_n D_p}{D_p p + D_n n} = \frac{2b}{b+1} D_p$  - коефіцієнт дифузії при біполярному дрейфі.

Для розв'язання використовуємо функцію Гріна [1, 2]. З її допомогою в інтегральній формі записується розв'язок диференціального рівняння (2.2). Структура планарного транзистора типу р-п-р із указівкою струмових шляхів показана на рис.2.3.

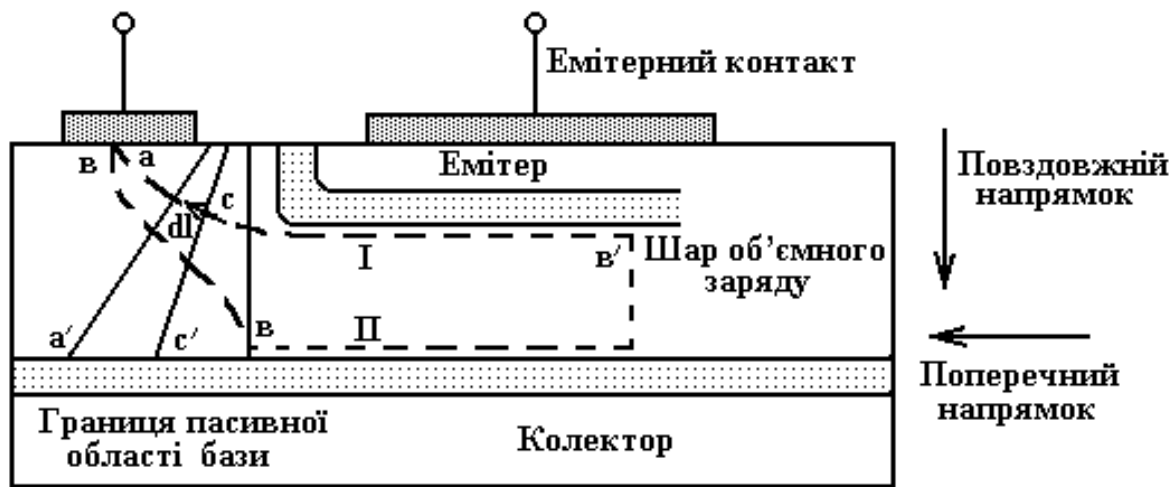


Рис.2.3. Структура транзистора з зображенням струмових шляхів [19]

Будемо вважати, що прикладена напруга складається з постійної складової, на яку накладається мала змінна складова і  $qU_{e1} / kT \ll 1$ . Таким чином,

$$p(\vec{r}, t) = p_0(\vec{r}) + p_1(\vec{r}, \omega) e^{j\omega t}, \quad (2.3)$$

де  $p_0(\vec{r})$ ,  $p_1(\vec{r}, \omega)$  - концентрація дірок, обумовлена відповідно постійною і змінною напругою.

Після підстановки (2.3) рівняння (2.2) для змінного струму запишемо так [19]:

$$\frac{\partial}{\partial t} [p_1(\vec{r}, \omega)] = i\omega p_1(\vec{r}, \omega) + \frac{p_1(\vec{r}, \omega)}{\tau(\vec{r})} + \frac{\mu_a(\vec{r})}{\sigma(\vec{r})} J_0(\vec{r}) \nabla p_1(\vec{r}, \omega) - \nabla [D_a(\vec{r}) \nabla p_1(\vec{r}, \omega)] \quad (2.4)$$

Розв'язок (2.4) з урахуванням щільності змінних струмів на межі емітера і колектора має вигляд

$$p_1(\vec{r}, \omega) = -\frac{b}{(b+1)q} I_{e1}(\omega) G^0(\vec{r}, \vec{l}_e, i\omega) + 1/q I_{K1}(\omega) G^0(\vec{r}, \vec{l}_K, i\omega) . \quad (2.5)$$

Залежність напруженості електричного поля в базовій області від координат і часу визначається з рівняння для щільності струму, що складається з дифузійної і дрейфової складових:

$$\vec{J} = q \left[ D_n \nabla n - D_p \nabla p \right] + q(\mu_n n + \mu_p p) E_n . \quad (2.6)$$

Отже, напруженість електричного поля після підстановки відповідних значень у (2.5):

$$E_n(\vec{r}, \omega) = \frac{kT}{q} \left( -\frac{b-1}{b+1} \nabla \left[ \frac{p_1(\vec{r}, \omega)}{p_0(\vec{r}) + k'(n_0 - p_0)} \right] + \frac{1}{qD_p(b+1)} \left[ \frac{\vec{J}_1(\vec{r}, \omega)}{p_0(\vec{r}) + k'(n_0 - p_0)} \right] - \frac{\vec{J}_0(\vec{r})}{qD_p(b+1)} \left[ \frac{p_1(\vec{r}, \omega)}{(p_0(\vec{r}) + k'(n_0 - p_0))^2} \right] \right) . \quad (2.7)$$

На підставі (2.5) і (2.7) одержимо повний опір активної частини базової області [19]:

$$Z_B = \frac{kT}{q^2 D_p (b+1)} \int_e^K \frac{dl}{S(\vec{l}) [p_0(\vec{l}) + k'(n_0 - p_0)]} - \frac{I_e k T b}{q^3 D_p (b+1)^2 G^0(\vec{l}_K, \vec{l}_K, i\omega)} \times \int_e^K \frac{G^0(\vec{l}, \vec{l}_e, i\omega) G^0(\vec{l}_K, \vec{l}_K, i\omega) - G^0(\vec{l}, \vec{l}_K, i\omega) G^0(\vec{l}_K, \vec{l}_e, i\omega)}{(p_0(\vec{l}) + k'(n_0 - p_0))^2 S(\vec{l})} dl . \quad (2.8)$$

У (2.8) перший член визначає опір активної області бази за постійним струмом, а другий - опір цієї ж області, промодульований змінним струмом.

Таким чином, спільний розв'язок рівняння переносу і рівняння поля при високому рівні інжекції дозволили визначити в загальному вигляді повний опір активної частини базової області транзистора, виражений через функції Гріна.

## 2.4. Визначення індуктивності базової області

Для одержання кількісних співвідношень, що визначають зв'язок індуктивності базової області з іншими параметрами транзистора, скористаємося одномірною функцією Гріна для високого рівня інжекції [19]:

$$G^0(l, l', i\omega) = \frac{ch[(W-l)/L'_a]ch(l/L'_a)}{S(D_a/L'_a)sh(W/L'_a)}, \quad (l > l'), \quad (2.9)$$

$$G^0(l, l', i\omega) = \frac{ch[(W-l')/L'_a]ch(l/L'_a)}{S(D_a/L'_a)sh(W/L'_a)}, \quad (l < l'), \quad (2.10)$$

де  $L'_a = L_a/(1+i\omega\tau)$ ,  $L_a = (D_a\tau)^{1/2}$ ,  $S = S_e$ ,  $\tau$  - час життя носіїв заряду.

Чотири функції Гріна в (2.8) можна замінити однією гібридною функцією Гріна  $sh[h(W-l)]/SD_a h \cdot ch(hW)$ .

З урахуванням цього значення (2.7) перетвориться до вигляду [19]

$$Z_B = \frac{kT}{qI_e} \frac{2}{b+1} \left( \frac{1}{W} \int_0^W \frac{p_{e0} - p_{K0}}{p(l) + k'(n_0 - p_0)} dl - \frac{1}{hW^2 ch(Wh)} \times \right. \\ \left. \times \int_0^W \frac{sh[h(W-l)(p_{e0} - p_{K0})]^2}{[p(l) + k'(n_0 - p_0)]^2} dl \right), \quad (2.11)$$

де  $h = 1/L'_a = (1+i\omega\tau)^{1/2}/(D_a\tau)^{1/2}$ .

Значення концентрації дірок, обумовлених постійною напругою,  $p_0(l)$  можна представити у вигляді лінійного розкладання (рис.2.4):

$$p_0(l) = (p_{e0} - p_{K0})[(W-l)/W] + p_{K0}. \quad (2.12)$$

Підставивши (2.12) у (2.11) і розклавши гіперболічну функцію в ряд зі збереженням перших членів розкладання, запишемо (2.11) у такий спосіб:

$$Z_B = \frac{kT}{qI_e} \frac{2}{b+1} \left( \frac{1}{W} \int_0^W \frac{p_{e0} - p_{K0}}{(p_{e0} - p_{K0}) \frac{W-l}{W} + p_{K0} + k'(n_0 - p_0)} dl - \frac{1}{hW^2 \left(1 + \frac{1}{2} h^2 W^2\right)} \times \right. \\ \left. \times \int_0^W \frac{h(W-l)[p_{e0} - p_{K0}]^2}{\left[(p_{e0} - p_{K0}) \frac{W-l}{W} + p_{K0} + k'(n_0 - p_0)\right]^2} dl \right) \quad (2.13)$$

Розглянемо окремо розв'язування першого і другого інтегралів (2.13), при цьому введемо такі позначення і нову змінну інтегрування:



$$p_{e0} - p_{K0} = a, \quad p_{K0} + k'(n_0 - p_0) = b_0, \quad W - l = x. \quad (2.14)$$

Таким чином, розв'язок першого інтеграла (2.13) можна представити у вигляді

$$\int_0^W \frac{p_{e0} - p_{K0}}{(p_e - p_{K0}) \frac{W-l}{W} + p_{K0} + k'(n_0 - p_0)} dl = \int_0^W \frac{a}{\frac{a}{W}x + b_0} = W \ln \frac{p_{e0} + k'(n_0 - p_0)}{p_{K0} + k'(n_0 - p_0)}. \quad (2.15)$$

Значення другого інтеграла (2.13)

$$\begin{aligned} & \int_0^W \frac{h(W-l)[p_{e0} - p_{K0}]^2}{\left[ (p_{e0} - p_{K0}) \frac{W-l}{W} + p_{K0} + k'(n_0 - p_0) \right]^2} dl = \\ & = \int_0^W \frac{a^2 hx}{\frac{a}{W}x + b_0} = W^2 h \left[ \ln \frac{p_{e0} + k'(n_0 - p_0)}{p_{K0} + k'(n_0 - p_0)} - 1 \right]. \end{aligned} \quad (2.16)$$

Підстановка (2.15) і (2.16) у (2.12) дозволяє перетворити цей вираз до вигляду

$$Z_B = \frac{kT}{qI_e} \frac{2}{(b+1)} \left[ \ln \frac{p_{e0} + k'(n_0 - p_0)}{p_{K0} + k'(n_0 - p_0)} - \frac{\ln \frac{p_{e0} + k'(n_0 - p_0)}{p_{K0} + k'(n_0 - p_0)}}{1 + \frac{1}{2} h^2 W^2} \right]. \quad (2.17)$$

Перепишемо (2.17) після підстановки значення  $h$ :

$$Z_B = \frac{kT}{qI_e} \frac{2}{(b+1)} \left[ 1 + \frac{\frac{1}{2} [(1 + i\omega\tau)W^2 / D_a\tau] \left( \ln \frac{p_{e0} + k'(n_0 - p_0)}{p_{K0} + k'(n_0 - p_0)} - 1 \right)}{1 + \frac{1}{2} (1 + i\omega\tau)W^2 / D_a\tau} \right]. \quad (2.18)$$

За умови  $\omega\tau \gg 1$  (2.18) можна спростити:

$$Z_B = \frac{kT}{qI_e} \frac{2}{(b+1)} \left[ 1 + \frac{i\omega L_B / r_1}{1 + i\omega(L_B / r_2)} \right], \quad (2.19)$$

де

$$L_B = r_1(W^2 / 2D_a) \left[ \ln \frac{p_{e0} + k'(n_0 - p_0)}{p_{K0} + k'(n_0 - p_0)} - 1 \right], \quad (2.20)$$

$$r_1 = \frac{kT}{qI_e} \frac{2}{(b+1)}, \quad (2.21)$$

$$r_2 = r_1 \left[ \ln \frac{p_{e0} + k'(n_0 - p_0)}{p_{K0} + k'(n_0 - p_0)} - 1 \right]. \quad (2.22)$$

Таким чином, (2.18) описує електричний ланцюг, що складається з паралельного з'єднання індуктивності  $L_B$  й опору  $r_2$  (рис.2.5). Моделювання фізичних процесів у базовій області за допомогою такої конфігурації електричного ланцюга для р-п структури описане в [23]. Однак у даному випадку значення елементів описуються іншими формулами, тому що розглянуті процеси в р-п-р структурах. Формула індуктивності для дрейфового транзистора визначається з (2.20) з урахуванням впливу убудованого електричного поля на коефіцієнт  $D_a$ , отже [10],

$$L_{БДР} = \frac{kT}{qI_e} \frac{1}{b} \left( \frac{W^2}{2D_p} \right) (1 + a_M a_E L_p^2) \left[ \ln \frac{p_{e0} + k'(n_0 - p_0)}{p_{K0} + k'(n_0 - p_0)} - 1 \right], \quad (2.23)$$

де  $a_M = \frac{1}{W} \ln \frac{D_{pK}}{D_{pe}}$  - фактор рухливості носіїв,

$a_B = \frac{1}{W} \ln \frac{N_{de}}{N_{dK}}$  - фактор електричного поля в базі.

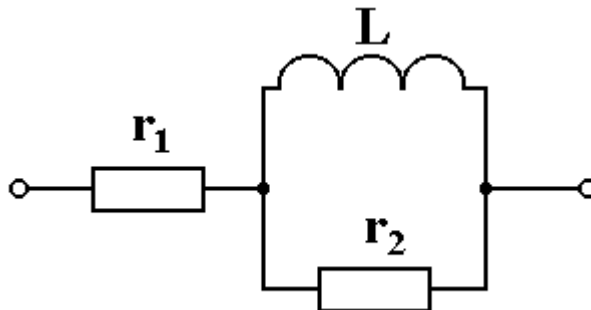


Рис.2.5. Еквівалентна схема індуктивного опору транзистора

## 2.5. Аналіз фізичних процесів

Проаналізуємо отримані вирази (2.20) і (2.23). Повний опір базової області буде мати індуктивний характер у тому випадку, якщо  $\ln \frac{p_{e0} + k'(n_0 - p_0)}{p_{k0} + k'(n_0 - p_0)} > 1$ . Критичне значення концентрації неосновних носіїв (дірки) стосовно основних (електрони) буде визначатися в такий спосіб:

$$p_{e0} = 2,56n_0 . \quad (2.24)$$

Рівняння (2.20) можна спростити:

$$L_B = r_1 \frac{W^2}{2D_a} \left[ \frac{qU_S}{kT} - 1 \right] , \quad (2.25)$$

де

$$\ln \frac{p_{e0} + k'(n_0 - p_0)}{p_{k0} + k'(n_0 - p_0)} = \frac{qU_S}{kT} .$$

Величина  $L_B$  буде мати позитивне значення за умови  $\frac{qU_S}{kT} > 1$ . Таким чином, спад постійної напруги  $U_S$  на базовій області буде дорівнювати температурному потенціалу  $kT/q$ , що при кімнатній температурі досягає 0,026 В. Збільшення струму емітера, що істотно перевищує значення струму інверсії (струм, при якому ємнісний характер повного опору стає індуктивним), сприяє зменшенню індуктивності і ККД пристрою. Аналіз (2.24) дозволяє сформулювати вимоги до напівпровідникового матеріалу, який повинен мати великий питомий опір. Це приводить до низьких значень струму інверсії.

Отже, існує можливість керування індуктивністю транзистора як електричним, так і технологічним шляхом. Уведення додаткового інжектуючого р-п переходу створює передумови для керування електричним полем у базовій області транзистора. Розглянемо, як це відбувається. Інжектвані дірки створюють надлишковий позитивний заряд біля емітера, що підвищує напруженість електричного поля між емітером і колектором. У свою чергу це поле викликає дрейфовий потік основних носіїв - електронів в напрямку до емітера. Таким чином, відбувається наростання щільності електронів біля емітера, що прагне компенсувати заряд інжектваних дірок і електричне поле. Стійкий стан досягається тоді, коли збільшення щільності заряду стає достатнім для того, щоб створювати електричне поле такого значення, коли воно здатне зробити розподіл електронів майже однаковим за формою з розподілом дірок.

Однак це ще не усе. Тому що в базі є градієнт щільності електронів, цілком можливий електронний потік від емітера до колектора в результаті дифузії. Щоб підтримати розподіл електронів у стійкому стані, ця можливість дифузії повинна компенсуватися можливістю дрейфу в протилежному напрямку внаслідок наявності електричного поля.

Отже, незважаючи на те, що електронний струм у базі всюди дорівнює нулю, електричне поле в базі створює дірковий дрейфовий струм, що сприяє дірковому дифузійному струму. Тому загальний дірковий струм виявляється більшим, ніж обчислений один тільки дифузійний струм.

Додання змінного сигналу в цих умовах приводить до зміни в часі кількості носіїв заряду в кожній локальній області бази, що, у свою чергу, приводить до перебудови електричного поля в базі. Безумовно, дані процеси інерційні стосовно процесу зміни напруги на емітерному р-п переході. Спад напруги на р-п переході встановлюється за інтервал часу, у багато разів менший часу життя дірок у базі (принаймні на порядок) [9]. Тривалість процесу зміни опору бази, обумовленого перерозподілом носіїв заряду, також менший часу життя  $\tau$ , однак він значно більший часу встановлення напруги на р-п переході [9]. Відставання зміни заряду в базі від напруги сприймається на зовнішніх затискачах як індуктивна реакція.

Індуктивний опір у залежності від частоти буде зростати доти, поки час проходження бази неосновними носіями стане порівняним з періодом прикладених коливань. Подальше збільшення частоти приводить до того, що концентрація неосновних носіїв у базі не встигає слідувати за зміною граничних значень змінного струму, що викликає зменшення індуктивності.

Таким чином, індуктивні властивості транзистора виявляються у визначеній області частот, коли виконується умова  $\omega\tau > 1$ . З підвищенням частоти напруга, при якій ємнісні властивості транзистора переходять в індуктивні, зміщується у бік менших значень (рис.2.6). Аналогічна картина спостерігається і при збільшенні температури (рис.2.7).

При великих частотах прикладеного змінного сигналу в області бази відбувається зростання об'ємного позитивного заряду, утвореного дірками, що за період прикладених коливань не встигають дійти до колекторного переходу. У цьому випадку інжекцію неосновних носіїв необхідно зменшити на величину концентрації дірок, затриманих у базі, для збереження умов електричної нейтральності бази. Це можна зробити за рахунок зменшення прямого струму емітерного переходу, що викликає зниження значень напруги, при якому ємнісні властивості транзистора переходять в індуктивні. З підвищенням температури від від'ємних до позитивних значень зростає концентрація неосновних носіїв заряду в області бази. Це є як би додатковим інжектуючим механізмом, тому для підтримки електричної нейтральності бази необхідно зменшити інжекцію неосновних носіїв з емітерного переходу, що сприяє зниженню значень інверсної напруги.

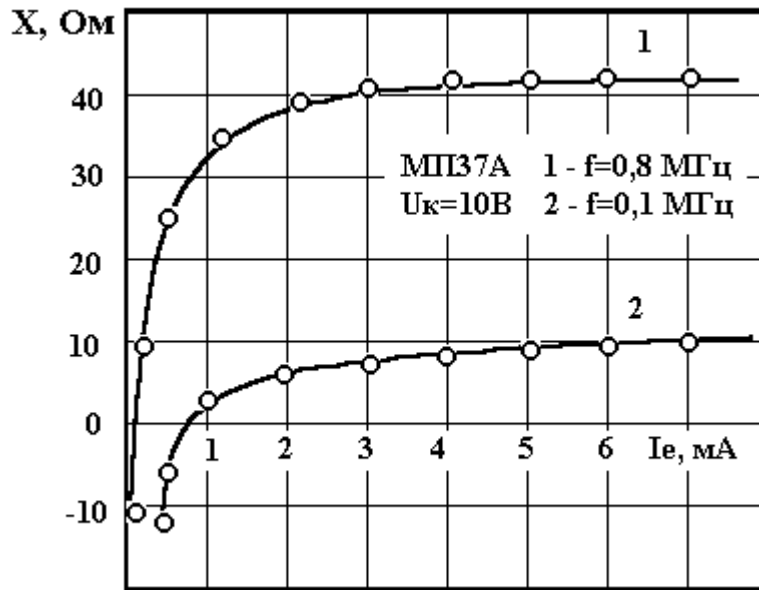


Рис.2.6. Експериментальні залежності реактивної складової повного опору від зміни струму

Індуктивність зменшується за експонентним законом зі збільшенням прикладеної до переходу емітер-база постійної напруги. Це викликано тим, що електричне поле в базі, що виникає при високому рівні інжекції, впливає на струм дірок, що рухаються від емітера до колектора аналогічно тому, як це спостерігається в дрейфовому транзисторі. Однак між інжекційним полем і вбудованим полем дрейфового транзистора є істотне розходження. При високому рівні інжекції електричне поле в базі і дрейфовому компенсуючому струмі, також виникають внаслідок неоднорідного розподілу концентрації основних носіїв, однак причина зміни концентрації основних носіїв - сильна інжекція неосновних зарядів. Тому як кількість інжектованих носіїв, так і зміна їхнього розподілу в часі впливає на електричне поле в базі. Інжекційне поле прискорює рух неосновних носіїв від емітера до колектора, що приводить до зменшення індуктивності.

Зі збільшенням товщини бази дифузійна довжина неосновних носіїв стає порівнянною з товщиною бази, що сприяє посиленню процесів рекомбінації і збільшенню часу проходження бази, а це викликає зростання індуктивності.

Збільшення напруженості вбудованого електричного поля дрейфового транзистора приводить до більш швидкого руху носіїв заряду від емітера до колектора, що зменшує індуктивність.

Залежність індуктивності від температури має складний характер. В області низьких температур ( - 40 ... +40 °C) її значення пропорційне  $1/T^4 l^{aT}$ , а в області високих температур (40 ... 100 °C) -  $T^2 / l^{aT}$ .

Інша можливість керування значенням індуктивності - уведення другого електрода в базову область. Зміна постійної напруги, прикладеної до ба-

зових виводів, буде гальмувати чи прискорювати рух носіїв заряду через цю область, а це викликає зміну значень індуктивності.

$I_{ин}, \text{мА}$

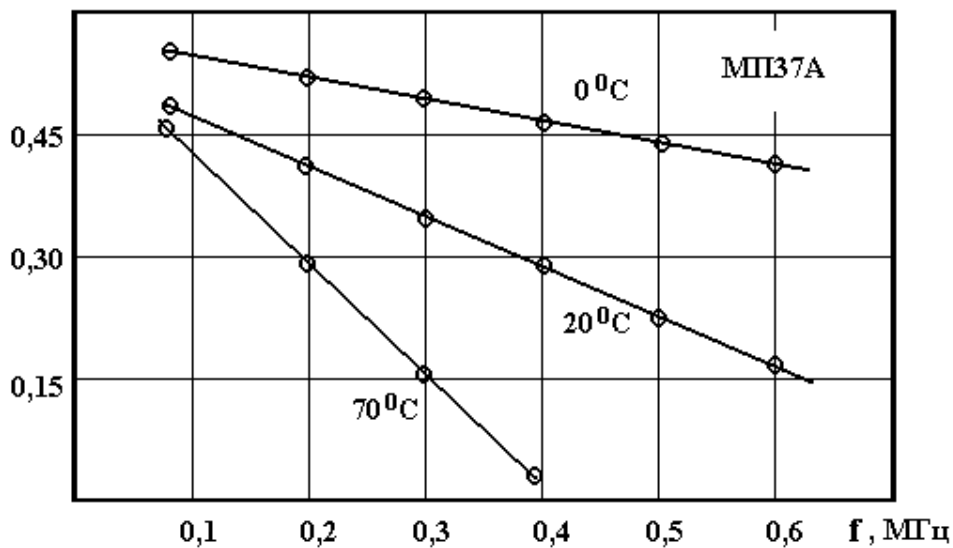


Рис.2.7. Експериментальні залежності струму інверсії від зміни частоти

Дана теоретична модель виникнення індуктивності в транзисторі не враховує впливу зовнішніх параметрів, не пов'язаних безпосередньо з процесами переносу носіїв заряду. До них відносяться бар'єрні ємності емітерного і колекторного переходів, індуктивності виводів, паразитні ємності. Безумовно, зовнішні параметри впливають на індуктивність, що виникає в результаті переносу носіїв в області бази, а це необхідно враховувати. Зробити це можна на підставі розрахунку індуктивності виходячи з повної еквівалентної схеми транзистора.

Таким чином, фізичний механізм виникнення індуктивних властивостей у динамічному режимі зв'язаний із запізнюванням у часі зміни концентрації неосновних носіїв заряду стосовно змінної напруги, що визвали їхню інжекцію в базову область, у результаті дифузійного механізму і впливу на них інжекційного електричного поля.

Теоретичний аналіз індуктивного ефекту дозволив установити аналітичну залежність індуктивності від параметрів транзистора, напівпровідникового матеріалу, що показав лінійну залежність від товщини бази і спаду напруги на ній і зворотну від струму емітера і коефіцієнта двополярної дифузії.

На підставі теоретичного аналізу сформульовані такі вимоги до конструкції індуктивних елементів з оптимальними параметрами:

- а) необхідно вибрати високоомний базовий матеріал для забезпечення малих струмів, при яких виявляються індуктивні властивості;
- б) як неосновні носії використовувати дірки;
- в) товщина бази повинна бути досить великою ( $W \approx L_p$ ).

## Контрольні питання

1. Які ефекти виникають у біполярних транзисторах при високому рівні інжекції?
2. Чому необхідно враховувати процеси в пасивній частині базової області при високому рівні інжекції?
3. Як визначається повний опір базової області транзистора?
4. Які складові визначають повний опір базової області транзистора?
5. Зобразіть еквівалентну схему повного опору базової області транзистора при високому рівні інжекції.
6. При яких умовах за постійним струмом можливий індуктивний характер опору транзистора?
7. Як здійснюється керування індуктивністю транзистора за допомогою електричного режиму?
8. Поясніть залежність індуктивності транзистора від частоти.
9. Поясніть фізичний механізм виникнення індуктивних властивостей транзистора.
10. Сформулюйте вимоги до конструкції індуктивного транзистора.

### 3. ТИРИСТОРИ

Тиристор - напівпровідникова структура, що містить більше двох р-n переходів, із двома стійкими станами, один з яких відкритий, а інший - закритий. У відкритому стані тиристор має невеликий опір і через нього протікає великий струм, у закритому - великий опір і малий струм. Робота тиристора, що одержав свою назву від слова тиратрон, заснована на тих же принципах, що і робота біполярного транзистора. Завдяки своїм чудовим властивостям мати два стійких стани при низькій потужності розсіювання в цих станах, тиристор широко застосовується в якості перемикаючих і керуючих пристроїв як у слабкострумовій, так і потужнострумовій електроніці.

#### 3.1. Діодні тиристори

Діодний тиристор, що також називається динистором, являє собою чотиришарову р-n-p-n структуру (рис.3.1, а), що містить три послідовно з'єднаних р-n переходи:  $\Pi_1$ ,  $\Pi_2$ ,  $\Pi_3$ . Омичний контакт до зовнішнього р-шару називають анодом, а такий же контакт до зовнішнього n-шару – катодом. Для аналізу процесів, що відбуваються в р-n-p-n структурі, Молл [13] запропонував розглядати цю структуру у вигляді з'єднання двох транзисторів р-n-p і n-p-n типів, що мають загальний колектор (рис.3.1,б).

Розглянемо процеси, що відбуваються в тиристорі, при подачі на анод позитивного потенціалу, що відповідає подачі на нього прямої напруги. У цьому випадку переходи  $\Pi_1$  і  $\Pi_3$  зміщуються в прямому напрямку, тому їх називають емітерними, а перехід  $\Pi_2$  зміщений у зворотному напрямку, тому він називається колекторним. Відповідно до цього така структура містить дві емітерні області (n- і р-емітери) і дві базові області (р- і n-бази). Оскільки колекторний перехід ( $\Pi_2$ ) зміщений у зворотному напрямку, то велика частина прикладеної напруги падає на ньому, тому ділянка 1 вольт-амперної залежності тиристора (рис.3.1, в) майже відповідає зворотній гілці вольт-амперної характеристики звичайного р-n переходу. Збільшення напруги між анодом і катодом викликає зростання прямих напруг на переходах  $\Pi_1$  і  $\Pi_2$ . Електрони, інжектвані емітерним переходом  $\Pi_3$ , попадають у р-базу, що проходять шляхом дифузії, і потім електричним полем колекторного переходу  $\Pi_2$  перекидаються в n-базу. Наступне просування електронів по структурі обмежується невеликої висоти потенційним бар'єром емітерного переходу  $\Pi_1$ . Тому частина електронів у n-базі утворює від'ємний об'ємний заряд, що знижує висоту потенційного бар'єра емітерного переходу  $\Pi_1$ , що приводить до збільшення інжекції дірок з р-n переходу  $\Pi_1$ . Інжектвані дірки дифундують до переходу  $\Pi_2$ , і його електричним полем перекидаються в р-базу. Подальше їхнє просування утруд-



нене через вплив невеликого потенційного бар'єра емітерного переходу  $\Pi_3$ . Тому відбувається нагромадження дірок у р-базі біля межі р-п переходу  $\Pi_3$ , що створює надлишковий позитивний заряд, що сприяє подальшому збільшенню інжекції електронів з n-області емітерного переходу  $\Pi_3$ . Таким чином, у приладі виникає зворотний позитивний зв'язок за струмом: збільшення струму через перехід  $\Pi_1$  викликає збільшення струму через перехід  $\Pi_3$ .

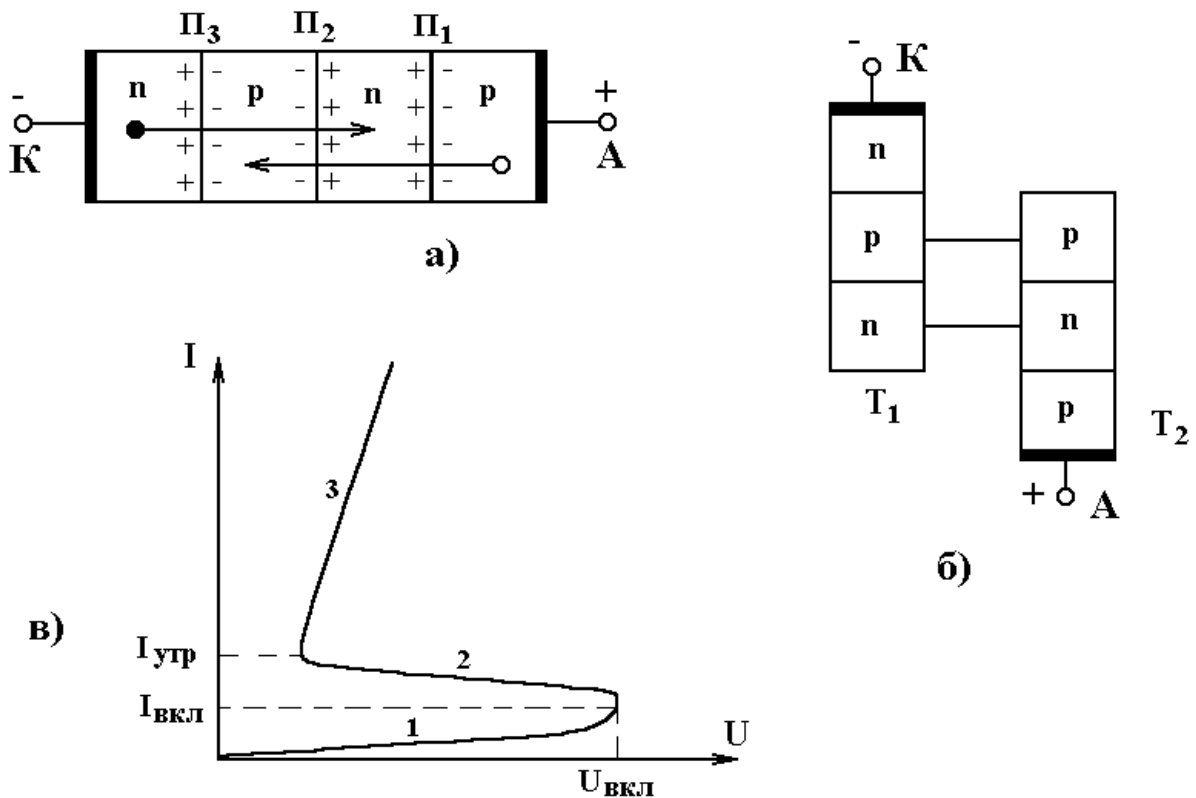


Рис.3.1. Структура (а), двотранзисторна модель (б) і вольт-амперна характеристика (в) діодного тиристора

Нагромадження надлишкових основних носіїв заряду в базових областях створює додаткову напругу, що прагне змістити колекторний перехід  $\Pi_2$  у прямому напрямку. Тому подальше збільшення струму через прилад приводить до зменшення напруги замикання, на переході  $\Pi_2$ . Висота його потенційного бар'єра зменшується до значень, що відповідають включенню  $\Pi_2$  у прямому напрямку; струм через тиристор обмежується опором навантаження і напругою джерела живлення. Таким чином, чотиришарова р-п-р-п структура при подачі прямої напруги може знаходитися в двох стійких станах: закритому і відкритому. Закритому стану тиристора відповідає великий опір і малі струми на вольт-амперній характеристиці (рис.3.1, в) він характеризується ділянкою 1. Відкритому стану (рис.3.1, в) відповідає ділянка 3 вольт-амперної характеристики. Він характеризується малим опором і великими струмами, які проходять через прилад. Ділянка 2

вольт-амперної залежності відповідає від'ємному диференціальному опору, при цьому стан приладу нестійкий.

У відкритому стані тиристор буде знаходитися доти, поки колекторний перехід буде працювати в режимі прямого зсуву. При зменшенні струму, що протікає через тиристор, до значень, менших  $I_{УТР}$  відбувається перерозподіл напруг на випрямлювальних переходах,  $\Pi_1$  і  $\Pi_3$ , що приводить до зсуву в зворотному напрямку переходу  $\Pi_2$ , і тиристор переходить у закритий стан. У зв'язку з цим можна сказати, що утримувальний струм тиристора - мінімальний струм, необхідний для підтримки тиристора у відкритому стані [24].

### 3.2. Робота діодного тиристора у відкритому стані

У відкритому стані  $(h_{21B1} + h_{21B2}) > 1$ , що відповідає тому, що велика частина носіїв заряду, інжектованих з емітерних областей, доходить до колекторного переходу. До колекторного переходу  $\Pi_2$  дифундує така велика кількість неосновних носіїв заряду, що якби перехід  $\Pi_2$  не був зміщений у прямому напрямку, то вони викликали б струм, що у  $(h_{21B1} + h_{21B2})I_A$  перевищив  $I_A$ , що порушило б умови неперервності струму [13].

Розглянемо процеси, що протікають у тиристорній структурі в момент часу  $t = t_0$  при  $(h_{21B1} + h_{21B2}) > 1$ ,  $U_2(t) > 0$  і заданому значенні струму (рис.3.2). У цьому випадку швидкість заповнення р-бази дірками залежить від інжекційного  $h_{21B1}I_A$  і рекомбінаційного  $(1 - h_{21B1})I_A$  струму, відповідно швидкість заповнення n-бази електронами визначається інжекційним  $h_{21B2}I_A$  і рекомбінаційним  $(1 - h_{21B1})I_A$  струмом. Оскільки інжекційні струми електронів і дірок перевищують рекомбінаційні, то в р-базі утвориться надлишковий позитивний заряд:

$$\Delta Q_p^+ = \Delta t(h_{21B1} + h_{21B2} - 1)I_A, \quad (3.1)$$

а в n-базі – надлишковий негативний заряд:

$$\Delta Q_n^- = -\Delta t(h_{21B1} + h_{21B2} - 1)I_A. \quad (3.2)$$

Ці рівні за величиною, але протилежні за знаком, заряди нейтралізують однакову кількість донорів і акцепторів у шарі об'ємного заряду переходу  $\Pi_2$ , що приводить до перебудови просторового заряду  $dQ_p^+ / dt$ . Напруженість поля в шарі об'ємного заряду і висота потенційного бар'єра зменшуються настільки, що виникає напруга, достатня для зсуву переходу  $\Pi_2$  у прямий напрям, при цьому дірки з р-області перекидаються в n-

область, а електрони з n-області - у р-область, причому в однаковій кількості. У результаті цього в тиристорній структурі остаточно встановлюється стаціонарний стан, коли початкова напруга закриття на переході  $\Pi_2$  ( $U_2(t_0) \geq 0$ ) змінюється на протилежну  $U_2(t_0) < 0$  і колекторний перехід  $\Pi_2$  зміщується в прямому напрямку.

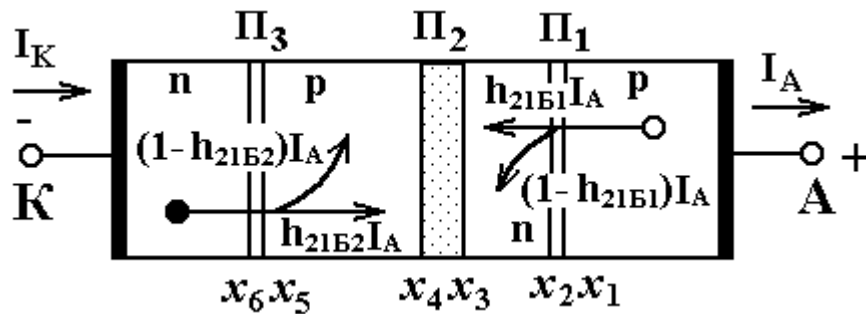


Рис.3.2. Схема розподілу струмів у відкритому стані діодного тиристора

В міру збільшення струму у відкритому стані концентрації основних і неосновних носіїв заряду в базових областях зростають в однаковій мірі внаслідок виконання умов електричної нейтральності. При низьких рівнях інжекції вольт-амперну характеристику тиристора можна розрахувати на основі теорії Молла [13]. Зі збільшенням струму різниця між концентраціями основних і неосновних носіїв заряду стає усе меншою і меншою. Обидві базові області, включаючи перехід  $\Pi_2$ , рівномірно переповнюються рухливими носіями зарядів. Виникають умови високого рівня інжекції і теорія Молла стає неправомірною для розрахунку вольт-амперних характеристик тиристора. Керування ступенем переповнення базових областей здійснюється за допомогою напруг  $U_1$  і  $U_3$ , тому що граничні концентрації встановлюються відповідно до співвідношення Больцмана.

У зазначеному діапазоні струмів залежності концентрації носіїв заряду від координат аналогічні співвідношенням у р-п діоді з досить довгою базою  $W = (x_5 - x_2)$  (див.рис.3.2). Тому можна сказати, що вольт-амперна характеристика тиристора при великих струмах приблизно така ж, як і характеристика р-і-п діода [13].

Для відкритого стану тиристора в залежності від рівня інжекції можна виділити три ділянки характеристики. Ділянка 1 - низький рівень інжекції в обох базових областях; ділянка 2 - низький рівень інжекції в р-базі і високий рівень інжекції в n-базі; ділянка 3 - високий рівень інжекції в обох базових областях.

Ділянка 1 існує при малих струмах у відкритому стані. Струм неосновних носіїв заряду при низькому рівні інжекції є повністю дифузійним струмом. Як показали теоретичні і експериментальні дослідження [13], ді-

лянка 1 охоплює діапазон струмів, близьких до струму утримання, тому область застосування теорії Молла описує тільки малу частину характеристики відкритого стану.

Ділянка 2 охоплює нижню область навантажувальних струмів. У роботі [13] показано, що у випадку  $\gamma = 1$ ,  $h_{21B2} = 1$  для електронів і дірок у високоомній n-базі реалізуються умови, близькі до умов у p-i-n-діоді. Через перехід  $\Pi_1$  рухаються тільки дірки, через перехід  $\Pi_2$ , у n-базу - тільки електрони, тому що всі електрони, інжектвані з переходу  $\Pi_3$ , проходять без рекомбінації p-базу і перекидаються переходом  $\Pi_2$ , в область n-базу. У цьому випадку залежність струму від напруги описується виразом

$$I \sim e^{qU/2kT} . \quad (3.3)$$

Ділянка 3 охоплює основну частину використовуваного на практиці діапазону струмів. Він містить у собі діапазон щільностей струмів від кількох сотень до 1000 А/см<sup>2</sup>. Його робота в цьому випадку цілком аналогічна роботі p-i-n діода. Тому вольт-амперна характеристика повинна описуватися рівнянням (3.3), але фактично є значне відхилення від експонентного росту, що з наростанням струму виявляється усе сильніше. Спочатку характеристика описується квадратичною залежністю [13]

$$I \sim [U - (U_1 + U_3)]^2 , \quad (3.4)$$

а потім більш складною степеневою залежністю

$$I \sim [U - (U_1 + U_3)]^{4/3} . \quad (3.5)$$

### 3.3. Робота діодного тиристора в закритому стані

При роботі тиристора в закритому стані (рис.3.3) переходи  $\Pi_1$  і  $\Pi_3$  знаходяться в закритому стані, перехід  $\Pi_2$  інжектуює електрони в p-область бази, де вони внаслідок виниклого градієнта концентрації дифундують до p-n переходу  $\Pi_3$ . Там вони перекидаються полем переходу в емітерний n-шар і витікають через катодний контакт. Перехід  $\Pi_2$  у такий спосіб діє як емітер, перехід  $\Pi_3$  - як колектор транзисторної структури n-p-n. Коефіцієнт передачі для цього інверсного режиму позначимо  $h_{21BI}$ . Перехід  $\Pi_2$  одночасно інжектуює дірки в n-базу, що дифундують до переходу  $\Pi_1$  і захоплюються там його електричним полем. Таким чином, перехід  $\Pi_2$  діє одночасно як емітер транзисторної структури p-n-p, що працює в інверсному режимі з коефіцієнтом передачі  $h_{21BI}$ .

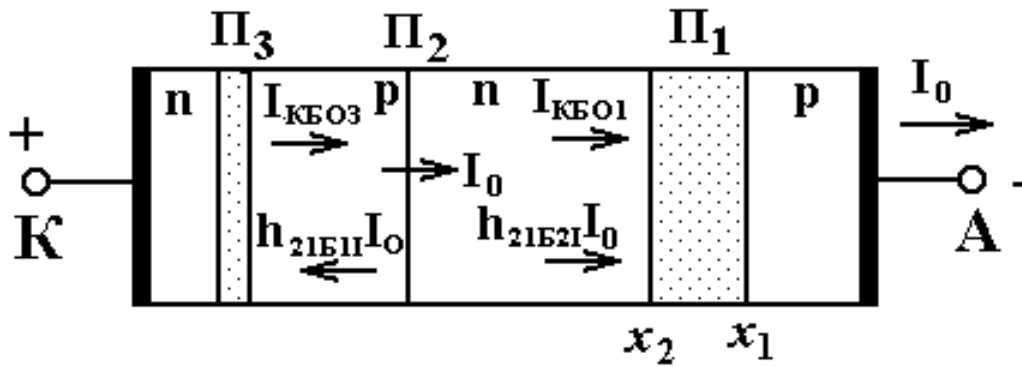


Рис.3.3. Схема розподілу струмів у закритому стані діодного тиристора

У зворотно-зміщених переходах  $\Pi_1$  і  $\Pi_3$  при напругах, близьких до пробивних, можливі процеси лавинного множення носіїв заряду, у результаті чого окремі складові струми, що виходять із замикаючого шару переходів  $\Pi_1$  і  $\Pi_3$ , збільшуються на коефіцієнти множення  $M(U_1)$  і  $M(U_3)$ .

На рис. 3.3 показані струми  $I_{KB01}$  і  $I_{KB03}$  які є зворотними струмами переходів  $\Pi_1$  і  $\Pi_3$ , кожний з яких протікає відповідно через переходи  $\Pi_2$  і  $\Pi_3$ ,  $\Pi_2$  і  $\Pi_1$ . Уже при малих зворотних напругах перехід  $\Pi_3$  працює в режимі лавинного пробою [13], тому спад напруги на ньому залишається постійним і приблизно дорівнює пробивному. У цьому стані  $\Pi_3$ , може пропускати досить великий струм, що для р-бази є переважно дірковим струмом і ніякий додатковий струм з р-бази не витікає. Перехід  $\Pi_3$  у цьому випадку працює як омичний контакт, якщо знехтувати тим, що концентрація неосновних носіїв не підтримується на рівні рівноважної концентрації, а прямує до нуля. Для опису властивостей тиристора перехід  $\Pi_3$  можна замінити омичним контактом, якому приписується контактна різниця потенціалів, рівна пробивній напрузі цього переходу. Таким чином, зворотна гілка вольт-амперної характеристики визначається тільки транзисторною структурою р-п-р. На підставі транзисторної моделі і виходячи з умови балансу струмів у точках  $x_1$  і  $x_2$  (рис.3.3), одержуємо вираз для струму, що проходить через  $\Pi_1$  [13]:

$$I_A = I_{KB01} + Mh_{21БП} I_A, \quad (3.6)$$

чи

$$I_A = \frac{I_{KB01}}{1 - Mh_{21БП}}. \quad (3.7)$$

Тому що напруга  $U_1$  практично дорівнює зворотній напрузі на тиристорі, то співвідношення (3.7) є рівнянням зворотної гілки вольт-амперної характеристики.

### 3.4. Перемикання діодного тиристора

У точці перемикання тиристора диференціальний опір дорівнює нулю. Сама точка визначає початок спадної ділянки вольт-амперної характеристики (див.рис.3.1,в). Спад напруги на тиристорі в точці перемикання є найбільшим, тому при монотонному ході кривої (ділянка 1 на рис.3.1, в) функція  $U = f(I)$  в точці перемикання має максимум, отже, справедливі такі співвідношення:

$$\frac{dU}{dI} = 0, \quad \frac{d^2U}{dI^2} < 0 . \quad (3.8)$$

На підставі співвідношень (3.8) визначається критерій вмикання. Відповідно до представлення тиристора у вигляді двотранзисторної моделі (див.рис.3.1,б) у відкритому режимі вольт-амперну характеристику можна представити у вигляді [13]

$$I = (h_{21B1}I + h_{21B2}I + I_{K0})M , \quad (3.9)$$

де  $h_{21B1}, h_{21B2}$  - коефіцієнти передачі за струмом в схемі з загальною базою відповідно першого і другого транзисторів,  $I_{K0}$  - зворотний струм колекторного переходу,  $M$  - коефіцієнт лавинного множення носіїв заряду.

При проведенні диференціювання необхідно врахувати, що  $h_{21B1}, h_{21B2}$  залежать від струму  $I$ , а коефіцієнт  $M$  від напруги, отже,

$$\frac{dU}{dI} = \frac{1 - M \left( h_{21B1} + I \frac{dh_{21B1}}{dI} \right) - M \left( h_{21B2} + I \frac{dh_{21B2}}{dI} \right)}{(h_{21B1}I + h_{21B2}I) \frac{dM}{dU}} . \quad (3.10)$$

Оскільки всі члени в знаменнику мають кінцеве значення, з умови  $\left. \frac{dU}{dI} \right|_{I_{ВМК}} = 0$  випливає [13]:

$$M \left( h_{21B1} + I \frac{dh_{21B1}}{dI} \right) + M \left( h_{21B2} + I \frac{dh_{21B2}}{dI} \right) = 1 . \quad (3.11)$$

Вираз (3.11) можна спростити за допомогою диференціальних коефіцієнтів передачі за струмом  $\tilde{h}_{21B}$ , що для постійного струму можна представити у вигляді

$$I_K = h_{21B} I_e + I_{КВИК} , \quad (3.12)$$

де  $I_{КВИК}$  - значення струму колектора в точці перемикавання.

З (3.12) знаходимо

$$\tilde{h}_{21B} = \frac{dI_K}{dI_e} = h_{21B} + I_e \frac{dh_{21B}}{dI_e} . \quad (3.13)$$

Використовуючи (3.13), вираз (3.11) можна представити так [13]:

$$M(\tilde{h}_{21B1} + \tilde{h}_{21B2}) = 1 . \quad (3.14)$$

Отже, у точці перемикавання добуток коефіцієнта множення на суму диференціальних коефіцієнтів передачі за струмом дорівнює одиниці, незалежно від того, використовується чи не використовується додатковий електрод керування. Друга вимога максимуму  $d^2U/dI^2 < 0$  приводить до додаткової умови [13]:

$$\frac{d}{dI}(\tilde{h}_{21B1} + \tilde{h}_{21B2}) > 0 . \quad (3.15)$$

Аналіз (3.15) показує, що в точці перемикавання сума диференціальних коефіцієнтів передачі за струмом повинна зростати зі збільшенням загального струму  $I$ , що протікає через прилад. Унаслідок цього коефіцієнт лавинного множення  $M$  повинен зменшуватися при переході струму через точку перемикавання.

### 3.5. Діодний тиристор із зашунтованим катодом

Для поліпшення характеристик діодного тиристора використовують метод шунтування катода, тобто вмикання паралельно емітерному переходу опору частини базової р-області (рис.3.4). Це дозволяє зменшити значення коефіцієнта передачі за струмом емітерного переходу транзистора  $T_1$ . Шунтування створюється напилюванням електрода катода не тільки на емітерну область, але і частково на поверхню прилягаючої базової області. Таке шунтування знижує значення коефіцієнта передачі за струмом при малих напругах на тиристорі, оскільки весь струм тиристора проходить по шунтуючому опору, минаючи емітерний перехід  $\Pi_3$ . При великих напругах на тиристорі перехід  $\Pi_3$  відкривається і його опір стає меншим шунтуючого опору, тому весь струм тиристора проходить через перехід  $\Pi_3$ .

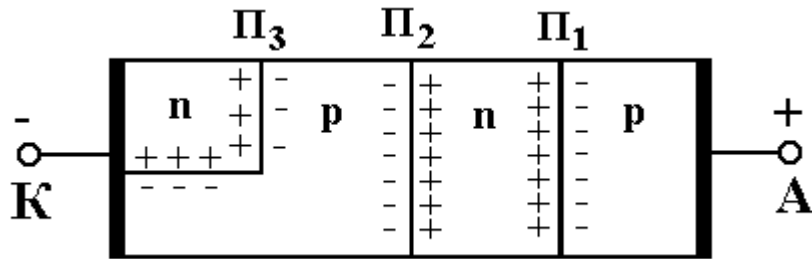


Рис.3.4. Структура діодного тиристора з шунтованим катодом

Для зменшення коефіцієнта передачі другої транзисторної структури тиристора намагаються збільшити геометричні розміри її базової області аж до 200 мкм.

У динамічному режимі закритий тиристор може бути увімкнений при напругах, набагато нижчих, ніж напруга вмикання. Зменшення напруги вмикання залежить від амплітуди імпульсу анодної напруги і швидкості його наростання. Це явище називається ефектом  $dU/dt$ . Його можна використовувати для вмикання тиристора ( $dU/dt$  - перемикання). Ефект  $dU/dt$  обумовлений тим, що анодна напруга, що швидко змінюється, приводить до збільшення струму зсуву  $d(CU)/dt$ , де  $C$  - ємність переходу  $\Pi_2$ . Ємнісний струм, у свою чергу, викликає ріст сумарного коефіцієнта  $(\tilde{h}_{21B1} + \tilde{h}_{21B2})$  до одиниці, у результаті чого відбувається вмикання тиристора. У потужних тиристорах, які повинні мати високі значення напруг вмикання, необхідно послабити вплив ефекту  $dU/dt$ .

Чинним способом ослаблення ефекту  $dU/dt$  є використання шунтованого катода [15]. Крім того, шунтування катода дозволяє одержати стійку характеристику перемикання, тобто перехід тиристора з закритого стану у відкритий відбувається при тій самій напрузі вмикання.

### 3.6. Тріодні тиристори

Тріодний тиристор (тринистор) являє собою конструкцію тиристора з додатковим керувальним електродом, крім електродів анода і катода (рис.3.5,а). Для перемикання тріодного тиристора, як і діодного, із закритого стану у відкрите необхідно нагромадження рухливих носіїв заряду в базових областях тиристора, збільшити яке в одній з базових областей можна за допомогою омичного керувального електрода, створеного на цій базовій області (рис.3.5,а). Рівень інжекції через прилягаючий до даної базової області емітерний перехід можна збільшити при подачі позитивної, стосовно катода, напруги на керувальний електрод. Це приводить до того, що тріодний тиристор можна перемкнути з закритого стану у відкритий в потрібний момент часу навіть при невеликій анодній напрузі (рис.3.5,в).



Процес перемикання тріодного тиристора при подачі позитивної напруги на керувальний електрод подібний процесу переходу транзисторної n-p-n структури в режим насичення при невеликому базовому струмі. У цьому випадку колекторний перехід транзисторної структури, що також є колекторним переходом тиристора, зміщується в прямому напрямку.

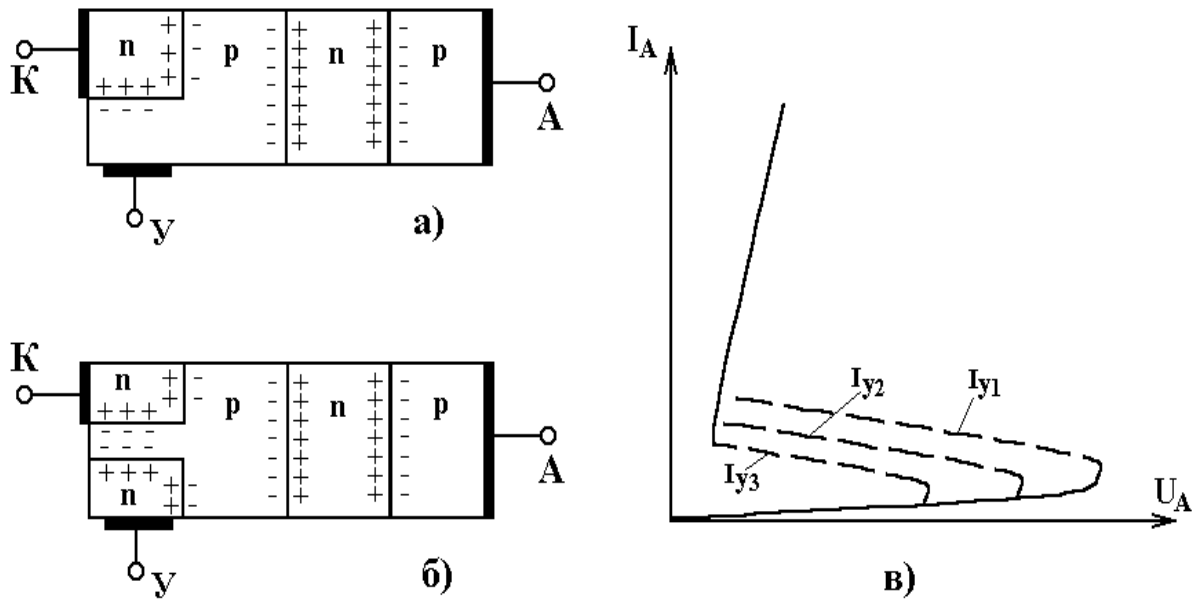


Рис.3.5. Структури тріодних тиристорів з омичним переходом між керувальним переходом і базою (а), з додатковим p-n переходом (б); вольт-амперні характеристики тріодного тиристора при різних струмах керування

Баланс струмів тиристора (рис.3.5,а) з урахуванням керуючого струму можна за аналогією з діодним тиристором представити у вигляді [24]

$$I_A = h_{21B1}(I_A + I_y) + h_{21B2}I_A + I_{KB0}, \quad (3.16)$$

звідки

$$I_A = \frac{I_{KB0}}{1 - h_{21B1} - h_{21B2}} + \frac{h_{21B1}}{1 - h_{21B1} - h_{21B2}} I_y, \quad (3.17)$$

де  $(h_{21B1} + h_{21B2}) < 1$ , а анодний струм  $I_A$  залежить від керуючого струму  $I_y$ . Рівняння (3.17) описує вольт-амперну характеристику тиристора в закритому стані.

На підставі (3.17) визначається умова перемикання тріодного тиристора з закритого стану у відкритий. Ця процедура виконується так само, як і для діодного тиристора. Після диференціювання (3.17) за струмом  $I_A$  і виконання необхідних перетворень одержимо [24]

$$h_{21B1} + h_{21B2} + I_y \frac{dh_{21B1}}{dA_I} = 1 . \quad (3.18)$$

У рівнянні (3.18) коефіцієнт  $h_{21B1}$  залежить як від напруги на колекторі першої транзисторної структури (див. рис.3.1,б), так і від анодного і керуючого струмів, а значення  $h_{21B2}$  - тільки від напруги на колекторному переході й анодного струму.

Аналіз (3.18) показує, що при збільшенні керуючого струму в прямому напрямку перехід тріодного тиристора з закритого стану у відкритий буде проходити при менших напругах на аноді. Крім того, керуючий електрод доцільніше робити в тонкій базі тиристора, тому що коефіцієнтом передачі струму емітера транзисторної структури з тонкою базою значно легше керувати.

Керуючий струм у відкритому стані тиристора практично не впливає на вольт-амперну характеристику, тому що його значення мале в порівнянні з великим значенням струму анода.

Характер керуючого електрода може бути не тільки омічним, але і випрямним (рис.3.5,б). Тому при подачі на керуючий перехід відповідної полярності напруги щодо катода він переходить у відкритий стан і починає інjektувати неосновні носії заряду відносно прилягаючої області бази, нагромадження яких відбувається в іншій базовій області. Це приводить до перемикання тиристора у відкритий стан. Якщо на керуючий електрод подається негативний потенціал стосовно катода, то тиристор переходить у відкритий стан за умови, що керуючий електрод з'єднаний з n-областю, найближчою до катода. У цьому випадку конструкція одержала назву тиристора з інjektованим керувальним переходом.

Структуру тріодного тиристора (рис.3.5,б) можна представити у вигляді двох діодних тиристорів із загальними анодами, однієї емітерною і двома базовими областями. Конструкція основного тиристора виконана таким чином, що емітерний перехід зашунтований опором прилягаючої бази, тому напруга його вмикання більша, ніж керуючого тиристора. Негативний потенціал при подачі на керуючий електрод, що є катодом керуючого тиристора, переводить його із закритого стану у відкритий. Оскільки обидві структури мають загальні області, то перехід керуючого тиристора у відкритий стан спричиняє вмикання основного тиристора, тобто перехід його у відкритий стан [24].

### 3.7. Обмежувальний ефект $dI/dt$

У початковий момент вмикання тиристора починає проводити невелика область катода біля керуючого електрода. Ця область з малим опором створює запускарний струм, необхідний для вмикання близько розташо-

ваних областей, поки процес, що характеризується визначеною швидкістю, не охопить усю площу катода. Миттєва потужність, що розсіюється, на етапі вмикання [15]

$$P = U_{AK} \frac{dI_A}{dt} \left( 1 - \frac{t}{t_0} \right) t, \quad (3.19)$$

де  $U_{AK}$  - напруга між анодом і катодом тиристора;  $I_A$  - струм анода;  $t_0$  - час вмикання;  $t$  - час. Підвищення температури в найбільш гарячій точці дорівнює [15]

$$\Delta T = \frac{1}{\rho C_\gamma} \int_0^\infty P dt \sim \frac{dI_A}{dt}, \quad (3.20)$$

де  $\rho$  і  $C_\gamma$  - густина і питома теплоємність кремнію.

З аналізу (3.20) випливає, що при постійній величині  $U_{AK}$  підвищення температури пропорційно  $dI_A/dt$ . Отже, важливого значення набуває такий параметр, як допустима швидкість наростання струму, що визначає перегрів приладу і його поступове руйнування. Для збільшення допустимої швидкості наростання струму необхідно розширювати площу області початкової провідності чи зменшувати відношення товщини до довжини п-базової області.

Запропоновано ряд гребінчатих конструкцій, у яких відстань від будь-якої частини катода до керуючого електрода не перевищує максимально допустимої величини. Як приклад можна привести оригінальну конструкцію тиристора, у якій катоди і керуючі електроди виконані у вигляді евольвенти [15]. Розширити область початкового вмикання можна також, використовуючи додатковий підсилювальний керуючий електрод [15], що виконує роль запускового приладу. Така структура вмикається набагато швидше, оскільки її подовжні розміри невеликі. Запусковий струм набагато більший вихідного перемикального струму і забезпечує основному приладу підсилений збуджувальний струм, що розширює область початкового вмикання основного тиристора [15].

### 3.8. Тиристори зі зворотною провідністю

Тиристор зі зворотною провідністю являє собою конструкцію багатошарового тиристора, що проводить великий струм у зворотному напрямку. Звичайні конструкції діодних і тріодних тиристорів при вмиканні їх у зворотному напрямку мають дуже малі зворотні струми. Загальна особли-

вість таких діодних і тріодних тиристорів полягає в шунтуванні всіх емітерних переходів об'ємними опорами прилягаючих базових областей (рис.3.6,а,б). Для зменшення об'ємного опору n-бази (рис.3.6), яка прилягає до емітерного переходу, її поверхневий шар додатково легують [24].

Шунтування при зворотній напрузі на тиристорі забезпечує паралельне вмикання невеликих опорів базової області щодо емітерних переходів, при цьому колекторний перехід зміщений у прямому напрямку. Тому зворотні струми тиристорів мають великі значення при малих зворотних напругах (рис.3.6,в).

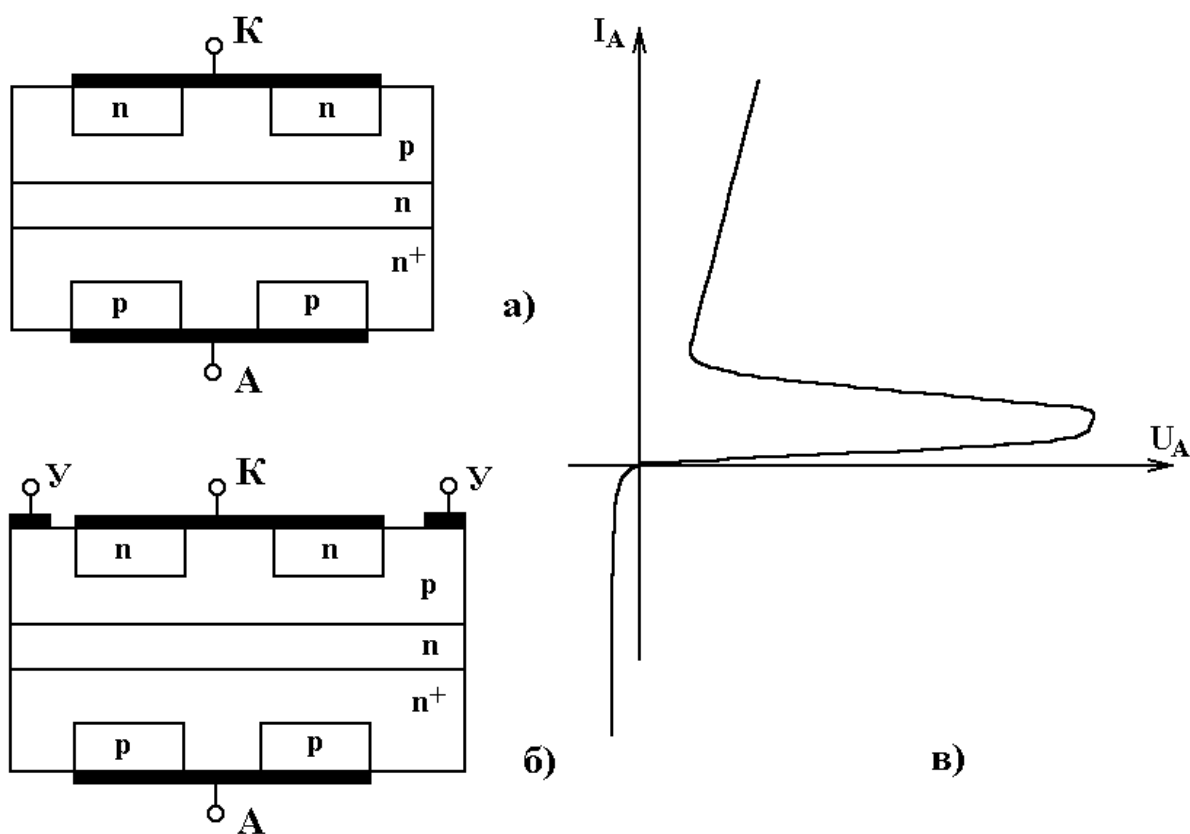


Рис.3.6. Структури діодного (а) і тріодного (б) тиристорів, що проводять у зворотному напрямку; вольт-амперна характеристика (в)

Оскільки емітерні переходи транзисторів, що складають тиристорну структуру, зашунтовані опорами, значення коефіцієнтів передачі за струмом малі. Тому основним процесом, що приводить до нагромадження рухливих носіїв заряду в базових областях і внаслідок цього до переходу тиристора з закритого стану у відкритий, є ударна іонізація в колекторному переході. При розрахунку параметрів даних тиристорів необхідно враховувати залежність коефіцієнта лавинного множення носіїв заряду  $M$  від зміни напруги на колекторному переході. У зв'язку з цим умова перемикавання діодного тиристора з закритого стану у відкритий приймає вигляд [15]

$$h_{21B} = h_{21B0} M = \frac{h_{21B0}}{1 - (U_{BKЛ} / U_{ПР})^n}, \quad (3.21)$$

де  $h_{21B0}$  - сумарний диференціальний коефіцієнт передачі за струмом при малих напругах, коли не відбувається лавинного множення носіїв заряду на колекторному переході. З (3.21) неважко визначити напругу вмикання діодного тиристора:

$$U_{BKЛ} = U_{ПР} \sqrt[n]{1 - h_{21B0}}. \quad (3.22)$$

Тиристри зі зворотною провідністю мають швидке відновлення, тому що в закритому стані їхні характеристики не залежать від роботи транзисторів. Вони широко використовуються, як схеми збудження електролюмінісцентних ламп і двонаправленої схеми перемикача змінного струму [15].

### 3.9. Симетричні тиристри

Симетричні тиристри одержали свою назву в зв'язку з тим, що їхні вольт-амперні характеристики симетричні при прямій і при зворотній напрузі, прикладеній до них. Симетричний діодний тиристор (діак) являє собою конструкцію тиристора, що може перемикатися як у прямому, так і в зворотному напрямках; симетричний тріодний тиристор (тріак) - це тріодний тиристор, що при подачі сигналу на його керуючий електрод включається у прямому, і у зворотному напрямках.

Структура діака складається з п'яти шарів з почерговими електронним і дірковим типами провідності, що утворюють чотири р-п переходи (рис.3.7,а). Переходи  $\Pi_1$  і  $\Pi_4$  зашунтовані опорами базових областей з дірковим типом провідності.

Подача на тиристор напруги з позитивним потенціалом на область  $\Pi_1$  і негативним потенціалом на область  $\Pi_3$  приведе до того, що р-п перехід  $\Pi_1$  буде зміщений у зворотному напрямку і весь струм тиристора буде проходити по шунтувальному опорі області  $P_1$ . У цьому випадку р-п перехід  $\Pi_4$  зміщується в прямому напрямку і інjektує електрони в область  $P_2$  тиристора. Така полярність зовнішньої напруги дозволяє представити робочу частину тиристора у вигляді структури р-п-р-п, у якій відбуваються ті ж фізичні процеси, що й у звичайному діодному тиристорі, що приводять до перемикання його з відкритого стану в закритий і навпаки.

При зміні полярності зовнішньої напруги р-п перехід  $\Pi_4$  зміщується в зворотному напрямку, тому його зворотний великий опір буде зашунтовано невеликим об'ємним опором області  $P_2$ . При такій полярності напруги робоча область тиристора являє собою структуру типу п-р-п-р, у якій від-

бувають фізичні процеси, що приводять до її перемикання з відкритого стану в закритий і навпаки [24].

Таким чином, симетричний діодний тиристор можна представити у вигляді двох діодних тиристорів, включених паралельно один одному, кожний з яких працює при визначеній полярності напруги. Його вольт-амперна характеристика однакова при різних полярностях прикладеної напруги (рис.3.7,б).

Симетричний тріодний тиристор має шестишарову структуру з типом провідності, що чергується, і п'ять р-п переходів. При такій конструкції забезпечується шунтування об'ємним невеликим опором базових областей не тільки основних електродів, але й керуючого електрода. Тріак може перемикає струм будь-якого напрямку за допомогою низьковольтного імпульсу слабкого струму, прикладеного між керуючим електродом і однією з двох основних клем  $O_1$  чи  $O_2$  (рис.3.8).

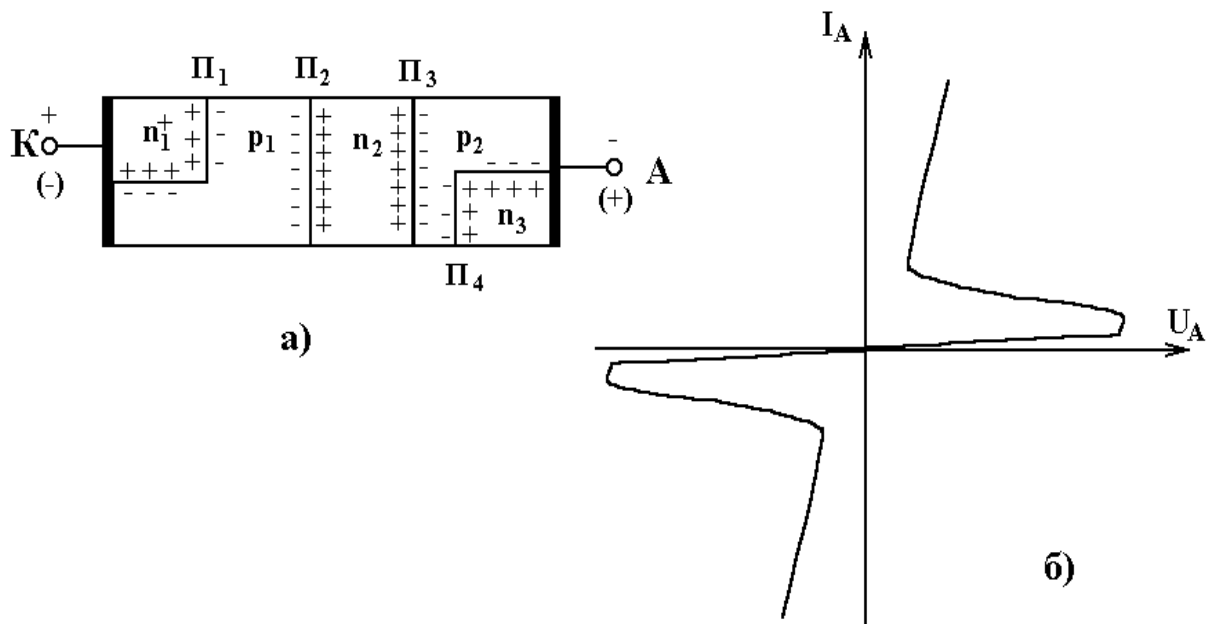


Рис.3.7. Структура симетричного діодного тиристора (а) і його вольт-амперна характеристика (б)

Розглянемо принцип роботи приладу при різних умовах зсуву з використанням рис.3.8. Нехай основний електрод  $O_1$  позитивний по відношенню до  $O_2$  і на керуючому електроді у напруга позитивна також стосовно електрода  $O_2$  (рис.3.8,а). У цьому випадку перехід П<sub>4</sub> зміщений у зворотному напрямку і керуючий струм протікає по шунтувальному опорі ланцюга керування поблизу області П<sub>3</sub>. Оскільки перехід П<sub>5</sub> також зміщений у зворотному напрямку, то основний струм протікає по лівій частині тиристора p<sub>1</sub>-n<sub>2</sub>-p<sub>2</sub>-n<sub>2</sub> [15].

Подача напруги з позитивним потенціалом на електрод  $O_1$  відносно  $O_2$ , а на керуючий електрод негативного потенціалу (рис.3.8,б) приводить

до того, що перехід  $\Pi_4$  між областями  $\Pi_3$ , і  $\Pi_2$  зміщується в прямому напрямку й електрони інжектуються із шару  $\Pi_3$  у шар  $\Pi_2$ . Допоміжний тиристор  $p_1-n_1-p_2-n_3$  увімкнеться подовжнім струмом, що протікає по базі  $\Pi_2$  до електрода  $\Pi_3$  при зростанні підсилення за струмом транзистора  $n_3-p_3-n_1$ . Вмикання допоміжного тиристора приводить до появи струму в напрямку до області  $n_2$ , що слугує запускатим струмом і включає ліву частину тиристора  $p_1-p_1-n_1-n_1$  [15].

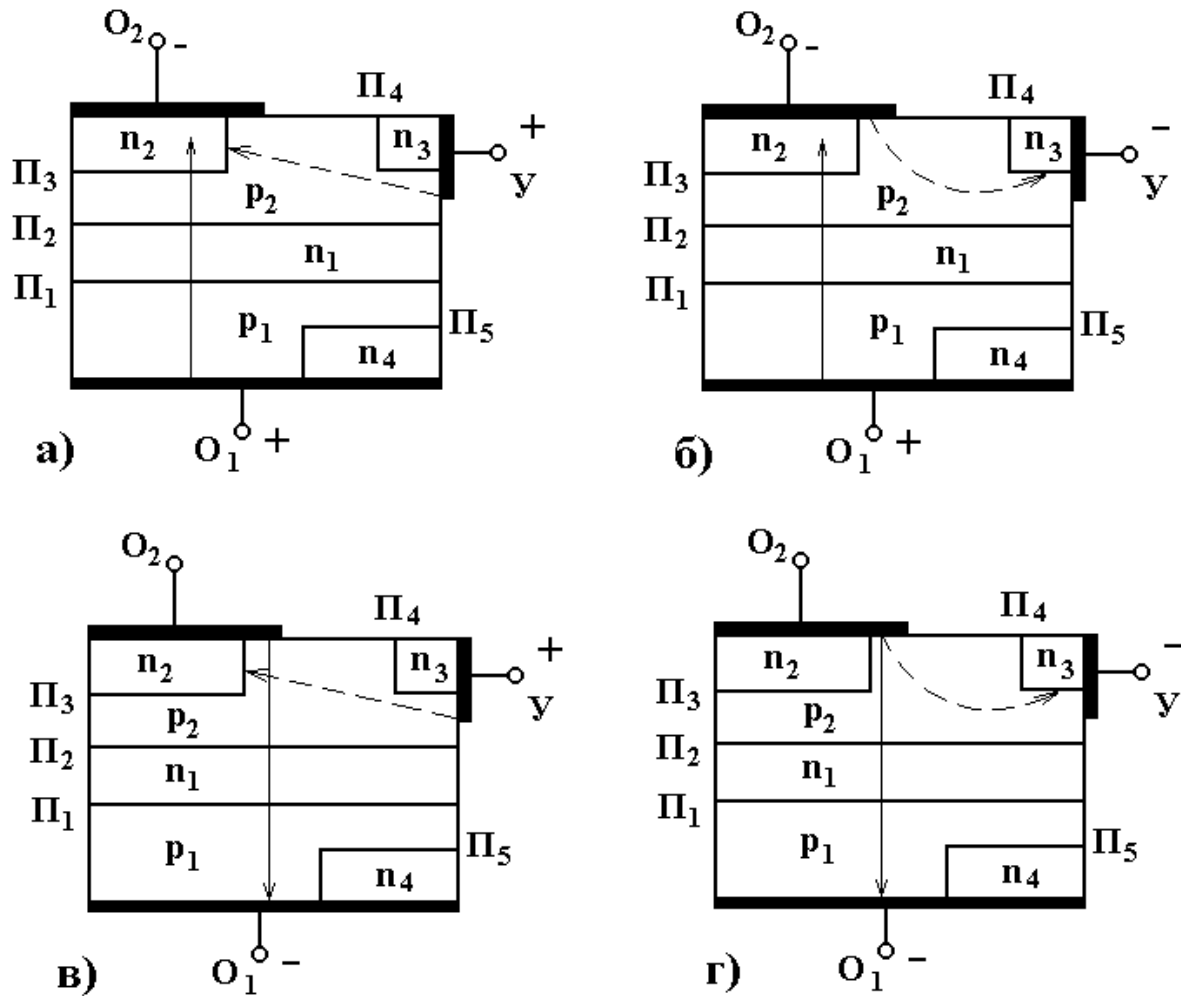


Рис.3.8. Схема розподілу струму при чотирьох варіантах вмикання симетричного тріодного тиристора [16]

Коли на електрод  $O_1$  поданий негативний потенціал стосовно електрода  $O_2$ , а напруга на керуючому електроді позитивна, то перехід  $\Pi_3$ , виявляється зміщеним у прямому напрямку між електродом  $O_2$  і зашунтованим керуючим електродом  $O_1$  (рис.3.8,в). Електрони інжектуються з області  $n_2$  в область  $p_2$  і дифундують до шару  $n_1$ , викликаючи збільшення прямого зсуву на переході  $\Pi_2$ . За рахунок регенеративного процесу повний

струм потече через шунтувальний опір до електрода  $O_2$ . Керуючий перехід зміщений у зворотному напрямку, тому повний струм через прилад проходить по правій частині тиристора  $p_2-n_1-p_1-n_4$  [15].

На рис.3.8,г електрод  $O_1$ , як і керуючий електрод, знаходиться під негативним потенціалом стосовно електрода  $O_2$ , а перехід  $\Pi_4$  зміщений у прямому напрямку. У цьому випадку вмикання спочатку відбувається за рахунок інжекції електронів з області  $n_3$  - в область  $n_1$ : потенціал шару  $n_1$ , знижується і з області  $P_2$  в область  $n_1$  починають інжектувати дірки, що створюють базовий струм у транзисторі  $p_2-n_1-p_1$ , що приводить до вмикання правої частини тиристора  $p_2-n_1-p_1-n_4$ . Оскільки перехід  $\Pi_3$  зміщений у зворотному напрямку, то основний струм проходить із шунтувального опору до основного електрода  $O_2$  через область  $n_4$  [15].

Вольт-амперна характеристика триака подібна вольт-амперній характеристиці діака (див.рис.3.7,б). Триак є симетричним тріодним перемикачем, який керує навантаженням, що живиться змінним струмом. Розміщення двох тиристорів на одному кристалі дозволяє заощадити один корпус і два зовнішні виводи. Одна з переваг приладу полягає в узгодженні вихідних характеристик. Однак його вхідні характеристики неузгоджені, тому для компенсації вхідної неузгодженості використовується діак. В даний час симетричні тріодні тиристори перекривають широкий діапазон робочих напруг аж до 1600 В і струмів понад 300 А [15].

### 3.10. Способи вмикання тиристорів

Повільне збільшення напруги між основними електродами до напруги вмикання  $U_{вкл}$  - один зі способів вмикання тиристора, тобто перехід його з закритого стану у відкритий. При розгляді фізичних процесів у тиристорах передбачалося повільне збільшення напруги між основними електродами до напруги вмикання.

Другий спосіб вмикання тиристорів складається в збільшенні струму одного з емітерних переходів за рахунок подачі необхідної напруги на керуючий електрод, який розташований на базовій області, що прилягає до цього емітерного переходу. Кількість нерівноважних рухливих носіїв заряду в базових областях тиристора збільшується, що відповідає увімкненню тиристора при менших напругах, стосовно напруг вмикання при розімкненому керуючому електроді.

Вмикання тиристора відбувається при подачі на керуючий електрод імпульсу необхідної амплітуди і тривалості, не миттєво, а з визначеною тимчасовою затримкою, обумовленою фізичними процесами, що відбуваються в тиристорі в момент подачі керуючого сигналу.

Розглянемо часову діаграму зміни струму і напруги на тиристорі під час подачі на його керуючий електрод імпульсного сигналу (рис.3.9), з якої



видно, що час вмикання за керувальним електродом визначається проміжком часу між моментом, що відповідає  $0,1$  амплітуди імпульсу керувального струму, і моментом, коли основна напруга падає до  $0,1$  значення різниці напруг у закритому і відкритому станах тиристора (рис.3.9,б). З іншого боку, час вмикання за керувальним електродом визначається інтервалом часу наростання струму до  $0,9$  його значення у відкритому стані (рис.3.9,в), а також його можна представити у вигляді суми часу затримки за керувальним електродом і часу наростання тиристора.

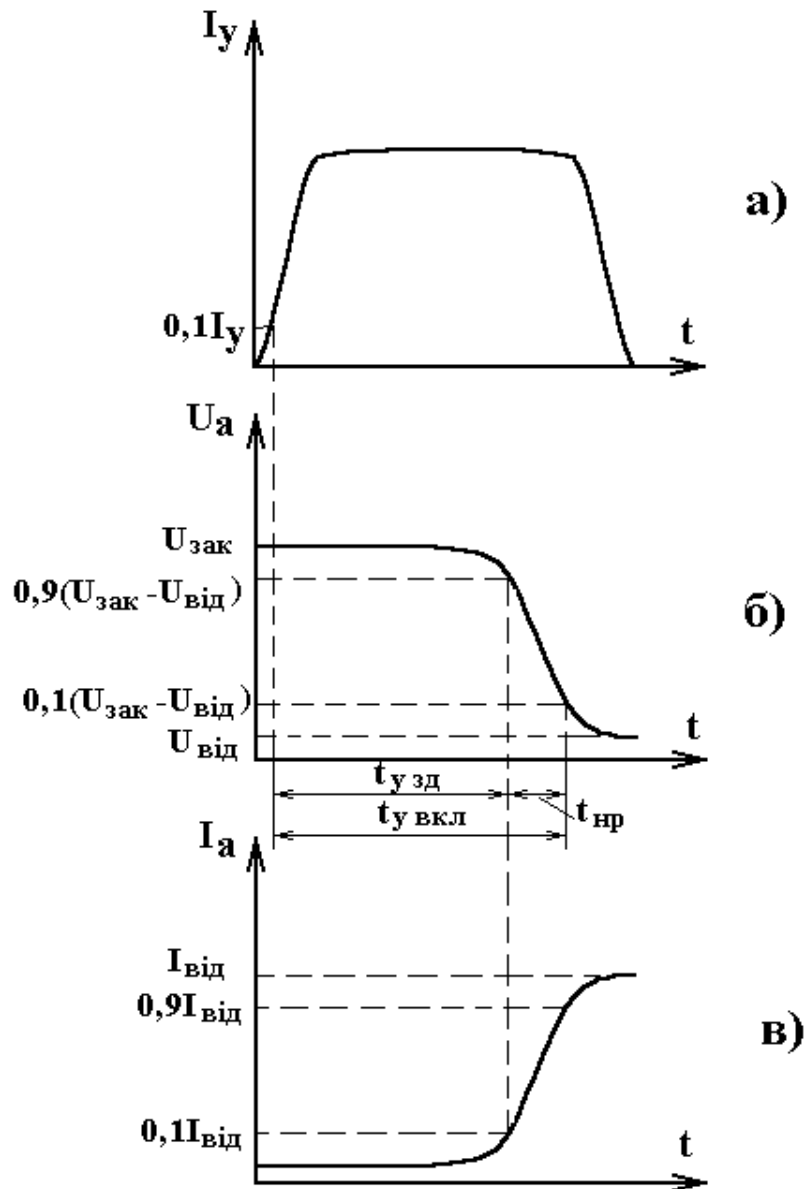


Рис.3.9. Часові діаграми струму управління (а), основної напруги (б) і основного струму (в) тиристора, що характеризує процеси його вмикання

Час затримки за керувальним електродом  $t_{узам}$  з фізичної точки зору визначається часом перезарядження бар'єрної ємності емітерного переходу, а також часом проходження інжекттованих носіїв заряду через базову

область і колекторний перехід. Час наростання  $t_{HP}$  тиристора пов'язаний з інерційністю процесів нагромадження нерівноважних носіїв заряду в базових областях і часом перезарядження бар'єрної ємності колекторного переходу [24]. Таким чином, проміжок часу, протягом якого напруга і струм змінюється між основними електродами разом з часом наростання тиристора, відповідає перехідній ділянці вольт-амперної характеристики. Для перехідної ділянки сума диференціальних коефіцієнтів передачі за струмом транзисторних структур, що складала тиристор, дорівнює одиниці. Однак у реальних умовах тиристор вмикається в ланцюг, опір якого менший абсолютного значення від'ємного диференціального опору тиристора, тому в період часу наростання струми тиристора перевищують струми перехідної ділянки вольт-амперної характеристики. У результаті сумарний диференціальний коефіцієнт передачі за струмом перевищує одиницю, що відповідає активній ділянці вмикання тиристора. Якщо в даний момент часу вимкнути керуючий електрод, то тиристор сам перейде у відкритий стан. З цього випливає, що тривалість імпульсу струму керування, необхідна для вмикання тиристора, повинна бути більшою часу затримки. Перехідний процес вмикання тиристора вважається закінченим, коли змінюється полярність напруги на колекторному переході [24].

Під час перехідних процесів через тиристор проходять великі струми при великих напругах, що приводить до виділення великої потужності - потужності комутаційних втрат. Цю потужність необхідно знижувати, тому що при великій частоті перемикавання прилад перегрівається і може вийти з ладу.

Третій спосіб вмикання тиристора - швидке збільшення напруги між основними електродами, у результаті якого виникають ємнісні струми, обумовлені бар'єрними ємностями емітерних і колекторного переходів.

Ємнісні емітерні струми  $i_e = C_e \frac{dU}{dt}$  не пов'язані з інжекцією носіїв

заряду, тому при збільшенні швидкості зміни напруги між основними електродами коефіцієнт передачі за струмом транзисторних структур тиристора зменшується, що приводить до вмикання тиристора при напругах, більших напруг вмикання на постійному струмі  $U_{BKL}^-$  (рис.3.10) при врахуванні тільки емітерних ємностей.

Збільшення швидкості наростання основної напруги приводить до росту колекторного ємнісного струму  $i_k = C_k \frac{dU}{dt}$ , який проходячи через емітерні переходи, викликає збільшення коефіцієнтів передачі струмів емітера транзисторних структур, що створює умови для вмикання тиристора при напрузі на основних електродах тиристора, меншій напрузі вмикання при постійному струмі (рис.3.10).

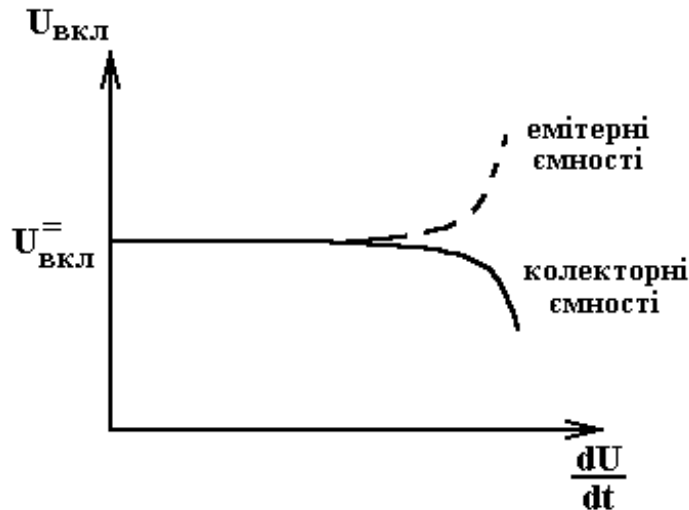


Рис.3.10. Графік залежності напруги вмикання тиристора від швидкості зміни основної напруги з урахуванням впливу колекторної й емітерної ємностей

Бар'єрна ємність колекторного переходу значно впливає на напругу вмикання, оскільки вона шунтує великий активний опір колекторного переходу, що знаходиться в зворотно-зміщеному стані при закритому стані тиристора. Бар'єрні ємності емітерних переходів зашунтовані малими активними опорами емітерних переходів, зміщених у прямому напрямку при закритому стані тиристора. Таким чином, напруга вмикання тиристора при збільшенні швидкості наростання напруги між основними електродами зменшується.

При великій швидкості наростання основної напруги може відбутися мимовільне вмикання тиристора, наприклад при під'єднанні джерела живлення. У цьому випадку даний спосіб вмикання має негативну властивість, що послабляється шунтуванням емітерного переходу малим опором прилягаючої базової області [24].

### 3.11. Способи вимикання тиристорів

Перший спосіб вимикання тиристорів полягає в зменшенні струму в ланцюзі основних електродів до значення, меншого утримувального струму. У цьому випадку тиристор буде вимкнутий, тобто перейде з відкритого стану в закритий, після того як розсмокчуться нерівноважні носії заряду в базових областях. Для їх розсмоктування потрібно визначений час. Якщо в даний проміжок часу знову подати напругу між основними електродами тиристора, він опиниться в увімкненому стані [24].

Другий спосіб вимикання тиристора - розрив електричного ланцюга основних електродів, при якому нерівноважні носії заряду зменшуються шляхом рекомбінації. Час вимикання тиристора при цьому не грає істотної ролі.

Третій спосіб переходу тиристора з відкритого стану в закритий полягає в зміні полярності анодної напруги. Для збільшення швидкості розсмоктування нерівноважних носіїв заряду, що нагромадилися в базових областях при роботі тиристора у відкритому стані, необхідно знижувати потенційний бар'єр колекторного переходу. Однак колекторний перехід при роботі тиристора у відкритому стані був зміщений у прямому напрямку і мав малий опір, тому спад напруги на колекторному переході при перемиканні тиристора в закритий стан має дуже невелику зовнішню напругу. Зворотний струм на початковому етапі вимикання з відкритого стану в закритий обмежується зовнішнім опором ланцюга [24].

Тиристори з зашунтованими емітерними переходами дозволяють різко знизити час вимикання навіть при невеликих зворотних напругах у результаті швидкого розсмоктування нерівноважних рухливих носіїв заряду в базових областях.

При четвертому способі вимикання тиристора відбувається зі зміною струму керувального електрода. Суть цього процесу полягає в різкому зменшенні концентрації нерівноважних носіїв заряду в тій базовій області, у якій є керувальний електрод. З іншого боку, струм, що протікає між основними електродами, у відкритому стані тиристора прагне заповнити кількість нерівноважних носіїв заряду в базових областях. Отже, струм вимикання тиристора, обумовлений керувальним електродом, залежить від струму між основними електродами.

У тиристорах з великою площею р-п переходів струми між основними електродами мають великі значення, тому за допомогою струму керувального електрода неможливо вимкнути тиристор. Це відбувається тому, що збільшення струмів керування зв'язано зі зростанням керувальної напруги, що приводить до лавинного пробію емітерного переходу, розташованого біля керуючого електрода.

Таким чином, існують конструкції тиристорів, що закриваються і не закриваються за керувальним електродом.

### **3.12. Максимальна робоча частота тиристорів**

Тиристори є більш ефективними перемикальними пристроями при низьких швидкостях перемикання, чим біполярні транзистори. Тому вони широко використовуються в промисловому регулюванні потужності, де робочі частоти лежать у межах 50...60 Гц. У результаті того, що останнім часом області застосування тиристорів розширюються, потрібні були конструкції тиристорів, що працюють при підвищених швидкостях перемикання.

Розглянемо процеси, якими визначається максимальна робоча частота тиристорів. Основним фактором, що впливає на час вмикання і вимикання тиристора, є швидкість зміни струму  $dI/dt$  в процесі вмикання і ви-

микання [15]. У закритому стані тиристора  $dI/dt$  визначається в основному зовнішнім ланцюгом. При оптимізації параметрів цього ланцюга необхідно обмежити  $dI/dt$  при вмиканні. Час вимикання тиристора [15]

$$t_{ВИК} = \tau_p \ln(I_{np} / I_y) , \quad (3.23)$$

де  $\tau_p$  - час життя неосновних носіїв;  $I_{np}$  - струм тиристора між основними електродами у відкритому стані;  $I_y$  - струм утримання. Швидкість наростання прямого спаду напруги на тиристорі  $dU/dt$  після періоду відновлення високої провідності обмежується ємнісними струмами. Таким чином, час прямого відновлення визначається сумою зазначених трьох складових [15]

$$t_{npBC} = I_{np} / (dI/dt) + t_{ВИК} + U_{ВКЛ} / (dU/dt) , \quad (3.24)$$

звідки максимальна робоча частота [15]

$$f_{max} = \frac{1}{2t_{npBC}} . \quad (3.25)$$

Експериментальні дослідження показують, що при напрузі 800 В, струмі 100 А,  $W/l = 0,75$  і при  $dU/dt = 100$  В/мкс і  $dI/dt = 1000$  А/мкс тиристор має  $f_{max} \approx 20$  кГц. Для підвищення значень максимальної робочої частоти необхідно збільшувати  $dI/dt$  чи  $dU/dt$ , або ускладнювати структуру. При збереженні робочих напруг і струмів у відкритому стані значення  $f_{max}$  можна збільшити за рахунок зниження часу життя носіїв заряду [15].

### 3.13. Особливості конструкцій тиристорів

Потужні високовольтні тиристори звичайно виготовляються на основі кремнієвої пластини з діаметром порядку 100 мм, що слугує підкладкою одного приладу. Використання кремнію для виготовлення тиристорів дозволяє одержати:

- а) велику максимальну температуру, що забезпечує високу допустиму щільність струму у відкритому стані;
- б) високі пробивні напруги, що створює передумови для виготовлення тиристорів з великою напругою вмикання і максимально допустимою зворотною напругою, а також у порівнянні з германієм, менші значення зворотних струмів р-п переходів, що обумовлює меншу потужність, що розсіюється в приладі при закритому його стані і при

зворотній напрузі. У транзисторних кремнієвих структурах тиристора при малих струмах менший коефіцієнт передачі за струмом, що забезпечує більш стійку характеристику його перемикання.

Великі розміри кристалічної підкладки пред'являють дуже жорсткі вимоги до однорідності вихідного матеріалу. Для зниження розкиду питомого опору і підвищення однорідності розподілу легуючих домішок застосовують спосіб нейтронного опромінення, при якому використовують кремнієві пластини із середнім питомим опором, значно більшим за величиною, ніж потрібно. Після опромінення тепловими нейтронами частина кремнію перетворюється у фосфор і легується домішкою n-типу. У результаті глибокого проникнення нейтронів у кремній домішка рівномірно розподіляється по кристалу. Для кремнію, легованого звичайним способом, неоднорідність питомого опору складала приблизно  $\pm 15\%$ , а при нейтронному легуванні  $\pm 1\%$  [15].

Для збільшення напруги пробою в тиристорних структурах створюються площинні p-n переходи, а не сферичні чи циліндричні, у яких пробивна напруга значна нижча. Але навіть у площинних переходах спостерігається передчасний пробій по поверхні, що приводить до збільшення струму на краю приладу і зниженню струмових характеристик. Тому для зниження імовірності поверхневого пробою по периметру кристала знімають фаску. У структурах з фаскою (рис.3.11) поверхневі електричні поля значно нижчі полів в об'ємі кристала. Позитивна фаска означає зменшення площі поперечного перерізу в напрямку від сильнолегованої до слаболегованої області (рис.3.11,а). Негативна фаска, навпаки, означає збільшення площі в тому ж напрямку (рис.3.11,б). У переходах з позитивною фаскою електричне поле по поверхні приблизно знижено в  $\sin \theta$  раз. Для того щоб у переході з негативною фаскою пробій відбувався усередині об'єму, сам перехід повинен бути асиметричним, а кут фаски мати мале значення [15].

Таким чином, підвищення швидкодії вимагає зменшення часу життя нерівноважних носіїв заряду в базах, що приводить до великого спаду напруги у відкритому стані тиристора і зниженню допустимого прямого струму. З іншого боку, зменшення спаду напруги у відкритому стані тиристора за рахунок зменшення ширини баз викликає зниження максимальної напруги перемикання. Це означає, що поліпшення одних параметрів приладу приводить до погіршення інших, тому при конструюванні тиристорів необхідно шукати компромісне рішення в залежності від конкретних умов роботи приладу.

В даний час створені конструкції тиристорів, що працюють у діапазоні напруг від декількох вольтів до тисяч вольтів, і в діапазоні струмів - від декількох міліамперів до тисяч амперів. Час вмикання швидкодіючих тиристорів складає порядок десятків часток мікросекунди, а час вимикання - порядку одиниць мікросекунд. Подальші роботи ведуться в створенні надпотужних і надшвидкодіючих тиристорів.

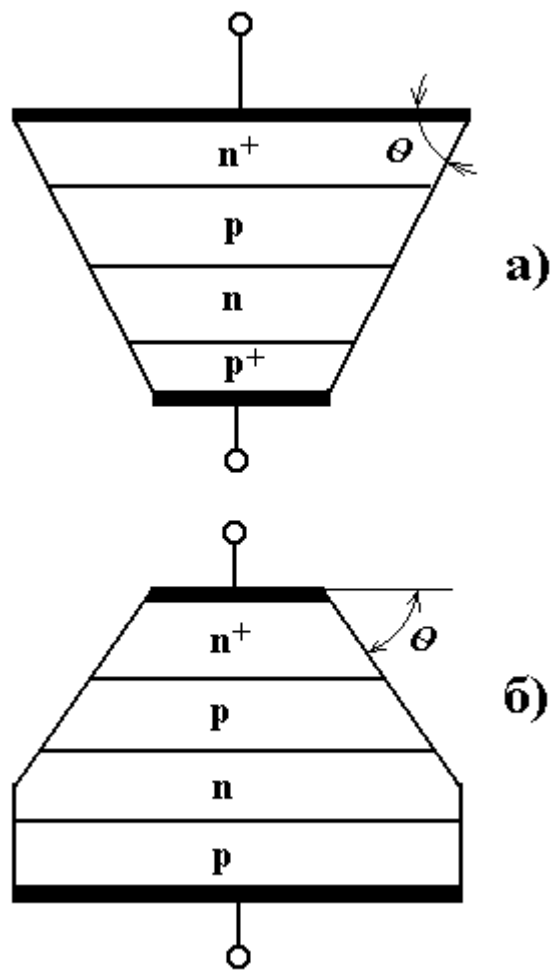


Рис.3.11. Структура тиристора з позитивною (а) і негативною (б) фаскою

### Контрольні питання

1. Нарисуйте конструкцію діодного тиристора і поясніть функції кожної з його областей.
2. У якому напрямку зміщені р-п переходи діодного тиристора у відкритому і закритому станах?
3. Чому відбувається процес нагромадження нерівноважних рухливих носіїв заряду в базових областях діодного тиристора?
4. Що таке струм утримання тиристора?
5. Поясніть фізичний механізм роботи діодного тиристора у відкритому стані.
6. Які фізичні процеси відбуваються в базових областях діодного тиристора при збільшенні рівня інжекції?
7. Як видозмінюється вольт-амперна характеристика діодного тиристора в залежності від рівня інжекції носіїв заряду?

8. Поясніть фізичний механізм роботи діодного тиристора а закритому стані.
9. Як виникає лавинне множення носіїв заряду в діодному тиристорі?
10. Напишіть рівняння вольт-амперної характеристики діодного тиристора в закритому стані.
11. Поясніть механізм перемикаання діодного тиристора і напишіть умову його перемикаання.
12. Для яких цілей роблять шунтування катода тиристора?
13. Дайте фізичне пояснення ефекту  $dU/dt$  і при яких умовах його необхідно послабляти?
14. Нарисуйте конструкцію тріодного тиристора і поясніть призначення кожного електрода.
15. Які фізичні процеси протікають у базовій області тиристора біля керувального електрода?
16. Напишіть умову перемикаання тріодного тиристора з закритого стану у відкритий.
17. Поясніть фізичний зміст такого параметра, як допустима швидкість наростання струму  $dI/dt$ .
18. Яким чином зв'язана допустима швидкість наростання струму з температурою тиристора?
19. Конструктивні особливості тиристорів зі зворотною провідністю?
20. Чому тиристори зі зворотною провідністю забезпечують швидке відновлення в процесі їхнього перемикаання?
21. Нарисуйте конструкції симетричних тиристорів і поясніть, у чому їхня відмінність від звичайних тиристорів?
22. Поясніть принцип роботи діодного симетричного тиристора.
23. У чому полягає відмінність тріодного симетричного тиристора від діодного?
24. Перерахуйте способи вмикання тиристорів і поясніть фізичний механізм їхньої роботи.
25. Дайте визначення поняттям часу затримки за керувальним електродом і часу наростання тиристора.
26. З якими фізичними процесами в тиристорах пов'язаний час затримки за керувальним електродом і час наростання?
27. Поясніть з фізичної точки зору сутність способів вимикання тиристорів.
28. Якими конструктивними особливостями визначається максимальна робоча частота тиристорів?
29. Напишіть вираз для часу прямого відновлення тиристора і поясніть суть його складових.
30. Особливості конструкцій тиристорів.



## 4. ПОЛЬОВІ ТРАНЗИСТОРИ

У польових транзисторах струм переноситься носіями заряду одного типу, тому вони відносяться до класу уніполярних приладів. Уперше принцип роботи поверхневого польового транзистора був запропонований Лілієнфельдом [16, 26] і Хейлом [16, 26] на початку 30-х років. Теоретичні основи роботи польових транзисторів наприкінці 40-х років були розвинені Шоклі й Пірсоном [43, 44]. Польовий транзистор із затвором у вигляді р-n переходу був описаний Шоклі в 1952 році. Використання р-n переходу у вигляді затвора дозволило створити прилад з польовим ефектом без рішення проблеми поверхневих станів.

У 1960 році Канг і Аталла [16, 26], застосовуючи термічне окислювання, створили перший польовий транзистор на основі структури метал – діелектрик - напівпровідник (МДН), у якому як затвор використовували контакт металу з напівпровідником. Такі прилади одержали назву польових транзисторів із затвором Шотткі. В даний час МДН-транзистори є основним елементом надвеликих інтегральних схем.

### 4.1. Польовий транзистор з керувальним р-n переходом

Польовий транзистор із затвором у вигляді р-n переходу являє собою прилад, у якому керування потоком основних носіїв здійснюється за допомогою р-n переходу, зміщеного в зворотному напрямку. Такий транзистор з керувальним р-n переходом має два омичних контакти до напівпровідникової області, по якій проходить керований потік основних носіїв заряду, а також один чи два керувальні р-n переходу (рис.4.1,а,б). При зміні зворотної напруги на керувальному р-n переході змінюється товщина шару об'ємного заряду, що приводить до зменшення товщини каналу, по якому проходить керований потік основних носіїв заряду. Електрод польового транзистора, через який у канал входять носії заряду, називається виток; електрод польового транзистора, через який з каналу виходять носії заряду, - сток; електрод, на який подають керувальний сигнал - затвором.

Канал польового транзистора може мати електронну чи діркову провідність, що відповідно приводить до поняття польового транзистора з р- і n-каналом. Транзистори з різними типами провідності каналів називають комплементарними.

Струм стоку керується зовнішнім відносно потужним джерелом живлення, увімкнутим у ланцюг навантаження за допомогою зворотної напруги на р-n переході затвора.

У зв'язку з дуже малими значеннями зворотних струмів потужність, яка необхідна для керування струмом стоку, також є мізерно малою, тому

польовий транзистор може робити підсилення як за струмом, так і за напругою, й за потужністю.

Польовий транзистор за принципом роботи схожий на вакуумний триод. Роль катода грає витік, роль сітки - затвор, роль анода - стік, але при цьому між ними є такі істотні розходження:

- для роботи польового транзистора не треба підігрівати катод;
- без збитку для роботи електроди стоку і витіку можуть бути взаємно замінені;
- польові транзистори можуть бути виготовлені як з n-каналом, так і з p-каналом, що розширює їхні функціональні можливості.

Польові транзистори відрізняються від біполярних за принципом роботи; у біполярному транзисторі керування вихідним сигналом здійснюється вхідним струмом, а в польовому транзисторі - вхідною напругою. У них більші значення вхідних опорів, що обумовлено зворотним зміщенням p-n переходу затвора, низький рівень шумів в області низьких частот, внаслідок того, що не використовується інжекція неосновних носіїв заряду і канал польового транзистора відділений від поверхні напівпровідникового кристала (рис.4.1,б,в). У біполярних транзисторах низькочастотні шуми виникають унаслідок рекомбінаційних процесів у базовій області і генераційно-рекомбінаційних процесів на поверхні напівпровідника.

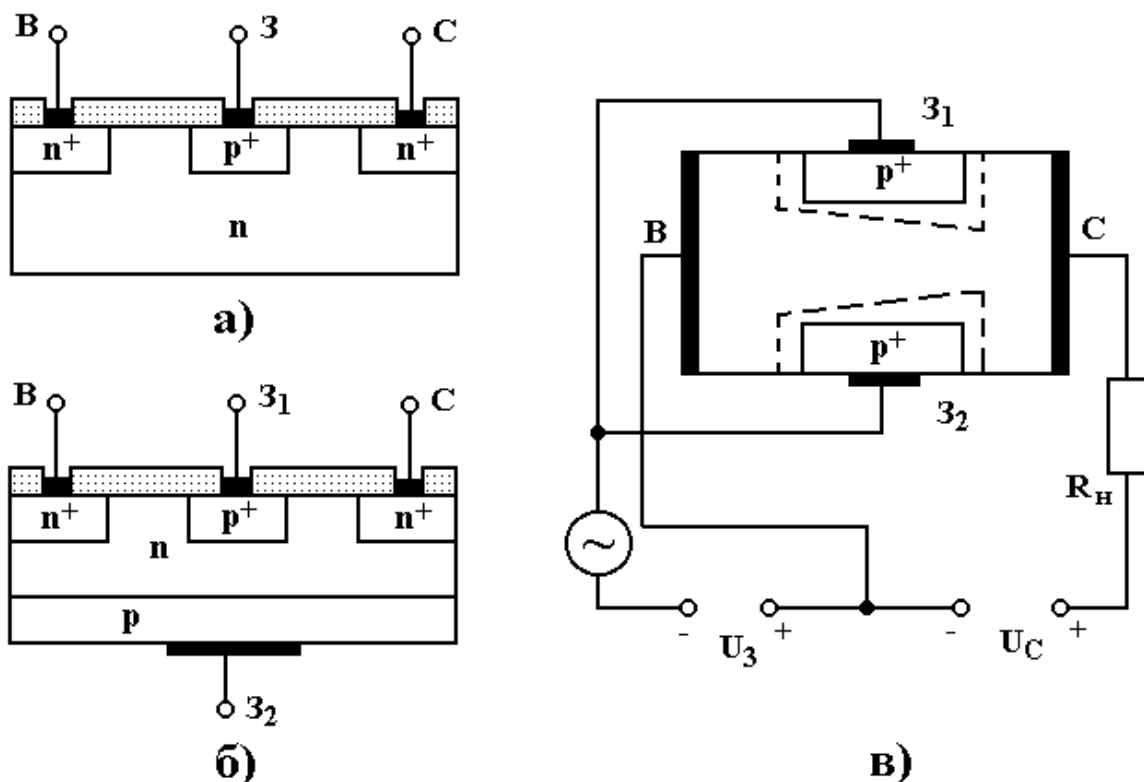


Рис.4.1. Структура польових транзисторів з одним керувальним p-n переходом (а), із двома керувальними переходами (б), електрична схема вмикання з загальним витіком (в)

## 4.2. Вольт - амперні характеристики польового транзистора з керувальним р-п переходом

Основною характеристикою польового транзистора є залежність струму  $I_C$  через канал від напруги на затворі  $U_3$ . Для визначення цієї залежності в першу чергу необхідно знайти залежність опору каналу від напруги на затворі за умови, що напруга на стоці  $U_C$  дорівнює нулю, а напруга на затворі дорівнює спаду напруги на керувальному р-п переході. На рис.4.2 показана структура польового транзистора, необхідна для розрахунку вольт-амперних характеристик. Щільність струму в каналі

$$J = \sigma E = \sigma \frac{d\varphi}{dx}, \quad (4.1)$$

де  $\sigma$  - питома провідність каналу.

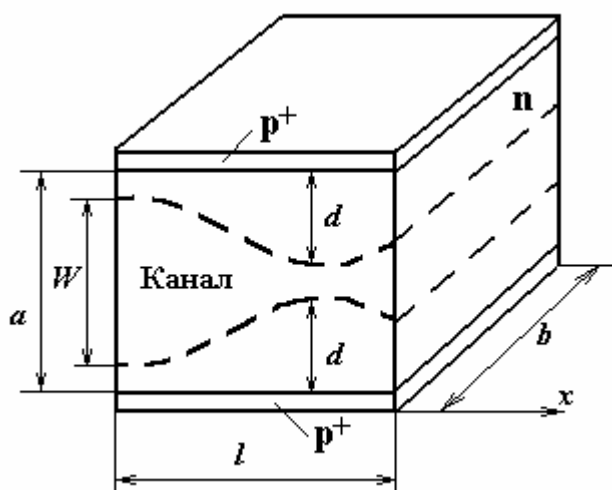


Рис.4.2. Структура робочої частини польового транзистора з керувальним р-п переходом

Для спрощення розв'язування задачі будемо вважати, що питома провідність напівпровідникового матеріалу каналу не залежить від напруженості електричного поля, що відповідає постійному значенню рухливості носіїв заряду. Щільність струму в каналі залежить від його довжини в зв'язку зі зміною перерізу каналу і відповідною зміною напруженості. Струм у каналі транзистора з врахуванням (4.1)

$$I_C = \sigma b W \frac{d\varphi}{dx}, \quad (4.2)$$

де  $b$  - ширина каналу.

Товщина каналу  $W$  залежить від товщини р-п переходу

$$W = a - 2d , \quad (4.3)$$

яка, у свою чергу, залежить від прикладеного до нього напруги.

У випадку різкого р-п переходу можна знехтувати контактною різницею потенціалу на ньому в порівнянні зі зворотною напругою на затворі польового транзистора. З огляду на нееквіпотенціальність каналу, що виникає при проходженні струму від витоку до стоку, можна записати:

$$d = \left[ \frac{2\varepsilon\varepsilon_0}{qN} (\varphi + U_3) \right]^{1/2} . \quad (4.4)$$

Позначимо через  $U_{30}$  напругу, при якій області об'ємного заряду змикаються, тобто  $W = 0$ . Ця напруга називається напругою відсічки. У даному випадку товщина р-п переходу

$$d = \frac{a}{2} = \left[ \frac{2\varepsilon\varepsilon_0}{qN} U_{30} \right]^{1/2} . \quad (4.5)$$

При підстановці в (4.3) виразів (4.4) і (4.5) одержимо

$$W = a \left( 1 - \sqrt{\frac{\varphi + U_3}{U_{30}}} \right) . \quad (4.6)$$

Вираз для абсолютного значення струму стоку визначається рівнянням (4.2) при підстановці в нього виразу (4.6):

$$I_C = \sigma b a \left( 1 - \sqrt{\frac{\varphi + U_3}{U_{30}}} \right) \frac{d\varphi}{dx} . \quad (4.7)$$

Розв'язуючи рівняння (4.7) методом поділу змінних при граничних умовах

$$\begin{aligned} \varphi = 0 & \quad \text{при} \quad x = 0, \\ \varphi = U_C & \quad \text{при} \quad x = l, \end{aligned}$$

одержуємо

$$I_C = \frac{1}{R_C} \left[ U_C + \frac{2}{3} \frac{U_3^{3/2} - (U_C + U_3)}{U_{30}^{1/2}} \right] , \quad (4.8)$$

де  $R_C = l/(\sigma ab)$  - опір стоку-витоку у відкритому стані, тобто у випадку  $U_3 = 0$  і при напругах на стоці, менших напруг насичення.

На підставі (4.8) визначимо струм насичення. Режим насичення настає за умови

$$U_{30} = U_3 + U_C ,$$

звідки напруга на стоці, що відповідає режиму насичення,

$$U_{C_{нас}} = U_{30} - U_3 . \quad (4.9)$$

При підставленні (4.9) у (4.8) одержимо зв'язок між струмом насичення і напругою на затворі:

$$I_{C_{нас}} = \frac{1}{R_C} \left[ (U_{30} - U_3) + \frac{2}{3} \frac{U_3^{3/2} - U_{30}^{3/2}}{U_{30}^{1/2}} \right] . \quad (4.10)$$

Після відповідних перетворень вираз (4.10) приймає вигляд

$$I_{C_{нас}} = \frac{1}{R_C} \left[ \frac{1}{3} U_{30} - U_3 \left( 1 - \frac{2}{3} \sqrt{\frac{U_3}{U_{30}}} \right) \right] . \quad (4.11)$$

Робочою ділянкою вихідної характеристики польового транзистора є область насичення струму (рис.4.3,а), тому що в ній струм не залежить від напруги стоку  $U_C$ , а залежить тільки від вхідної напруги  $U_3$ . Підсилювальні властивості польового транзистора характеризуються крутістю в області насичення:

$$S = \left| \frac{dI_{C_{нас}}}{dU_3} \right| = \frac{1}{R_C} \left[ 1 - \sqrt{\frac{U_3}{U_{30}}} \right] . \quad (4.12)$$

Аналіз (4.12) показує, що для одержання великих значень крутості необхідно мати невеликі значення опору стоку-витоку у відкритому стані транзистора чи велику питому провідність вихідного напівпровідникового матеріалу. З іншого боку, концентрація домішок у каналі повинна бути невеликою, щоб шар об'ємного заряду р-п переходу при збільшенні напруги розширювався у бік каналу. Таким чином, більші значення крутості можна одержати при створенні польового транзистора на основі напівпровідникового матеріалу з великою рухливістю носіїв заряду. Відповідно до (4.12) крутість буде зростати при збільшенні відношення ширини каналу  $b$  до його довжини  $l$ , а також при збільшенні товщини каналу  $W$ , що, однак, приводить до росту напруги відсічки і напруги насичення. Оскільки режим

насичення - основний режим роботи польового транзистора, то напруга відсічки повинна бути малою, тому товщину каналу вибирають невеликою, хоча це приводить до деякого зменшення значень крутості.

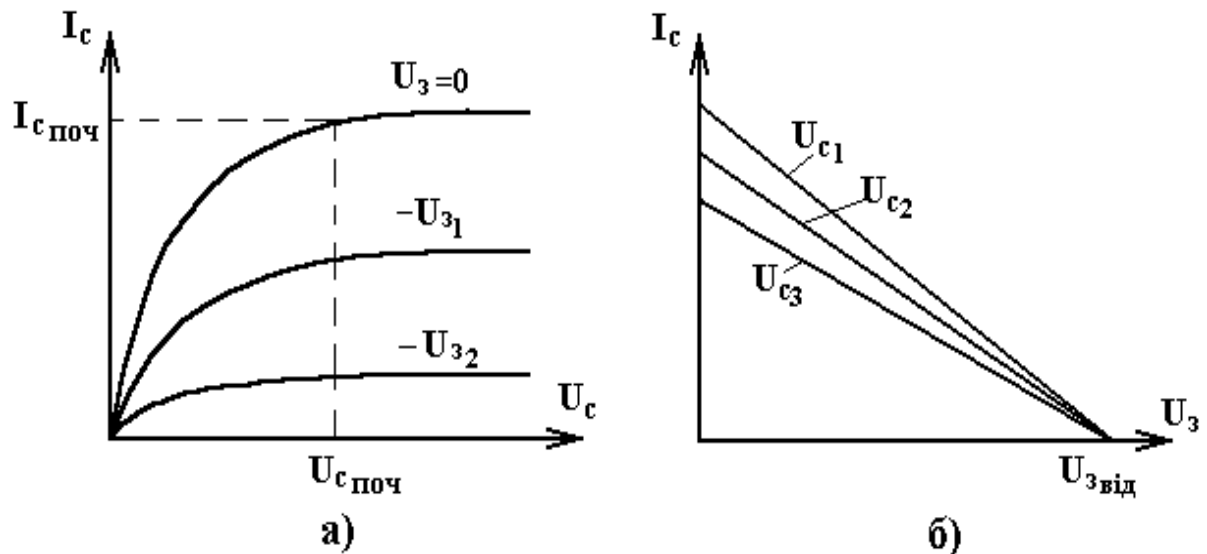


Рис.4.3. Вихідні статичні вольт-амперні характеристики (а) при  $|U_{з2}| > |U_{з1}|$  і характеристики передачі (б) при  $|U_{c1}| > |U_{c2}| > |U_{c3}|$

Розглянемо сімейство статичних вихідних характеристик і сімейство статичних характеристик передачі польового транзистора, оскільки вони є основними. Вихідні статичні характеристики описують залежність струму стоку від напруги на стоці при різних постійних напругах на затворі (рис.4.3,а). При напрузі на затворі, рівному нулю, характеристика виходить з початку координат під кутом, що відповідає початковому опору каналу й опорам областей напівпровідникового матеріалу, що прилягає до електродів стоку і виток. Опір каналу з постійного струму визначається його довжиною і поперечним перерізом, що залежить від товщини р-п переходів.

Початкова ділянка характеристики сублінійна, тому що струм стоку росте уповільнено з ростом напруги на стоці. Ця нелінійність зв'язана з ростом товщини р-п переходу біля стоку, оскільки збільшення напруг на стоці приводить до росту абсолютного значення зворотної напруги на керувальному р-п переході. Таким чином, найменший перетин каналу утвориться з боку стоку в результаті найбільшої товщини керувального р-п переходу в цій області. Інша причина, що викликає нелінійність початкової ділянки вихідних вольт-амперних характеристик, - зменшення рухливості носіїв заряду в каналі при збільшенні напруженості електричного поля в ньому. Початкову ділянку характеристики називають крутою частиною.

При напрузі насичення  $U_{c\text{нас}}$  на стоці відбувається перекриття каналу через збільшення товщини шару об'ємного заряду керувального р-п переходу. Струм стоку в цьому випадку практично не росте при збільшен-

ні напруги на стоці. При напрузі на стоці більшій чи рівній напрузі насичення при  $U_3 = 0$ , струм стоку називають початковим струмом стоку  $I_{C_H}$ . Ділянка вольт–амперної характеристики, що відповідає струму насичення, називають пологою частиною.

Подальше збільшення напруги на стоці, що перевищує напругу насичення, приводить до збільшення довжини перекритої частини каналу, що викликає ріст статичного опору каналу. Якби довжина перекритої частини каналу змінювалася пропорційно росту напруги стоку, то струм стоку залишався б незмінним у режимі насичення. Однак довжина перекритої частини каналу збільшується через ріст товщини шару об'ємного заряду керувального р-п переходу, а сама товщина шару об'ємного заряду знаходиться в степеневій залежності від напруги на р-п переході, тому має місце деяке збільшення струму стоку при збільшенні напруги на стоці.

Розглянемо зміну статичних вихідних характеристик при зміні напруги на затворі. При збільшенні напруги на затворі, що запирає керувальний р-п перехід, зменшується поперечний переріз каналу, що приводить до росту опору каналу, що відповідає меншому куту нахилу початкових ділянок вихідних характеристик. При малих поперечних перерізах каналу його перекриття відбувається при менших напругах насичення через збільшення напруги на стоці, що відіграє важливу роль у процесі пробією р-п переходу, оскільки напруга на р-п переході змінюється уздовж довжини каналу і досягає максимального значення в області каналу біля стоку. Таким чином, напруга на керувальному р-п переході біля стокового кінця каналу складається з напруги на стоці і затворі. Тому пробій р-п переходу може виникати при різних напругах на стоці в залежності від напруги на затворі.

Статичні характеристики передачі польового транзистора являють собою залежності струму стоку від напруги на затворі при різних постійних напругах на стоці. Основним режимом роботи польових транзисторів є режим насичення струму стоку, тому відповідно до визначення характеристики передачі необхідно знайти залежність струму насичення стоку від напруги на затворі при постійній напрузі на стоці. Зміна напруги на стоці практично не впливає на зсув характеристик передачі в зв'язку з дуже малою зміною струму в режимі насичення вихідних характеристик польового транзистора (рис.4.3,б).

За статичною характеристикою передачі визначається крутість польового транзистора, що характеризує його підсилювальні властивості: відношення зміни струму стоку до зміни напруги на затворі при короткому замиканні при змінному струмі на виході транзистора в схемі з загальним витоком. Її значення для польового транзистора складає декілька міліампер на вольт.

### 4.3. Еквівалентні схеми польового транзистора з керувальним р-п переходом

Еквівалентна схема польового транзистора будується на підставі фізичних процесів, що відбуваються в каналі, а також з урахуванням його структури (рис.4.4). Опори  $R_B$  і  $R_C$  являють собою омичні опори напівпровідникового матеріалу, укладеного між кінцями каналу й електродами витоку і стоку. Ці опори паразитні й у схему власне транзистора не входять, їхнє значення залежить від конструкції і технології виготовлення транзистора.

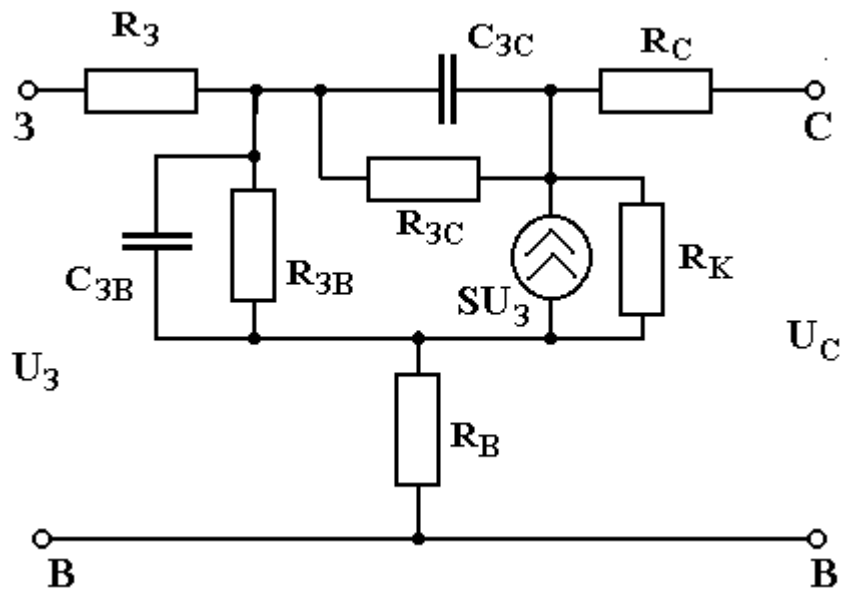


Рис.4.4. Еквівалентна схема польового транзистора з керувальним р-п переходом

Звичайно впливом опору  $R_C$  нехтують, оскільки опір навантаження в ланцюзі стоку й опору каналу  $R_K$  значно більший в порівнянні з  $R_C$ . У схемі транзистора з загальним витоком опір  $R_B$  є опором внутрішнього зворотного зв'язку. Спад напруги на цьому опорі, що виникає в результаті проходження струму стоку, додатково прикладено до керувального р-п переходу в зворотному напрямку. Це, у свою чергу, приводить до збільшення опору каналу і зменшенню струму стоку.

Опори  $R_{3B}$ ,  $R_{3C}$  і ємності  $C_{3B}$ ,  $C_{3C}$  - елементи еквівалентної схеми обернено зміщеного керувального р-п переходу, що характеризується в цьому режимі великим зворотним активним опором і бар'єрною ємністю.

Генератор струму вмикається паралельно опору каналу  $R_K$  і визначає підсилювальні властивості польового транзистора. Значення його струму пропорційні вхідній напрузі на затворі  $U_3$ , а коефіцієнтом пропорційності служить крутість вольт-амперної характеристики приладу.



Більш точно описати фізичні процеси в польовому транзисторі можна за допомогою еквівалентної схеми, що враховує розподілений характер ємності затвора, а також опорів каналу і затвора. Однак вона складна для аналізу роботи приладу.

Польові транзистори мають великий вхідний опір, тому що керувальний р-п перехід увімкнений у зворотному напрямку. Тому для розрахунку схем використовуються  $Y$ -параметри, обумовлені режимами короткого замикання при змінному струмі на вході і виході транзистора.  $Y$ -параметри польового транзистора в схемі з загальним витоком, без врахування малої провідності керувального р-п переходу й опорів об'ємів напівпровідника біля витоку і стоку, мають вигляд [24]

$$\left. \begin{aligned} Y_{11} &= i\omega(C_{3C} + C_{3B}), & Y_{12} &= -i\omega C_{3C}, \\ Y_{21} &= S - i\omega C_{3B}, & Y_{22} &= \frac{1}{R_K} + i\omega C_{3C}. \end{aligned} \right\} \quad (4.13)$$

Аналіз (4.13) показує, що значення параметрів залежать від постійних напруг, прикладених до електродів транзистора.

#### 4.4. Частотні властивості польових транзисторів з керувальним р-п переходом

Гранична частота польових транзисторів залежить від геометрії приладу і параметрів напівпровідникового матеріалу. Вона визначається як частота, при якій струм через ємність дорівнює струму генератора  $SU_3$  [15, 16]:

$$f_T = \frac{S}{2\pi C_{3B}} = \frac{1}{2\pi\tau}, \quad (4.14)$$

де  $S$  - крутість;  $\tau$  - час прольоту носіїв заряду від витоку до стоку. Час прольоту залежить від напруженості електричного поля в каналі, тому в наближенні постійної рухливості [15, 16]

$$\tau = \frac{L}{\mu E} = \frac{L^2}{\mu U_C}, \quad (4.15)$$

а при сильних полях у наближенні швидкості насичення

$$\tau = \frac{L}{U_{НАС}}, \quad (4.16)$$

де  $L$  - довжина затвора.

Аналіз (4.14) показує, що частотні характеристики польових транзисторів залежать від часу прольоту і часу заряду і розряду бар'єрної ємності керувального р-n переходу, напруга на затворі не може миттєво змінитися, тому що бар'єрна ємність перезаряджається струмами, що проходять через розподілений опір каналу й об'ємні опори напівпровідникового матеріалу біля витоку і стоку.

На низьких частотах вхідний опір транзистора визначається великим значенням опору  $R_{3B}$ , однак на високих частотах починає виявлятися вплив ємності  $C_{3B}$ , що приводить до зниження повного вхідного опору транзистора. У зв'язку з цим на високих частотах потрібно більш висока потужність вхідного сигналу. На цих частотах також починає виявлятися дія зворотного зв'язку через ланцюг  $R_C C_{3C}$ , що сприяє зменшенню вхідного опору, а отже, і падінню коефіцієнта підсилення приладу.

Для ефективного контролю просування електронів у каналі необхідно, щоб довжина затвора була більшою глибини каналу. Тому для поліпшення частотних властивостей приладу необхідно скорочувати довжину затвора, але при цьому одночасно зменшувати і глибину каналу, щоб виконувалося співвідношення  $l/\frac{a}{2} > 1$  (див.рис.4.2). У польових транзисторах з Si і GaAs використовують високий рівень легування каналу, не перевищуючий, однак,  $5 \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$ , при якому різко знижуються робочі напруги і може наступити пробій. У Si і GaAs електрони мають більшу рухливість, ніж дірки, тому для роботи у високочастотних пристроях звичайно використовують n-канальні польові транзистори.

У напівпровідниковому матеріалі з GaAs рухливість електронів при слабких електричних полях майже в п'ять разів вища, ніж у кремнії. Це дозволяє на основі GaAs створювати польові транзистори, у яких гранична частота значно вища, ніж у кремнієвих. При рівнях легування порядку  $5 \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$  мінімальна довжина каналу обмежена значенням близько 0,1 мкм, що відповідає граничній частоті польового транзистора порядку 100 ГГц [16].

#### 4.5. Польові транзистори з ізольованим затвором

Польовий транзистор з ізольованим затвором являє собою конструкцію польового транзистора, у якого затвор з діелектричним шаром ізольований від провідного каналу. У напівпровідниковому кристалі (підкладці) з високим питомим опором створюються два випрямні контакти, відстань між якими кілька мікрометрів. Електрод до одного з контактів, що випрямляє, називається витоком, а до другого - стоком. Між стоком і витоком на поверхні підкладки створюється діелектричний шар, на який наноситься металевий електрод - затвор (рис.4.5). Таким чином, виходить структура,

що складається із шару металу, діелектрика і напівпровідника, названа МДН - структурою. Пільовий транзистор на основі цієї структури називають МДН - транзистором. Звичайно як матеріал підкладки польового транзистора використовується кремній, тому що ізолюючий шар під затвором створюють за допомогою термічного окислювання поверхні кремнію, на якій утворюється діелектрична плівка  $\text{SiO}_2$ . Такий польовий транзистор називають транзистором типу метал-оксид-напівпровідник МОН - транзистором. Однак термін МДН - транзистор більш загальний і використовується частіше.

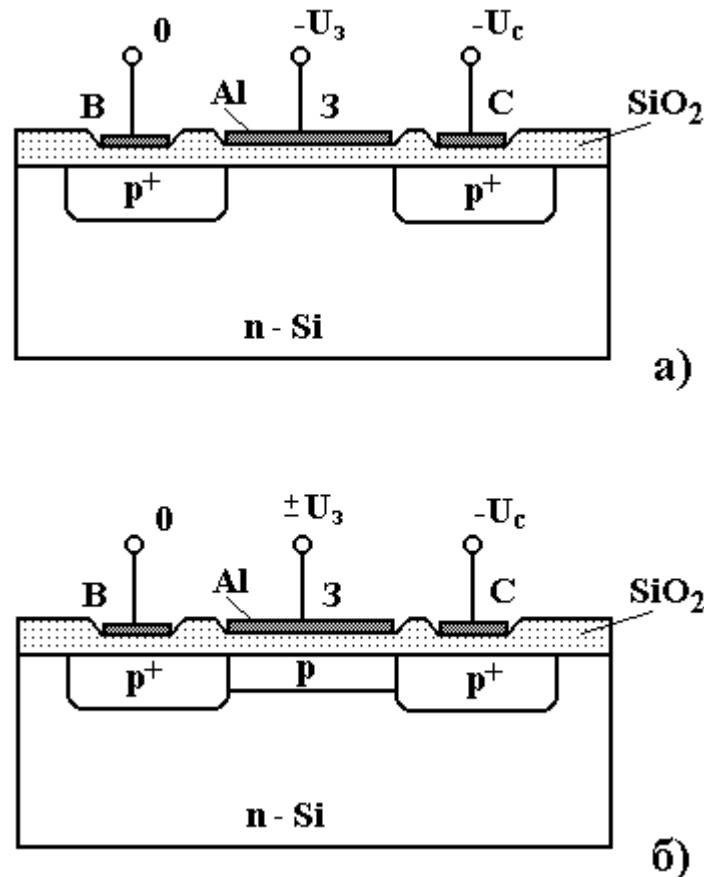


Рис.4.5. Структура польових транзисторів з ізольованим затвором:  
а – з індукованим каналом; б – з убудованим каналом

Розрізняють два типи МДН - транзисторів: з індукованим каналом і убудованим каналом. У МДН - транзисторі з індукованим каналом (рис. 4.6, а) дифузійна область р-типу між стоком і витоків відсутня, тому при відсутності напруги на затворі область напівпровідника між витоків і стоком не проводить струм. При від'ємній напрузі на затворі концентрація електронів у поверхні зменшується і при визначеній напрузі на затворі кількість дірок у поверхні стане більшою, ніж електронів. У результаті цього утвориться канал р-типу провідності і між витоків і стоком протікає струм. Таким чином, МДН - транзистор з індукованим каналом працює тільки при одній полярності напруги на затворі.

У МДН - транзисторі з убудованим каналом (рис.4.5,б) біля поверхні напівпровідника під затвором створюється спеціальний дифузійний шар р-типу, що утворить канал між витоком і стоком.

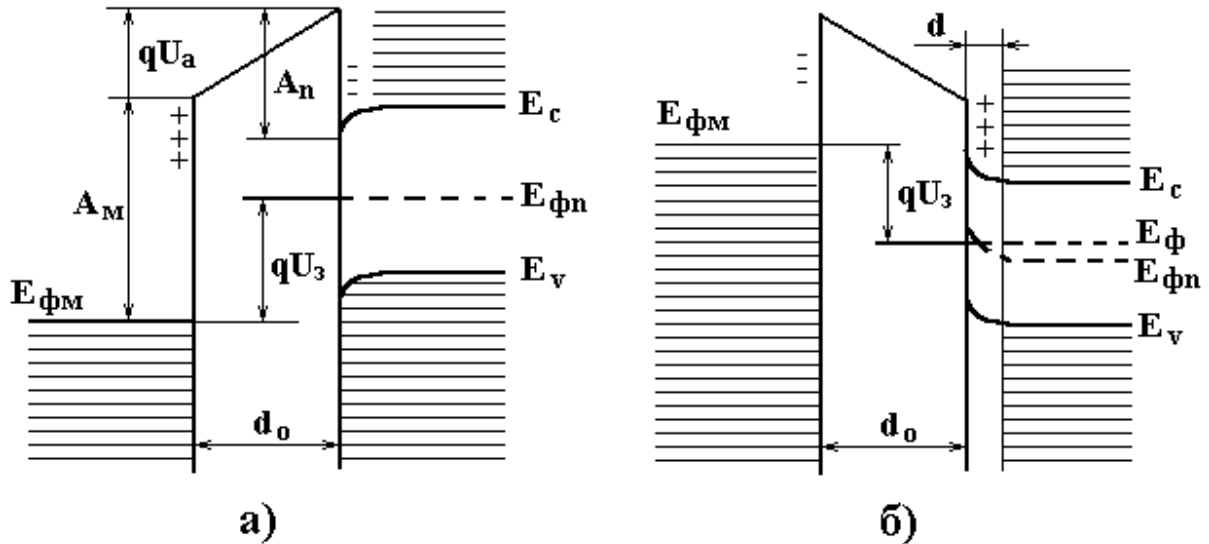


Рис.4.6. Енергетична діаграма МДН-структури з позитивним (а) і від'ємним (б) потенціалом на металі

МДН - транзистор з убудованим каналом може працювати при будь-якій полярності напруги на затворі. При від'ємній напрузі канал збагачується дірками і його опір зменшується, при позитивному - навпаки. Зміна опору каналу приводить до відповідних змін струму, що протікає через нього.

#### 4.6. Принцип роботи МДН - структури

Для розуміння роботи польового транзистора з ізолюваним затвором розглянемо основні фізичні процеси, що відбуваються в структурі метал-діелектрик-напівпровідник. Енергетична діаграма такої структури показана на рис.4.6. При термодинамічній рівновазі системи рівень Фермі однаковий для кожної з частин.

Нехай термодинамічні роботи виходу електронів для металу і напівпровідника будуть рівними, тоді контактна різниця потенціалів для такої системи буде дорівнювати нулю. Це спрощує розгляд процесів у МДН - структурі. Розглянемо випадок прикладення напруги  $U_3$  до цієї структури такої полярності, при якій метал заряджається позитивно (рис.4.6,а). Тоді на межі напівпровідника з діелектриком з'явиться індукований негативний заряд, що виник унаслідок переходу електронів із глибини напівпровідника до поверхні за рахунок дії позитивного заряду на металі. Оскільки в діелектрику відсутні рухливі електричні заряди, то напруженість електрично-

го поля залишається незмінною у всіх точках і розподіл потенціалу  $U_A$  є лінійним.

У результаті того, що електрони рухаються з об'єму напівпровідника до поверхні, створюється електричне поле в приповерхневій зоні, що екранує дію зовнішнього поля. Внутрішнє електричне поле в приконтактній області напівпровідника з діелектриком зменшує енергію електронів у поверхні, що на енергетичній діаграмі відображається скривленням зон на величину  $qU_{no}$ , де  $U_{no}$  - потенціал поля в напівпровіднику. При малому скривленні зон потенціал електричного поля в глибину напівпровідника від поверхні змінюється за законом

$$U_n = U_{no} e^{-x/L_g},$$

де  $U_{no} \ll kT/q$ ,  $L_g = [(\epsilon\epsilon_0 kT)/n_o q^2]^{1/2}$  - дебаївська довжина екранування. Збільшення концентрації електронів у поверхні напівпровідника приводить до збільшення його поверхневої провідності.

При зміні полярності зовнішньої напруги, коли метал заряджається негативно, у напівпровіднику індукується позитивний заряд (рис.4.6,б). Це зв'язано з тим, що електрони відтискуються вглиб об'єму напівпровідника. Електричне поле в приповерхневій області напівпровідника тепер спрямовано в протилежну сторону, що приводить до збільшення потенціальної енергії електронів і, у свою чергу, викривляє енергетичні зони в протилежному напрямку відносно попереднього випадку.

При досить великих зовнішніх напругах рівень Фермі може виявитися нижче середини забороненої зони напівпровідника, що відповідає тому, що в приповерхневій області дірок буде більше, ніж електронів. Біля поверхні утвориться дірковий шар. Таке явище називається інверсією поверхневої провідності.

Здатність поверхневої провідності напівпровідника збільшуватися чи зменшуватися, або ж змінювати знак у залежності від значення і знака зовнішньої напруги називається "ефектом поля" і лежить в основі роботи польових транзисторів з ізолюваним затвором [33].

#### 4.7. МДН-транзистор з індукованим каналом

При невеликому від'ємному потенціалі на затворі (див.рис.4.5,а) у результаті проникнення зовнішнього електричного поля в напівпровідник, в його поверхні під затвором утвориться збіднений основними носіями заряду шар і область об'ємного заряду за рахунок іонізованих домішкових атомів. При напругах на затворі більше граничної, коли стає помітним струм стоку, відбувається інверсія провідності напівпровідника під затво-

ром, що приводить до утворення провідного каналу. Зміна опору каналу зв'язана зі зміною концентрації носіїв заряду і його поперечним перерізом. Струм стоку визначається опором провідного каналу. Схема вмикання МДН - транзистора аналогічна схемі вмикання польового транзистора з керувальним р-n переходом.

Струм у ланцюзі затвора має надзвичайно малі значення, оскільки він визначається дуже великим опором підзатворного діелектричного шару. Тому потужність, необхідна для керування відносно великим струмом стоку і споживана від джерела сигналу в ланцюзі затвора, дуже мала. Таким чином, МДН - транзистор з індукованим каналом забезпечує підсилення за напругою і за потужністю.

Принцип підсилення за потужністю в МДН - транзисторі можна розглядати з погляду передачі енергії постійного електричного поля змінному електричному полю за допомогою носіїв заряду. До моменту утворення каналу вся напруга джерела живлення в ланцюзі стоку падає в області напівпровідника між витокон і стоком, що створює значну напруженість постійного електричного поля. При утворенні каналу дірки при своєму русі від витокон до стоку одержують енергію від прискорюючого їх електричного поля, що сприяє зростанню їхньої енергії. У той же час миттєве значення змінної складової електричного поля в каналі спрямовано проти-лежно постійній складовій, тому дірки гальмуються змінним електричним полем, віддаючи йому частину своєї енергії [24].

Вихідні вольт-амперні характеристики МДН - транзистора з індукованим каналом, як і в польовому транзисторі з керувальним р-n переходом, являють собою залежність струму стоку від напруги стоку при постійній напрузі на затворі (рис.4.7). Початкова ділянка вольт-амперної характеристики є сублінійною унаслідок зменшення товщини каналу біля стоку при збільшенні напруги на стоці при незмінній напрузі на затворі, тому що на стоці і затворі існує потенціал одного знака щодо джерела. Таким чином, різниця потенціалів між, затвором і частиною каналу біля стоку зменшується, що приводить до нееквіпотенціальності каналу по його довжині. Тому при збільшенні струму стоку поперечний переріз каналу біля стоку зменшується (рис.4.7,а). При напрузі на стоці, що відповідає насиченню, канал біля стоку перекривається, тому подальший ріст напруги на стоці викликає дуже невелике збільшення струму стоку. Інша причина сублінійності початкової ділянки вихідних вольт-амперних характеристик полягає в зменшенні рухливості носіїв заряду в каналі за рахунок дії сильного електричного поля.

Збільшення напруги на затворі викликає зсув характеристик убік великих струмів стоку, тому що розширюється провідний канал і струм стоку зростає (рис.4.7,а).

У МДН - транзисторі з індукованим каналом при великих напругах на стоці можливий пробій як діелектрика під затвором, так і р-n переходу

під стоком. Пробій р-n переходу носить лавинний характер. Збільшення напруги на затворі сприяє збільшенню пробивної напруги стоку. Пробій діелектрика носить тепловий характер (може відбуватися при нагромадженні статичних зарядів на транзисторі).

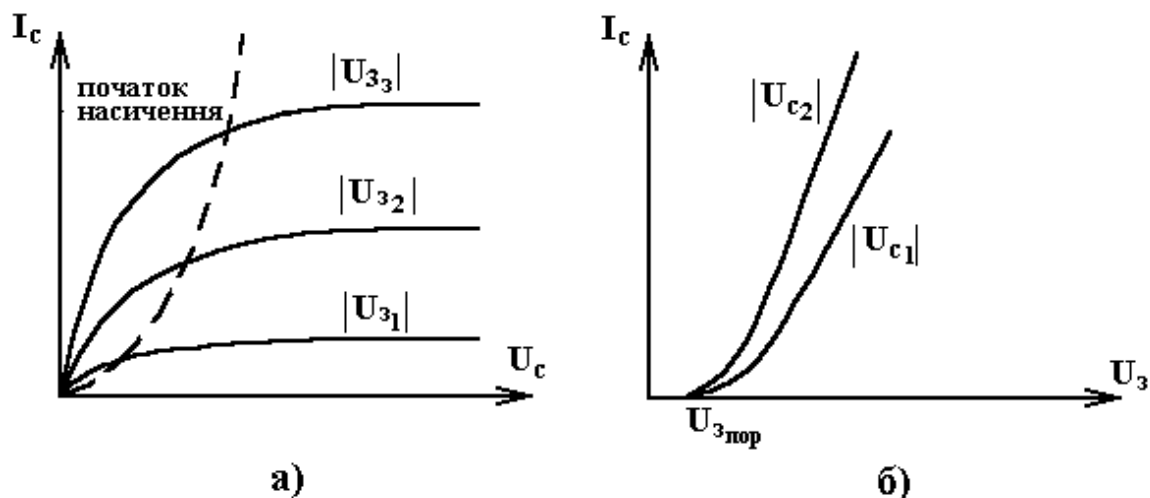


Рис.4.7. Вихідні (а) і передатні (б) вольт-амперні характеристики МДН - транзистора з індукованим каналом при  $|U_{31}| < |U_{32}| < |U_{33}|$  і  $|U_{c1}| < |U_{c2}|$

Перехідні вольт-амперні характеристики показані на рис.4.7,б. Зміна напруги на стоці приводить до зсуву характеристик по осі струмів, що зв'язано зі зміною струму стоку в режимі насичення при незмінній нарузі на затворі. Характеристики виходять з однієї точки горизонтальної осі, що відповідає граничній нарузі на затворі.

Одна з цікавих властивостей транзистора з індукованим каналом температурні залежності струму стоку при незмінних напругах, що можуть бути як позитивними, так і негативними у визначеній робочій точці вольт-амперних характеристик. Це дозволяє здійснювати температурну компенсацію роботи такого приладу.

#### 4.8. МДН - транзистор з убудованим каналом

Канал під затвором у МДН - транзисторі, по якому проходить струм, можна створити не тільки зміною відповідної напруги на затворі, але і за допомогою дифузії чи інших технологічних прийомів. У цьому випадку опір каналу змінюється як при позитивній, так і при негативній полярності напруги на затворі. Конструкція такого транзистора одержала назву МДН - транзистора з убудованим каналом. Принцип його роботи полягає в тім, що канал може збагачуватися і збіднюватися носіями заряду, що викликає зміщення вихідних характеристик при зміні значення і полярності напруги на затворі (рис.4.8,а). Передатні вольт-амперні залежності також видозмі-

нуються (рис.4.8,б), їхній початок лежить у точці на горизонтальній осі, що відповідає напрузі відсічки, тобто напрузі між затвором і витоком МДН-транзистора з убудованим каналом, що працює в режимі збіднення з найменшим заданим значенням струму стоку.

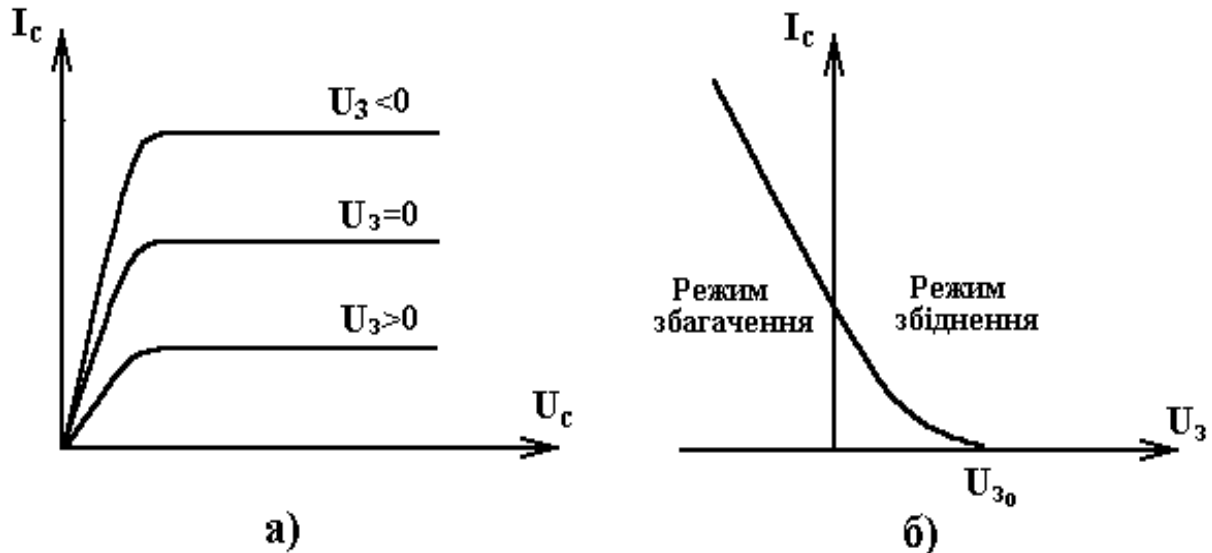


Рис.4.8. Вихідні (а) і передатні (б) вольт-амперні характеристики МДН-транзистора з убудованим каналом

#### 4.9. Аналітичні залежності вихідних вольт-амперних характеристик польового транзистора з ізольованим затвором

Для визначення залежності струму стоку від зміни напруги на затворі і стоці необхідно визначити питому провідність каналу і розподіл у ньому напруженості електричного поля. Питому провідність одиничної площі каналу (рис.4.9) визначається виразом

$$\sigma_K = q \int_0^W p \mu_p dy = q p_K \mu_{pK} , \quad (4.17)$$

де  $p_K = \int_0^W p dy$  - кількість дірок в одиничній площі каналу;  $\mu_{pK}$  - ефективна рухливість дірок у каналі, значення якої в кілька разів менше об'ємної рухливості дірок;  $W$  - товщина каналу.

З іншого боку, вираз (4.17) можна представити в такому вигляді:

$$\sigma_K = q p_K \mu_{pK} = Q_{PK} \mu_{pK} , \quad (4.18)$$

де  $Q_{PK}$  - щільність рухливих носіїв заряду (дірок) у каналі.



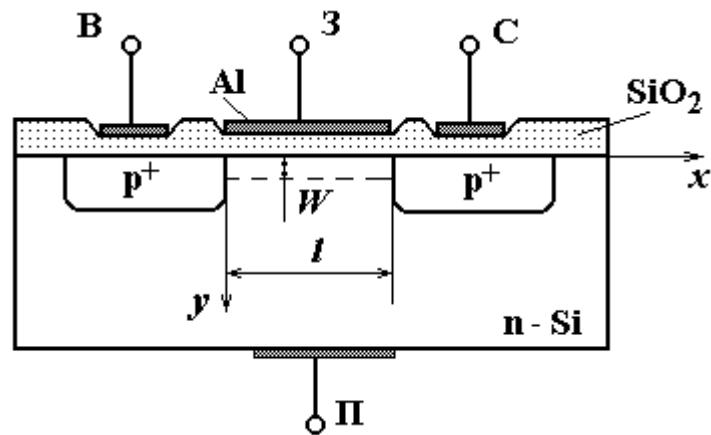


Рис.4.9. Структура польового транзистора з ізольованим затвором, необхідна для розрахунку вольт-амперних характеристик

Крім рухливих носіїв заряду в каналі, на межі розділу діелектрик-напівпровідник і в самому каналі існують нерухомі заряди - іонізовані домішки. Таким чином, сумарна щільність заряду, що залежить від потенціалу каналу, при протіканні струму стоку визначається виразом

$$Q_{\Sigma} = Q_{pK} + Q_{=} = C_{3K} (U_3 - U) , \quad (4.19)$$

де  $Q_{=}$  - нерухомий заряд у каналі;  $C_{3K}$  - питома ємність між затвором і каналом;  $U$  - різниця потенціалів між точкою каналу з координатою  $x$  і витокком. При напругах на затворі менших граничних у каналі існує тільки нерухомий заряд, тому

$$Q_{=} = C_{3K} U_{3\text{пор}} . \quad (4.20)$$

Використовуючи (4.19) і (4.20), знаходимо значення щільності рухливих носіїв заряду:

$$Q_{pK} = C_{3K} (U_3 - U_{3\text{пор}} - U) . \quad (4.21)$$

Струм стоку, що вважається однаковим по всьому перетині каналу, дорівнює

$$I_C = \sigma_K b E = \sigma_K b \frac{dU}{dx} , \quad (4.22)$$

де  $b$  - ширина каналу;  $E$  - напруженість електричного поля в каналі. Підставляючи (4.18) і (4.21) у (4.22), маємо

$$I_C = \mu_{pK} C_{3K} b (U_3 - U_{3\text{нор}} - U) \frac{dU}{dx}. \quad (4.23)$$

Розв'язок рівняння (4.23) одержуємо, використовуючи метод поділу змінних, при наступних граничних умовах:  $U|_{x=0} = 0$ ,  $U|_{x=l} = U_C$ . Таким чином,

$$I_C \int_0^l dx = \mu_{pK} C_{3K} b \int_0^{U_C} (U_3 - U_{3\text{нор}} - U) dU. \quad (4.24)$$

Остаточний вираз для струму стоку, що відповідає початковій ділянці вольт-амперної характеристики, приймає вигляд

$$I_C = \frac{\mu_{pK} C_{3K} b}{l} [(U_3 - U_{3\text{нор}}) U_C - U_C^2 / 2]. \quad (4.25)$$

У режимі насичення значення струму стоку знаходимо з умови, що при напругах на стоковому кінці каналу, більших чи рівних напрузі насичення стоку, частина каналу перекривається. У цьому випадку рухливі дірки в перекритій частині каналу відсутні і проходять її під дією сильного електричного поля в подовжньому напрямку зі швидкістю насичення. У результаті можна вважати, що в області каналу біля стоку заряд рухливих дірок приблизно дорівнює нулю, тобто  $Q_{pK} \approx 0$ . Тоді, на підставі (4.21), можна записати:

$$Q_{pK} = C_{3K} (U_3 - U_{3\text{нор}} - U_{C\text{НАС}}) \equiv 0, \quad (4.26)$$

звідки

$$U_{C\text{НАС}} = U_3 - U_{3\text{нор}}. \quad (4.27)$$

Підставляючи замість  $U_C$  вираз (4.27) у рівняння (4.25), одержуємо вихідну вольт-амперну характеристику в режимі насичення:

$$I_{C\text{НАС}} = \frac{\mu_{pK} C_{3K} b}{2l} [U_3 - U_{3\text{нор}}]^2. \quad (4.28)$$

Аналіз (4.28) показує, що при  $U_C > U_{C\text{НАС}}$  струм стоку не залежить від напруги на стоці.

#### 4.10. Параметри й еквівалентна схема польового транзистора з ізольованим затвором

Підсилювальні властивості польового транзистора з ізольованим затвором характеризуються крутістю вихідної вольт-амперної характеристики як на початковій ділянці, так і в положистій частині. На початковій ділянці крутість визначається диференціюванням виразу (4.25) за напругою на затворі:

$$S_H = \left. \frac{dI_K}{dU_3} \right|_{U_C = \text{const}} = \frac{\mu_{pK} b C_{3K}}{l} U_C . \quad (4.29)$$

При роботі транзистора в режимі насичення крутість визначається на підставі виразу (4.28):

$$S_{HAC} = \frac{\mu_{pK} b C_{3K}}{l} (U_3 - U_{3nop}) . \quad (4.30)$$

З аналізу (4.29) і (4.30) видно, що збільшення крутості вимагає більш високих значень рухливості носіїв заряду. Тому транзистори з електронним типом провідності каналу забезпечують більш високе значення крутості, чим з дірковим типом, тому що рухливість електронів у два рази вища рухливості дірок. Зменшення довжини каналу сприяє збільшенню крутості, але нижні межі розмірів каналу обмежені технологічними можливостями і в даний час складають порядку одного мікрметра.

Збільшення питомої ємності між затвором і каналом приводить, з одного боку, до росту крутості, а з іншого, - збільшує паразитні ємності між затвором і витокком та між затвором і стоком, що погіршує частотні й імпульсні властивості приладів.

Еквівалентна схема польового транзистора з ізольованим затвором (рис.4.10) подібна еквівалентній схемі польового транзистора з керувальним р-п переходом (див.рис.4.4). Однак між ними існують визначені розходження, що полягають у тім, що в еквівалентній схемі МДН - транзистора відсутні опори  $R_C$  й  $R_B$  оскільки вся область напівпровідникової підкладки від витокку до стоку лежить під електродом затвора. Опір з боку входу  $R_{3B}$  є опором витокку діелектрика; вхідна ємність  $C_{3B}$  і ємність зворотного зв'язку  $C_{3C}$  - деякі частини загальної ємності затвор - канал  $C_{3K}$  (див.рис.4.4). Ємність  $C_{3B}$  складає 2/3 ємності  $C_{3K}$ . Між витокком і стоком через малі відстані між ними виникає зв'язок через ємність  $C_{CB}$ , що також складається з ємності між підкладкою і витокком та між підкладкою і стоком. Зменшення ємності  $C_{3C}$  приводить до зниження зворотного зв'язку

між витоком і стоком, однак цього можна досягти при віддаленні електрода затвора від електрода стоку.

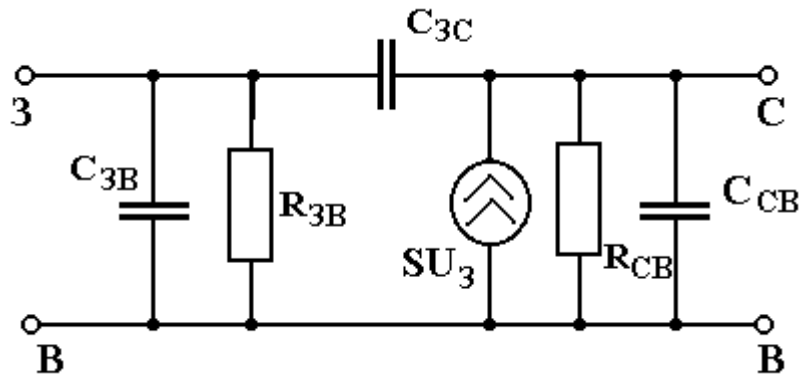


Рис.4.10. Еквівалентна схема польового транзистора з ізольованим затвором

Найменше значення ємності  $C_{3C}$  можна одержати в конструкції тетрода (рис.4.11), коли між затвором  $3_1$ , на який подається керувальний сигнал, і стоком розміщується ще один затвор  $3_2$ . Другий затвор забезпечує електростатичне екранування між входом і виходом. При роботі приладу на електрод  $3_2$  подають постійну від'ємну напругу.

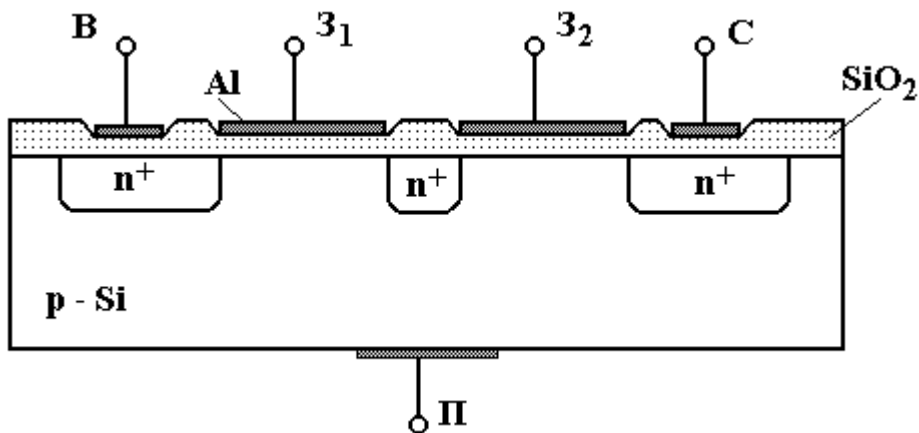


Рис.4.11. Структура тетрода на основі польового транзистора з ізольованим затвором

Частотні й імпульсні властивості польових транзисторів з ізольованим затвором визначаються часом перезаряду розподіленої ємності між каналом і затвором. Гранична частота описується виразом [11]

$$f_T = \frac{1}{2\pi\tau_3} = \frac{1}{2\pi RC_{3B}}, \quad (4.31)$$

де  $\tau_3 = RC_{3B}$  - стала часу затвора;  $R$  - частина опору каналу, через який відбувається перезаряд ємності  $C_{3B}$ .

#### 4.11. Польовий транзистор з бар'єрами Шотткі в якості стоку і витіку

Використання бар'єрів Шотткі як стік і витік дозволяє поліпшити робочі характеристики приладу (рис.4.12,а) і трохи спростити технологію виготовлення [16]. На основі контактів Шотткі можна одержати малу товщину переходу, що послабляє виникнення небажаних короткоканальних ефектів. З іншого боку, бар'єри Шотткі мають високу провідність, що сприяє створенню приладів з досить низьким послідовним опором витіку.

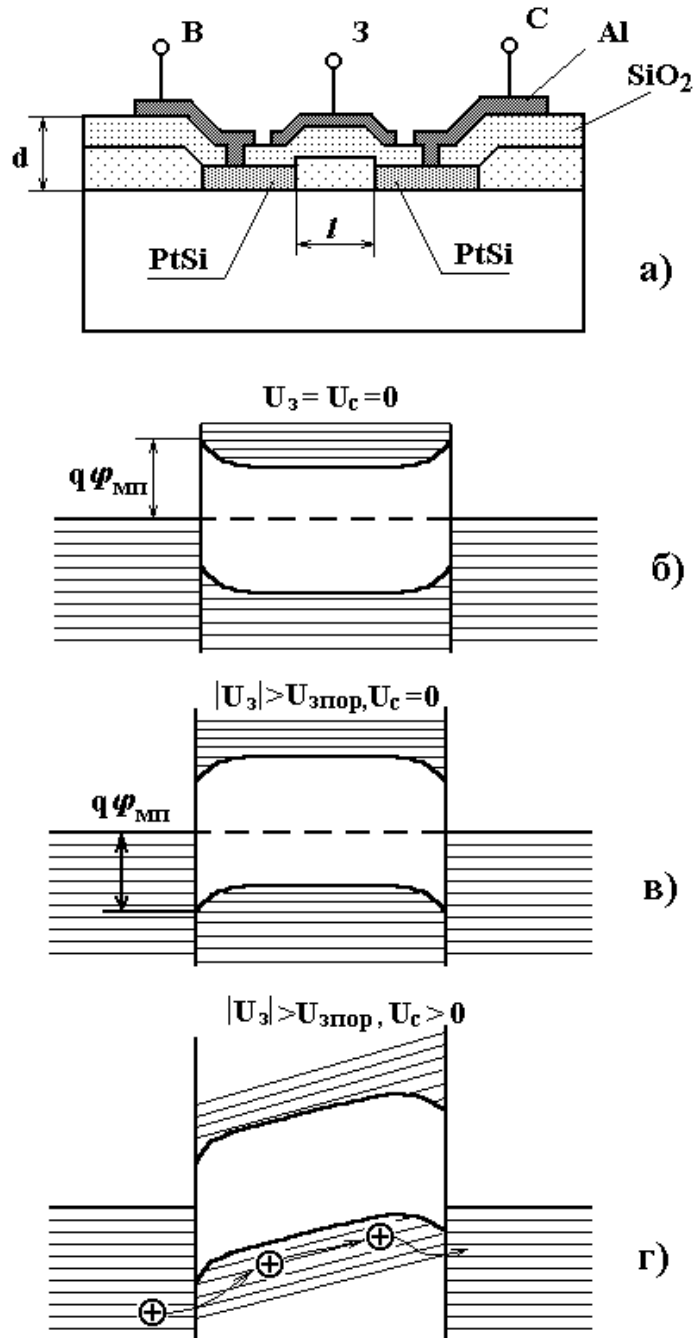


Рис.4.12. Структура МДН-транзистора з бар'єром Шотткі як стік і витік (а), енергетичні діаграми при різних напругах на електродах (б, в, г) [16]

Виключення деяких високотемпературних операцій викликає підвищення якості окисного шару і полегшує відтворення геометрії приладу [16].

На рис.4.12,б показана енергетична діаграма структури в умовах термодинамічної рівноваги. Величина  $qU_{MH}$  - висота потенціального бар'єра між металом і n-напівпровідниковою підкладкою (для контакту PtSi-Si,  $qU_{MH}=0,85$  еВ [16]). При досить великій напрузі на затворі, коли відбувається інверсія провідності приповерхневої області напівпровідника від n-типу до p-типу (рис.4.12,в), потенціальний бар'єр між витоком і р-інверсним шаром складає вже  $qU_{MH}=0,25$  еВ для того ж контакту. У результаті термоіонної емісії дірки легко проходять через такий малий бар'єр і надходять в інверсний шар, де вони під дією електричного поля рухаються до контакту Шотткі стоку (рис.4.12,г). У такому режимі роботи приладу бар'єр Шотткі витоку знаходиться в зворотно-зміщеному стані. Щільність термоіонного струму через бар'єр висотою 0,25 еВ при кімнатній температурі складає  $10^3$  А/см<sup>2</sup>. Для створення великих щільностей струму необхідно використовувати контакт Шотткі з більшою висотою потенціального бар'єра стосовно n-кремнію. Створення МДН - транзисторів на р-підкладці з каналом електронного типу провідності важко, оскільки не отримані контакти Шотткі з великою висотою потенціального бар'єра стосовно кремнію з дірковим типом провідності [16].

#### 4.12. Тонкоплівковий МДН-транзистор

Звичайно МДН-транзистори виготовляються за допомогою дифузійних методів. У результаті в інтегральних схемах на МДН-транзисторах провідна напівпровідникова підкладка є загальною для всіх елементів.

Цього недоліку можна уникнути при використанні тонкоплівкової технології створення МДН-транзисторів, за якою тонкоплівковий транзистор виходить при послідовному нанесенні на ізолюючу підкладку шарів напівпровідника, діелектрика і металу (рис.4.13). Тонкоплівкова технологія дозволяє повністю ізолювати прилади один від одного. Оскільки напівпровідникова плівка в тонкоплівковому транзисторі створюється методом вакуумного напилювання, то в ній міститься значно більше дефектів і порушень кристалічних ґрат, ніж у монокристалічних зразках, що погіршує надійність і електрофізичні характеристики транзистора. Для усунення цих недоліків і поліпшення відтворюваності необхідно знижувати щільність об'ємних і поверхневих пасток у напівпровідниковій плівці [11, 16].

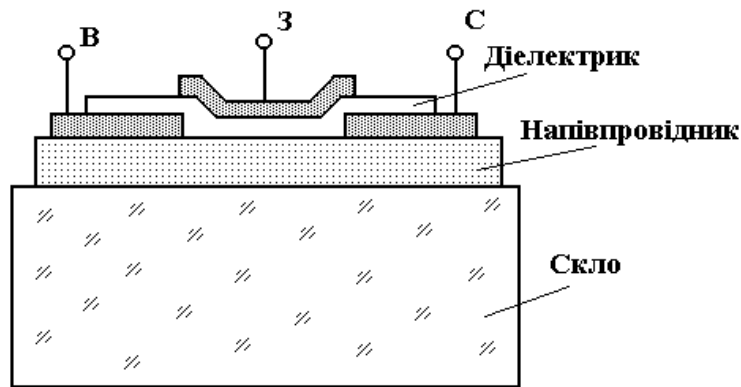


Рис.4.13. Тонкоплівковий МДН-транзистор

### 4.13. МДН-транзистори з плаваючим затвором

Затвор звичайного МДН-транзистора можна виготовити таким чином, щоб у діелектричному шарі під затвором міг зберігатися електричний заряд. У цьому випадку прилад виступає як енергонезалежний елемент пам'яті. Уперше транзистор із зазначеними властивостями був створений у 1967 році [16]. В даний час на основі таких приладів виготовляється широкий клас напівпровідникових інтегральних запам'ятовувальних пристроїв. Елементи пам'яті відповідно до технології їхнього виготовлення поділяються на два класи: транзистори з плаваючим затвором, і транзисторні структури з двошаровим діелектриком типу метал-діелектрик-окисел-напівпровідник (МДОН - структури). Запис інформації здійснюється інжекцією носіїв заряду з напівпровідника через шар окислу. Заряд зберігається чи в плаваючому затворі, чи на границі окислу з другим діелектриком у МДОН-структурах. Інжектований заряд змінює гранична напруга МДОН-транзистора убік більш високих значень. Повернення приладу до стану з низьким значенням граничної напруги відповідає процесу стирання заряду, що зберігається. Перехід елемента пам'яті з одного стану в інший здійснюється за допомогою електричних імпульсів, поданих на затвор транзистора [16].

Структура транзистора з плаваючим затвором показана на рис.4.14. У кремнієвій підкладці n-типу створюються  $p^+$ -області витоку і стоку. На поверхню підкладки між областями витоку і стоку нанесений тонкий шар окислу  $D_1$ , покритий металевим електродом  $M_1$ , що одержав назву плаваючого затвора. Плаваючий затвор відділений другим товстим шаром діелектрика  $D_2$  від зовнішнього металевого затвора  $M_2$ . Енергетичні діаграми структури, що відповідають режимам запису, збереження і стирання інформації, зображені на рис.4.14,б,в,г.

Напруга  $U_3$  прикладена до зовнішнього затвора структури  $M_2$ , поділяється між обома діелектричними шарами (рис.4.14,а):

$$U_3 = U_1 + U_2 = d_1 E_1 + d_2 E_2 , \quad (4.32)$$

де  $E_1$  і  $E_2$  - напруженість електричного поля в цих шарах. Відповідно до закону Гаусса

$$\varepsilon_1 E = \varepsilon_2 E_2 + Q . \quad (4.33)$$

На підставі (4.32) і (4.33) можна визначити напруженість електричного поля в кожному із шарів. Наприклад, у першому шарі діелектрика вона описується виразом [16]

$$E_1 = \frac{U_3}{d_1 + d_2(\varepsilon_1 / \varepsilon_2)} + \frac{Q}{\varepsilon_1 + \varepsilon_2(d_1 / d_2)} , \quad (4.34)$$

де  $Q$  - заряд у плаваючому затворі;  $\varepsilon_1$  і  $\varepsilon_2$  - діелектричні проникності першого і другого діелектричних шарів.

Заряд плаваючого затвора  $Q$  буде залежати від часу, якщо струми в діелектричних шарах не рівні один одному. Таким чином, можна записати [16]

$$Q(t) = \int_0^t [J_1(E_1) - J_2(E_2)] dt , \quad (4.35)$$

де  $J_1(E_1)$  і  $J_2(E_2)$  - щільність струмів у шарах діелектрика відповідно 1 і 2. У залежності від природи діелектричного шару і напруженості електричного поля в ньому виникають різні механізми тунелювання носіїв заряду. Щільність струму при тунелюванні за механізмом Фаулера – Нордгейма

$$J = C_1 E^2 e^{-E_0 / E} , \quad (4.36)$$

де  $E$  - напруженість електричного поля;  $C_1$  і  $E_0$  - константи, що залежать від ефективної маси носіїв заряду і висоти потенціального бар'єра. Такий механізм провідності відіграє важливу роль у тонких плівках  $Al_2O_3$  і  $Si_2$ . При переносі носіїв заряду в діелектричному шарі  $Si_3N_4$  відповідно до механізму Пула-Френкеля щільність струму

$$J = C_2 E e^{-q(\varphi_L - \sqrt{qE / \pi \varepsilon_i}) kT} . \quad (4.37)$$

де  $C_2$  - коефіцієнт, пропорційний щільності пасток у діелектрику;  $\varphi_L$  - глибина пастки;  $\varepsilon_i$  - динамічна діелектрична проникність.

У результаті різниці протікаючих струмів у тонкому і товстому діелектриках, за час дії великої позитивної напруги  $U_3$ , прикладеної до зовнішнього затвора (імпульсу запису), у плаваючому затворі накопичується  $Q$  заряд (рис.4.15,6), що змінює граничну напругу на величину [16]

$$\Delta U_{пор} = \frac{d_2}{\varepsilon_2} Q . \quad (4.38)$$



Заряд, що зберігається, стирається імпульсом протилежної  $U_3 < 0$  полярності (рис.4.14,в).

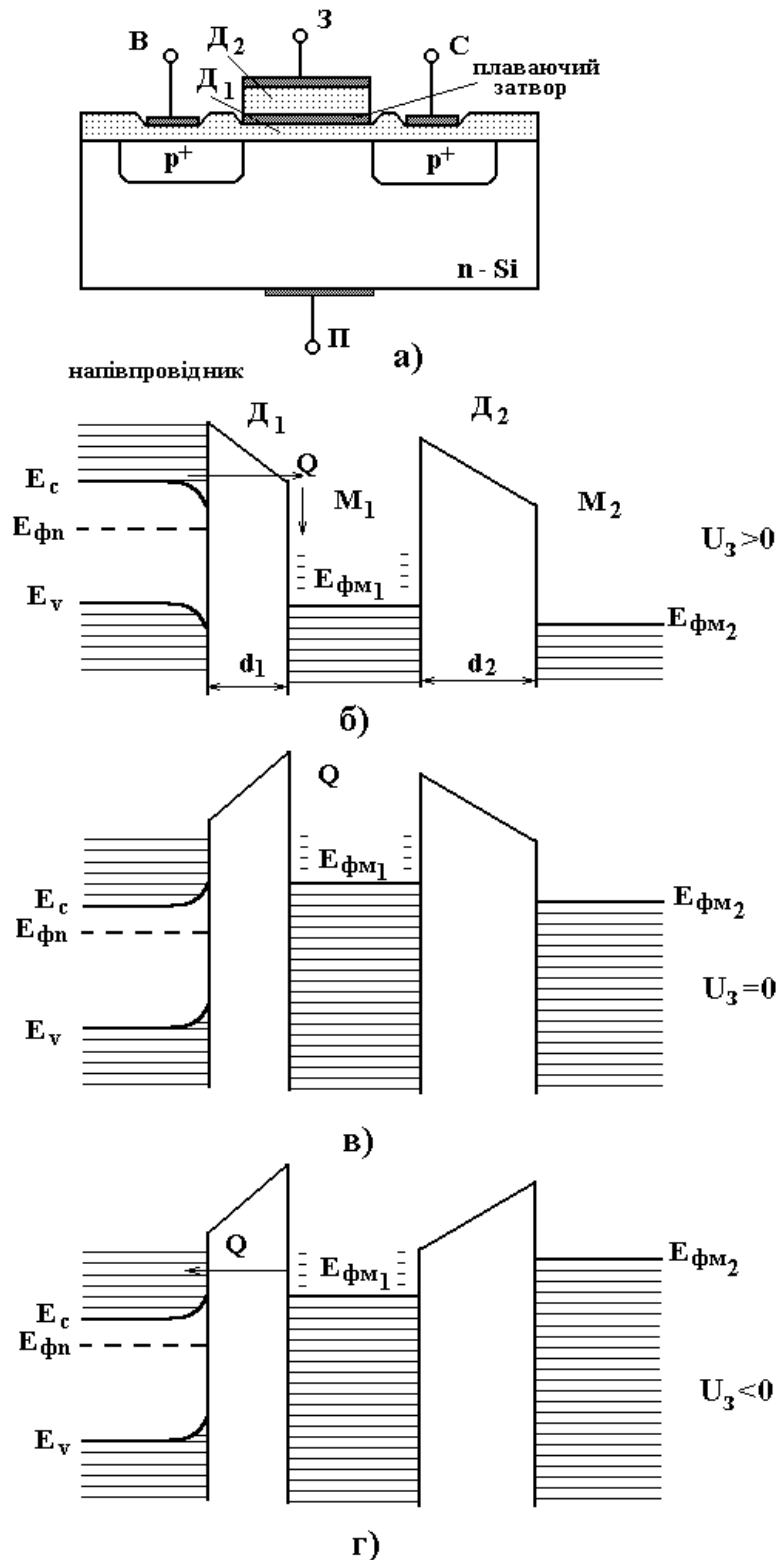


Рис.4.14. Енергетична діаграма і структура (а) МДН-транзистора з плаваючим затвором у режимі зарядки (б) – операція запису; збереження заряду (в); розрядки плаваючого затвора (г) – операція стирання [16]

В реальних структурах час запису інформації (час зарядки) необхідний для зрушення граничної напруги на 1 В, не перевищує  $10^{-7}$  с експериментально зрушення граничної напруги визначається за зміною провідності каналу.

Важливою характеристикою елементів пам'яті є час збереження інформації, обумовлений як час, за який записаний заряд зменшується в результаті стікання на 50%. Як показали теоретичні розрахунки, час збереження інформації складає приблизно 100 років [16].

#### 4.14. Короткоканальні ефекти в МДН-транзисторах

Зменшення геометричних розмірів польових транзисторів, що зв'язано з загальною тенденцією мікромініатюризації інтегральних схем, приводить до різкої відмінності їхніх властивостей від звичайних довгоканальних транзисторів. Ці відхилення, так звані короткоканальні ефекти, обумовлені двомірним розподілом електричних полів в активній області і досить високими значеннями напруженості електричних полів. При скороченні довжини каналу і збереженні незмінної концентрації легуючої домішки в ньому, геометричні розміри каналу будуть визначатися товщиною збіднених шарів p-n переходів стоку і витоків. У цьому випадку розподіл потенціалу в каналі однаковою мірою визначається як поперечним електричним полем, обумовленим напругами на затворі і підкладці, так і подовжнім полем, створеним напругою на стоці. Двомірний характер розподілу потенціалу в каналі приводить до того, що наближення плавного каналу, при якому поперечна складова напруженості електричного поля значно більша подовжньої складової, стає неправомірним. Це створює залежність граничної напруги від довжини каналу і напруг зміщення на електродах, зменшує вихідний опір, перешкоджаючи відсіченню каналу [16].

У коротких каналах виникають сильні електричні поля, що приводять до залежності рухливості носіїв заряду від поля і до насичення дрейфової швидкості. При подальшому збільшенні напруженості поля в каналі біля стокового переходу виникає ударна іонізація, стає помітною додаткова провідність по підкладці і відбувається вмикання паразитного біполярного транзистора. Сильні електричні поля сприяють розігріву носіїв заряду, що потім інжектують у підзатворний діелектрик, додатковий заряд у діелектрику приводить до зрушення граничної напруги, дрейфу характеристик і зниженню крутості транзистора. Таким чином, короткоканальні ефекти погіршують характеристики МДН - транзисторів і тому небажані. Усунути їх можна, пропорційно зменшивши всі розміри приладу. При цьому в стільки ж раз варто зменшити робочі напруги, для того, щоб зовнішні електричні поля залишилися на колишньому рівні. Таке масштабне зменшення розмірів являє собою найпростіший підхід до мініатюризації МДН - транзисторів [16].

## Контрольні питання

1. Нарисуйте структуру польового транзистора з керувальним р-п переходом і поясніть принцип його роботи.
2. У чому подібність і розходження польового транзистора з керувальним р-п переходом з вакуумним тріодом?
3. Нарисуйте вихідні вольт-амперні характеристики польового транзистора з затвором у вигляді р-п переходу і поясніть зміну цих характеристик з фізичної точки зору.
4. Як визначається крутість польового транзистора з керувальним р-п переходом і як залежить вона від геометричних і електрофізичних параметрів приладу?
5. Поясніть зміну передатних вольт-амперних характеристик польового транзистора з керувальним р-п переходом від зміни напруги на затворі.
6. Нарисуйте еквівалентну схему польового транзистора з керувальним р-п переходом і поясніть роль кожного її елемента.
7. Чим обмежується гранична частота польових транзисторів з керувальним р-п переходом?
8. Нарисуйте структури польового транзистора з ізольованим затвором.
9. Поясніть принцип роботи МДН-структури.
10. У чому полягає принципове розходження МДН-транзисторів з убудованим і індукованим каналами?
11. Нарисуйте і поясніть хід кривих вихідних і передатних вольт-амперних характеристик МДН-транзистора з убудованим каналом.
12. Яким чином залежить крутість МДН-транзисторів від довжини каналу?
13. У чому полягає відмінність еквівалентної схеми МДН-транзистора від еквівалентної схеми польового транзистора з керувальним р-п переходом?
14. Якими фізичними процесами обмежені частотні властивості МДН-транзисторів?
15. Нарисуйте структуру польового транзистора з бар'єрами Шотткі і поясніть, у чому полягає їхня перевага в порівнянні зі звичайними МДН-транзисторами?
16. Які переваги дозволяють одержати тонкоплівкові МДН-транзистори?
17. Нарисуйте структуру МДН-транзистора з плаваючим затвором і поясніть механізм їхньої роботи.
18. У чому полягає сутність короткоканальних ефектів у МДН-транзисторах?

## 5. ПОТУЖНІ ТРАНЗИСТОРНІ СТРУКТУРИ

Біполярні потужні транзистори знайшли широке застосування як підсилювачі низької і високої частот, генераторів, потужних перемикальних пристроїв. Вони потрібні в найрізноманітніших схемах: підсилювачах звукової частоти, в системах запалювання автомобілів, горизонтального розгорнення телевізорів, потужних джерелах живлення.

Головними характеристиками потужного транзистора є напруга, струм, перетворювана потужність. Потужні транзистори повинні мати здатність розсіювати велику потужність без яких-небудь змін структури. Структура потужних транзисторів відрізняється від структури найпростіших, малосигнальних n-p-n чи p-n-p приладів, оскільки потужні транзистори пропускають через себе великий колекторний струм і витримують на колекторі великі напруги.

У той же час електричні моделі потужних транзисторів цілком ґрунтуються на моделях, розроблених для малопотужних приладів, що з великою точністю застосовні в одномірному випадку. Точна модель потужного транзистора, що враховує тривимірні ефекти, ще розробляється.

### 5.1. Структури потужних транзисторів

У найпростішій структурі  $n^+$ -p- $n^+$  транзистора (рис. 5.1)  $n^+$ -емітер і  $n^+$ -колектор отримані шляхом одночасної дифузії домішки в одноріднолегований кремній p-типу, тому такі транзистори називаються транзисторами з одноразовою дифузією. Для того щоб одержати високу напругу пробою p-n переходу колектор-база, p-база обрана слаболегованою. Головним недоліком такої структури є малий коефіцієнт підсилення за струмом внаслідок того, що для запобігання проколу бази і досягнення необхідної напруги пробою p-база повинна бути досить широкою.

На рис.5.2, а представлений поліпшений тип структури: p-база отримана дифузією в колекторну  $n^-$ -область. У цьому варіанті замикальний шар розширюється головним чином у колекторний  $n^-$ -шар і лише незначно – у більш сильнолеговану p-базу. Область  $n^-$ , часто називають  $v$ -областю, яка досить широка, щоб забезпечити необхідну напругу пробою; завдяки такому профілю легування (рис.5.2, б) прокол p-бази цілком виключається. Цей тип структури може бути отриманий, наприклад, методом подвійної дифузії (створення p-бази, потім  $n^+$ -емітера і  $n^+$ -колектора) у вихідному  $n^-$ -кремнії з високим питомим об'ємним опором. Третій тип силової транзисторної структури, що містить у колекторі, крім  $n^-$ -області, p-область з меншим опором, показаний на рис.5.3. Середня концентрація легуючої домішки в p-шарі в кілька разів вища, ніж у  $n^-$ -області. Метою створення такої буферної зони p-типу є захист транзистора від зворотного вторинного пробою. У багатьох випадках  $n^-$ - чи  $v$ -область утворюється шляхом епіта-

ксийного нарощування кремнію на  $n^+$ -підкладку.

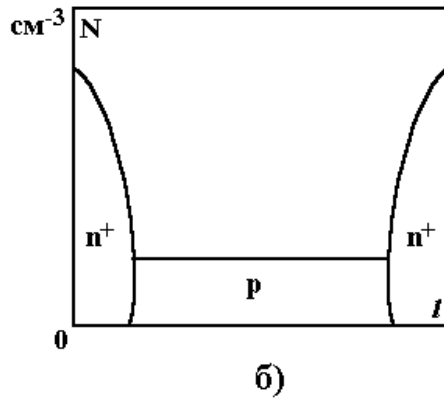
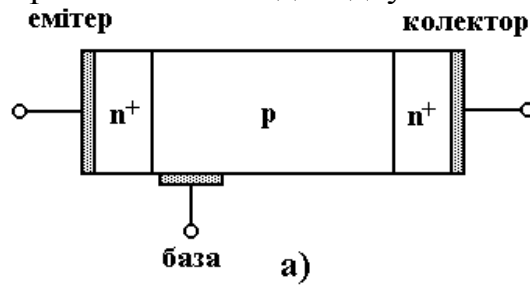


Рис.5.1. Структура  $n^+$ - $p$ - $n^+$  (а), профіль легування (б) у потужному транзисторі з одноразовою дифузією ( $N$  - концентрація домішки;  $l$  - відстань від поверхні емітера)

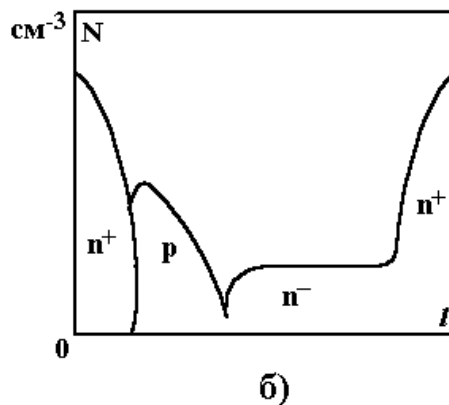
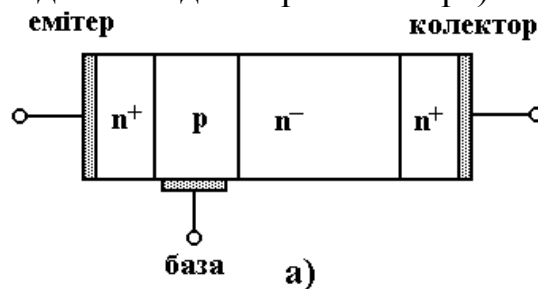


Рис.5.2. Структура  $n^+$ - $p$ - $n^-$ - $n^+$  (а) і профіль легування (б) у потужному транзисторі з високим опором колекторної  $n^+$ -області ( $N$  - концентрація домішки;  $l$  - відстань від поверхні емітера)

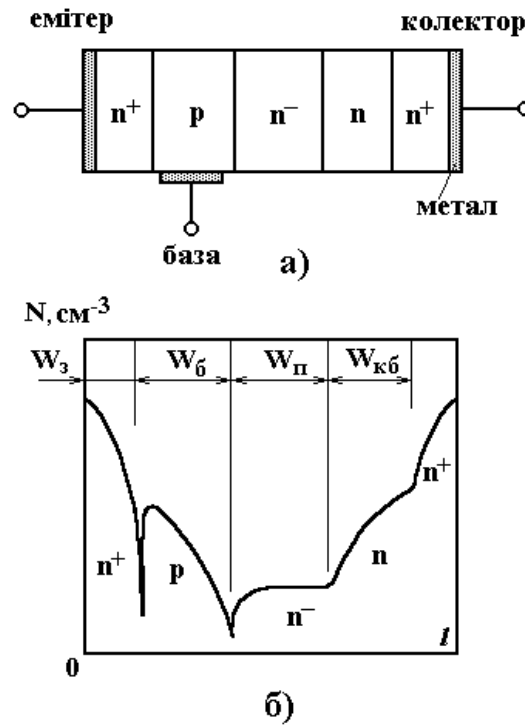


Рис.5.3. Структура  $n^+ - p - n^- - n - n^+$  (а) і профіль легування (б) у потужному транзисторі з буферною зоною  $n$ -типу в колекторі ( $N$  - концентрація домішки;  $l$  - відстань від поверхні емітера)

У приладі з двома епітаксійними шарами, відомому як  $n^+ - p - \pi - \nu - n - n^+$  транзистор [25], що замикає шар колекторного переходу і розширюється як у  $\nu$ -область, так і в дуже слабологований  $\pi$ -шар  $p$ -бази (рис.5.4) [25]. Максимальне поле в сильно несиметричному однобічному східчастому  $p - n$  переході, по одну сторону від якого концентрація акцепторів  $N_a$  істотно вища, ніж концентрація донорів  $N_d$  по іншу (без врахування убудованого потенціалу), виражається як

$$E_{1\max} = 2eU(N_d / \epsilon_K)^{1/2} , \quad (5.1)$$

де  $U$  - прикладена напруга. Максимальне поле в симетричному  $\pi - \nu$  переході з  $N_a = N_d$

$$E_{2\max} = E_{1\max} / \sqrt{2} , \quad (5.2)$$

якщо замикаючий шар має можливість вільно розширюватися по обох сторонах від металургійної межі  $p - n$  переходу, тобто при симетричному  $\pi - \nu$  переході прикладену напругу можна подвоїти, не змінюючи значення максимального поля, і в такий спосіб підвищити напругу пробую колектора,  $\pi - \nu$  структура може також виявитися корисною для збільшення коефіцієнта підсилення транзистора. Основні технологічні етапи виготовлення  $n^+ - p - \pi - \nu - n - n^+$  структури показані на рис.5.5.

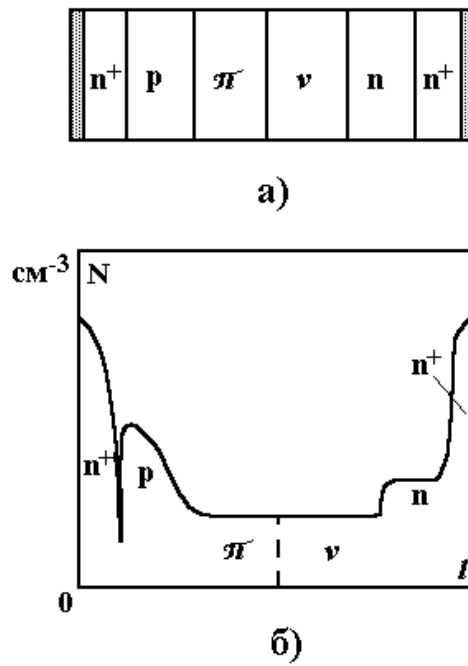


Рис.5.4. Структура  $n^+$ -р- $\pi$  - $v$  - $n$ - $n^+$  (а) і профіль легування (б) [25]

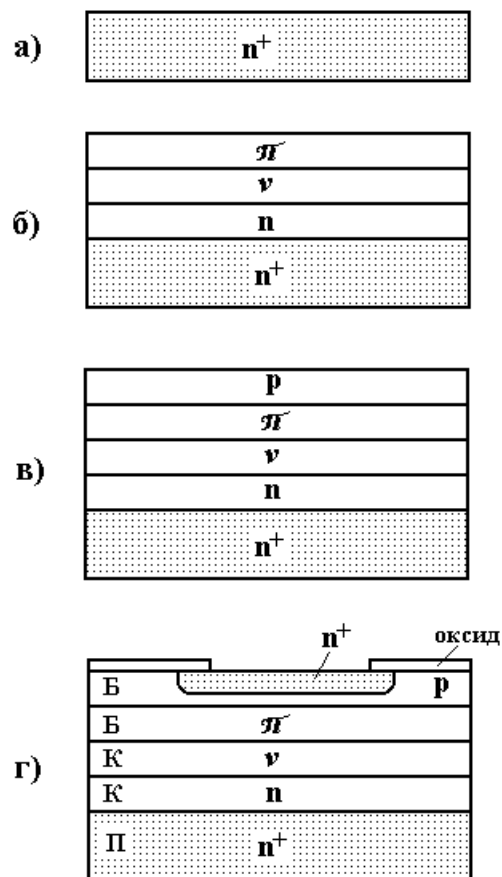


Рис.5.5. Основні етапи виготовлення епітаксійного транзистора: а) - вихідна підкладка; б) - потрійна епітаксія; в) - формування дифузійної р-бази; г) - окислювання і дифузія (формування  $n^+$ -емітера); П - підкладка

Силкові транзистори можуть бути виконані в одній інтегральній схемі з іншими потужними і малосигнальними приладами. Основним обмеженням тут є вартість. В одному з відділень RCA була створена інтегральна схема, що містить потужний n-p-n транзистор на струм 10 А і напругу 80 В, потужний p-n-p транзистор, силові діоди Зенера і деякі інші компоненти [25]. Потужні транзистори займали близько 2/3 площі зразка, що складала 0,4x0,4 см<sup>2</sup>. Структура p-n-p являла собою так званий площинний тріод, який часто використовується у малопотужних інтегральних схемах, разом з n-p-n транзистором. Для ізоляції окремих елементів інтегральної схеми використовувалися p-n переходи. Інтегральна схема могла використовуватися, наприклад, як високоякісний підсилювач низької частоти чи перемикач постійного струму з малими втратами.

## 5.2. Частотна характеристика потужного біполярного транзистора

Добуток коефіцієнта підсилення і ширини смуги пропускання  $v_T$  в значній мірі визначає частотну характеристику транзистора. Наприклад, знання величини  $v_T$  дозволяє обчислити максимальну робочу частоту транзистора з виразу

$$v_{\max} \approx [v_T / (8\pi r'_{BX} C_K)]^{1/2}, \quad (5.3)$$

де  $r'_{BX}$  - вхідний опір гібридної еквівалентної  $\pi$ -схеми;  $C_K$  - ємність колекторного переходу. Максимально можливий коефіцієнт підсилення за потужністю  $K_{p\max}$  також можна виразити через  $v_T$ :

$$K_{p\max} = v_T / (8\pi v^2 r'_{BX} C_K) = v_{\max}^2 / v^2. \quad (5.4)$$

Добуток коефіцієнта підсилення і кутової ширини смуги пропускання при малих струмах має вигляд:

$$\omega_T = \sigma_M / (C_g + C_e + C_K), \quad (5.5)$$

де  $\sigma_M$  - крутість вольт-амперної характеристики біполярного транзистора;  $C_g$  - дифузійна ємність;  $C_e$  і  $C_K$  - середні ємності емітерного і колекторного переходів. Цей добуток зв'язаний з повним (емітер-колектор) часом затримки  $\tau_{ЕК}$  співвідношенням

$$\omega_T = \tau_{ЕК}^{-1}. \quad (5.6)$$



Величина  $\tau_{EK}$  містить чотири складові: час заряду емітерної ємності  $\tau_E$ , час прольоту бази  $\tau'_{np}$ , час прольоту через колекторний замикаючий шар  $\tau_3$  і час заряду колекторної ємності  $\tau_{3K}$ :

$$\tau_{EK} = \tau_{3E} + \tau_{np} + \tau_3 + \tau_{3K} . \quad (5.7)$$

Час, необхідний для заряду емітерної ємності транзистора при зростанні потенціалу на переході від нуля чи негативної величини до позитивного зсуву,

$$\tau_{3E} = n[kT/(qI_e)]C_e(0) , \quad (5.8)$$

де  $I_e$  - струм емітера;  $C_e(0)$  - повна ємність емітерного переходу при нульовому зсуві; коефіцієнт  $n$  уведений для того, щоб врахувати зміну ємності  $C_e$  при зміні напруги емітера під час заряду; для приблизних обчислень можна вважати  $n = 4$ .

Час прольоту через базу  $\tau'_{np}$  при високому рівні інжекції, коли значення колекторного струму перевищує критичне, при якому має місце ефект розширення бази, визначається з виразу:

$$\tau'_{np} = W_B^2/(4D_n) + W_{KB}^2/(4D_K) , \quad (5.9)$$

де  $W_B$  і  $W_{KB}$  - металургійна і "наведена" у приколекторній області ширина бази відповідно;  $D_n$  - коефіцієнт дифузії електронів;  $D_K$  - ефективний коефіцієнт дифузії в наведеній базовій області  $W_{KB}$ .

Час прольоту через область просторового заряду

$$\tau_3 = (W_n - W_{KB})/(2v) , \quad (5.10)$$

де  $W_n$  - товщина  $v$ -області;  $v$  - швидкість носіїв у збідненій області колекторного переходу. Швидкість  $v$  зв'язана з напругою база-колектор  $U_{BK}$  таким співвідношенням:

$$v = \mu_n E = \mu_n (U_{BK} + U_{pn})/(W_n - W_{KB}) , \quad (5.11)$$

де  $E$  - електричне поле в збідненій області;  $U_{pn}$  - убудований потенціал. Вираз (5.11) справедливий для малих полів. При великих полях швидкість рухливих носіїв досягає максимальної швидкості насичення  $v_{HAC}$ .

Час заряду ємності колекторного переходу можна обчислити як

$$\tau_{EK} = R_K C_K, \quad (5.12)$$

де  $R_K$  - послідовний опір колектора.

Як видно з виразу (5.9), час прольоту бази істотно залежить від ширини “наведеної” області  $W_{KB}$ , що збільшується з ростом щільності струму доти, поки не досягне максимального значення  $W_n$ , рівного ширині  $v$ -області. У результаті час прольоту збільшиться, а  $v_T$  при збільшенні щільності струму зменшиться. Це явище відоме за назвою ефекту Кірка [4]. Для двомірної моделі [4] члени в рівнянні (5.7), крім часу прольоту бази, не змінюються. Вираз для часу прольоту приймає вигляд

$$\tau'_{np} = W_B^2 / (4D_n) + (I_K / I_0 - 1)^2 L_e^2 / (4D_K), \quad (5.13)$$

Час прольоту  $\tau_{np}$  і  $\tau_3$  через приколекторну збіднену область повинен бути завжди обмеженим величиною, що відповідає швидкості насичення  $v_{НАС}$ , оскільки подовжнє поширення може мати місце тільки при напруженості поля в області просторового заряду не менш  $10^4$  В/см. При напруженості нижче  $10^4$  В/см ефект Кірка домінує над ефектом Ван-дер-Агоурдуса [25].

Побудована в першому наближенні теорія, що передбачає спад  $v_T$ , виявляє істотне розходження з результатами експерименту. У роботі [25] це розходження пояснюється присутністю надлишкового заряду, не врахованого в теорії Кірка. Коли  $n^+ - p - v - n^+$  - транзистор працює при щільностях струму  $J_0''$ , більших критичного значення (розширення бази), перехід колектор-база стає прямозміщеним. Таким чином, через нього здійснюється інжекція електронів у р-базу й інжекція дірок у колекторну  $v$ -область. Нагромадження зарядів у цих областях підвищує величину колекторної ємності більш ніж на порядок. Це приводить до значного збільшення часу заряду, що, головним чином, і спричиняє згадане вище розходження.

### 5.3. Перехідні процеси в потужних біполярних транзисторах

Перехідний процес переключення при чисто активному навантаженні може бути описаний у такий спосіб. При подачі вмикального імпульсу  $I_{Б1}$ , протікаючий струм починає заряджати перехідну ємність емітерного переходу. Час заряду і час, протягом якого носії досягають колектора, є складовими часу затримки  $t_3$ , обумовленого на практиці як проміжок часу, протягом якого колекторний струм досягає 10 % від свого максимального значення.

Час, протягом якого струм досягає 90 % від свого максимального значення, називається часом наростання  $t_H$ . Коли базовий струм змінює знак  $I_{B2}$ , колекторний струм продовжує протікати протягом деякого часу насичення  $t_{HAC}$  за рахунок наявності в приладі накопиченого заряду. В міру розсмоктування заряду струм спадає. Час, протягом якого струм спадає до значення, що складає 10 % максимального струму, відомо як час спаду  $t_C$ . Перехідний процес перемикавання в режимі великого сигналу транзисторів, що працюють при малих щільностях струмів, для одномірної моделі без врахування розширення бази був досліджений Моллом і Еберсом [4], що одержали порівняно прості вирази для всього інтервалу часу затримки транзистора.

Перехідний процес перемикавання високовольтних одномірних моделей транзисторів зі  $n^+ - p - n^+$  структурою вивчав Ховер [25], що використовував основні представлення моделі контрольованого заряду для розрахунку характеристик вмикання. Модель контрольованого заряду приводить до такої залежності струму від часу:

$$I_B(t) = \frac{dq_B}{dt} + \frac{q_B}{\tau_{ef}}, \quad (5.14)$$

де  $q_B$  - повний надлишковий заряд у базі;  $\tau_{ef}$  - час життя неосновних носіїв у базі. Рівняння (5.14) можна переписати в такий спосіб:

$$I_B(t) = \frac{dq_B}{dt} + \frac{q_B}{h_{pre}\tau'_{np}}, \quad (5.15)$$

оскільки  $h_{pre} \approx \tau_{ef} / \tau'_{np}$ , де час прольоту  $\tau'_{np}$  визначається рівнянням (5.9), що описує залежність  $\tau'_{np}$  від колекторного струму через член, що містить ширину наведеної бази  $W_{KB}$ . Залежність щільності колекторного струму від часу в моделі контрольованого заряду можна записати так:

$$J_K(t) = q_B / \tau'_{np}. \quad (5.16)$$

Оскільки час прольоту бази  $\tau'_{np}$  і час життя неосновних носіїв є функціями колекторного струму, вирази (5.15) і (5.16) для базового і колекторного струмів нелінійні, так що в застосуванні до високовольтного транзистора модель контрольованого заряду втрачає свою простоту. Щоб цього уникнути, Ховер використовує кусково-лінійну апроксимацію, оперуючи набором лінійних співвідношень окремо для активної області й області на-

сичення з розширеною базою. Базовий і колекторний струми для обох областей описуються однаковими рівняннями (5.15) і (5.16), але з різними константами. В активній області час  $\tau'_{np}$  замінюється на  $\tau_{np}$  - час прольоту через металургійну межу бази, і  $h_{npe0}$  (максимальний коефіцієнт підсилення) - на  $h_{np}$ . В області насичення передбачається, що час прольоту через ефективну базу не залежить від струму:

$$\tau'_{npef} = mW_{KB}^2 / (4D_K) . \quad (5.17)$$

Константа  $m$  позитивна, менша одиниці і враховує зміну під час вмикання ширини «наведеної» бази від 0 до  $W_{KB}$ . Якщо  $W_{KB}$  досягає максимального значення  $W_n$ , то  $m = 0,5$ . У виразі (5.15) коефіцієнт підсилення за струмом  $I_K / I_B$  замінюється на  $h_{npe}$ .

Після подачі вмикального імпульсу, як колекторний струм  $I_K$ , так і заряд  $q_B$  збільшуються зі сталою часу  $h_{npe0} \tau_{np}$  до моменту часу  $t = t_0$ . У момент  $t = t_0$  ситуація міняється, оскільки колекторний струм досягає критичного значення  $I_0$ , при якому починається розширення бази. Для моменту  $t = t_0$  можна записати

$$I_{K1}(t_0) = I_0 = U_{DK} / (R_2 + R_K) , \quad (5.18)$$

де  $R_2$  і  $R_K$  - опори навантаження і колектора відповідно;  $U_{DK}$  - напруга джерела в колекторному ланцюзі. При  $t > t_0$  час прольоту через ефективну базу дорівнює  $\tau'_{np}$ ;  $\tau'_{np} > \tau_{np}$ , так що колекторний струм  $I_K(t)$  продовжує рости, але повільніше.

До моменту, що відповідає початку розширення бази ( $t < t_0$ ), розв'язок рівнянь (5.4) і (5.15) дає залежність колекторного струму від часу:

$$I_{K1}(t) = h_{npe0} I_B [1 - \exp(-t / \tau_1)] , \quad (5.19)$$

де  $\tau_1 = h_{npe0} \tau_{np}$ ;  $I_B$  - вмикальний базовий імпульс струму.

Розв'язок рівнянь (5.14) і (5.15) у другій області ( $t < t_0$ ) приводить до такого виразу для струму колектора:

$$I_{K2}(t) = h_{npe} I_B [1 - \exp(-(t + t_a) / \tau_2)] , \quad (5.20)$$

де  $\tau_2 = h_{npe} \tau'_{npe\phi}$ ;

$$t_a = -\left(t_0 + \tau'_{npe\phi} \ln\left[1 - I_0 / (h_{npe} I_B)\right]\right) \quad (5.21)$$

- стала, що забезпечує безперервність колекторного струму при  $t = t_0$ .

При розв'язуванні рівняння (5.20) враховувався ефективний час прольоту в розширеній базі  $\tau'_{npe\phi}$ .

Миттєву напругу колектор - емітер  $U_{KE}$  можна визначити з виразу

$$U_{KE}(t) = U_{DK} - I_K(t)R_H, \quad (5.22)$$

де  $U_{DK}$  - напруга джерела в колекторному ланцюзі;  $R_H$  - опір навантаження.

Аналіз перехідного процесу перемикання в одномірній моделі транзистора за допомогою моделі контрольованого заряду без врахування розширення бази приводить до висновку, що наростання колекторного струму характеризується однією сталою часу. З іншого боку, модель Ховера з двома областями припускає існування двох часових констант. При великих щільностях струму, коли  $W_{KB}$  близька до ширини  $v$ - області  $W_n$ , домінує константа, що відповідає ситуації з базою, що розширюється.

Для того щоб вимкнути транзистор, необхідно видалити весь накопичений заряд у р-базі і  $v$ - області колектора і розрядити емітерну і колекторну ємності. Видалення заряду в реальному приладі є двомірним процесом. При подачі зворотного зсуву в ланцюзі емітер-база базовий струм, що протікає уздовж емітера в напрямку до базового контакту, створює подовжній спад напруги, що приводить до відтискування емітерного струму до центра емітера. Таким чином, розсмоктування накопиченого в базі заряду під широкою емітерною смугою повинне відбуватися набагато довше, ніж це впливає з аналізу в одномірному наближенні.

На рис.5.6 [25] представлені залежності часу наростання  $t_H$ , насичення  $t_{НАС}$ , спаду  $t_C$  і вимикання  $t_{ВИМ}$  від колекторного струму для високовольтного (650 В) транзистора типу 2N6693 при температурі переходів  $T_j = 25^\circ\text{C}$ .

На рис.5.7 представлена залежність цих параметрів від температури [25]. Зі збільшенням температури усі вони зростають унаслідок збільшення часу життя неосновних носіїв і коефіцієнта підсилення.

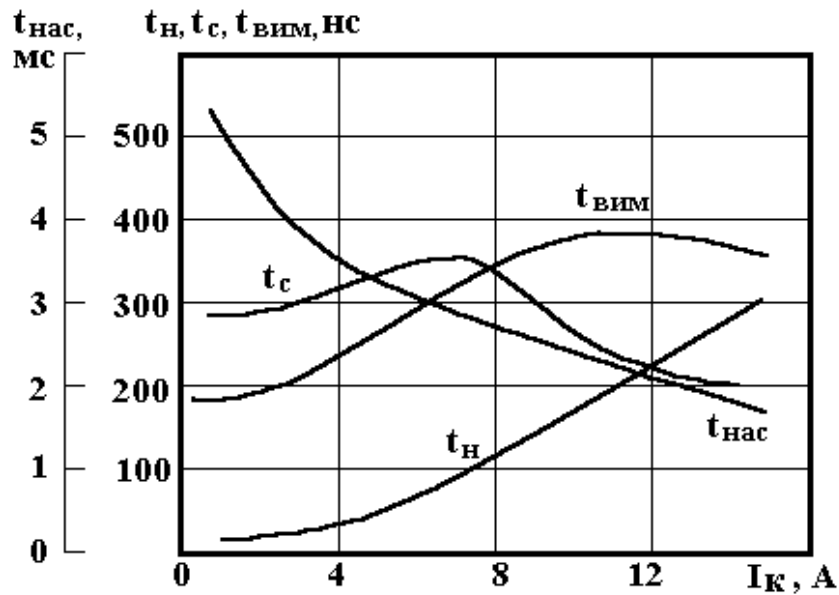


Рис.5.6. Залежності часу наростання  $t_{н}$ , насичення  $t_{нас}$  спаду  $t_c$  і вимикання  $t_{вим}$  від колекторного струму  $I_K$  транзистора;  $I_{B1} = I_{B2} = 3 \text{ А}$ ,  $U_K = 200 \text{ В}$ ,  $t_i = 20 \text{ нс}$ ,  $L = 50 \text{ мкГн}$

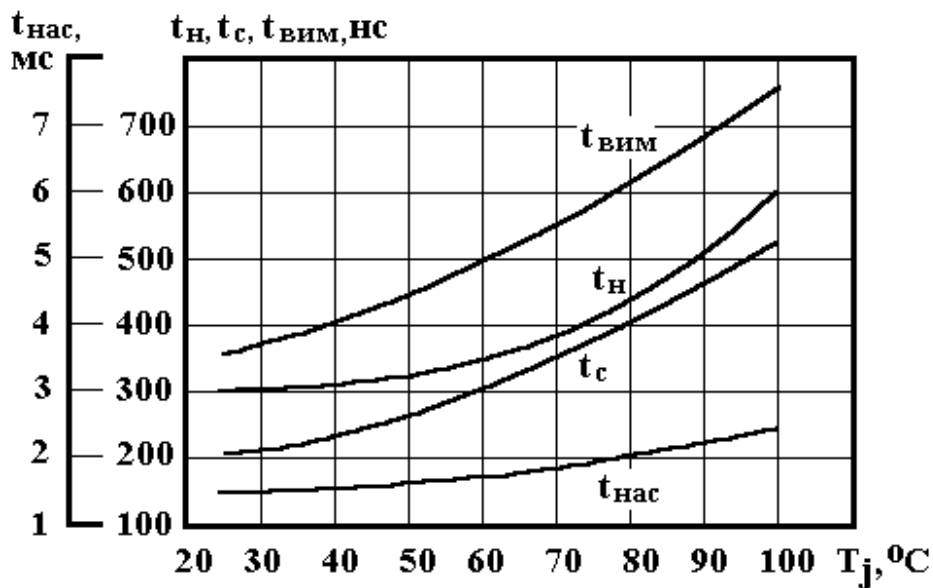


Рис.5.7. Залежність часових характеристик від температури;  $I_K = 15 \text{ А}$ ,  $I_{B1} = I_{B2} = 3 \text{ А}$ ,  $U_K = 200 \text{ В}$ ,  $t_i = 20 \text{ нс}$ ,  $L = 50 \text{ мкГн}$ ,  $R_L = 13,3 \text{ Ом}$

#### 5.4. Біполярні НВЧ-транзистори

На високих частотах ( $\nu > 1 \text{ ГГц}$ ) струм інжекції протікає, головним чином, по периферії емітера. Для того щоб збільшити максимально допустиме значення струму НВЧ - транзистора, його емітер виготовляють у вигляді дуже вузьких смуг з великим періодом. Це робиться для того, щоб зменшити щільність струму, звести до мінімуму ефект розширення бази і

забезпечити максимальне значення  $v_T$ . Добуток коефіцієнта підсилення на ширину смуги пропускання  $v_T$  буде також збільшуватися при зменшенні перехідної ємності емітера  $C_e$ , час заряду якої впливає на загальний час затримки. Те ж саме можна сказати про перехідну ємність колекторного переходу  $C_k$ . Вимога зменшення площі емітера приводить до дуже великої величини відношення периметра емітера до його площі. З іншого боку, зменшення площі колектора спричиняє різке збільшення відношення периметра емітера до площі бази [25]. Серед усіх конструкцій, що задовольняють ці вимоги, виділяються конструкції типу оверлей – з базою у вигляді сітки і типу меш- з емітером-сіткою. Ці конструкції дають можливість введення баластових опорів в емітерні ланцюги і забезпечують розподіл струму на високих частотах і зменшення ємностей.

Структура типу оверлей схематично представлена на рис.5.8 і 5.9. Як показано на цих рисунках, емітер складається з великої кількості дискретних елементів, з'єднаних паралельно тонкою смугою металізації, що перекриває всі елементи.

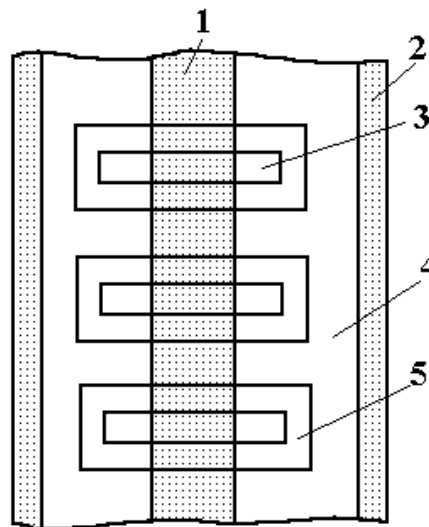


Рис.5.8. Транзистор типу оверлей 1 - шар металізації емітера; 2 - шар металізації бази; 3 –  $n^+$ -емітер; 4 –  $p^+$  - сітка; 5 –  $p$ -база

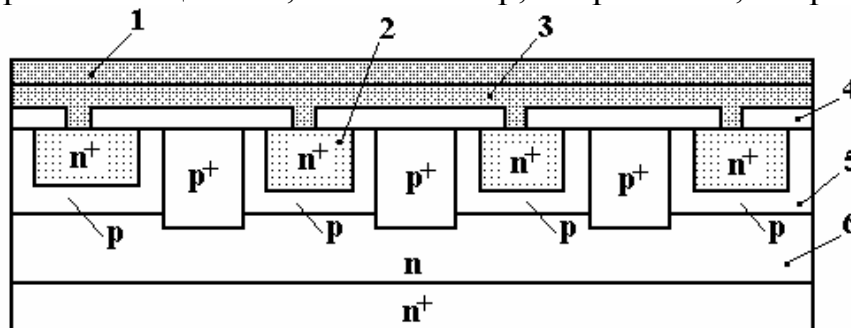


Рис. 5.9. Поперечний переріз транзистора типу оверлей 1- шар металізації емітера; 2 –  $n^+$ - емітер; 3 - полікристалічні баластові емітери; 4 - оксид; 5 -  $p$ -база; 6 - колектор

Виходи бази на поверхню під металевий контакт здійснені у вигляді сітки з отриманих методом дифузії  $p^+$  елементів. Між  $n^+$  емітерами і шаром емітерної металізації розміщуються баластові опори, що представляють собою полікремнієвий шар, що проводить. Кожен емітер має окремий баластовий опір, щоб забезпечити однорідний розподіл струму на радіочастотах і виключити тим самим небезпеку виникнення «гарячих» точок.

Меш-структура (рис.5.10) за своєю геометрією як би «зворотна» оверлей-конструкції: виходи  $n$ -емітера являють собою сітку, а базові  $p^+$ -контакти – велику кількість дискретних елементів. Кожна зі структур має свої переваги і недоліки. Технологічний цикл виготовлення меш - структури, наприклад, коротший, ніж цикл оверлей-структури. Струм керування для обох типів структур дорівнює приблизно  $0,5 \text{ A}\cdot\text{cm}^{-1}$ . В даний час кремнієві НВЧ - транзистори використовуються, головним чином, на частотах нижче 4 ГГц; на частотах вище 4 ГГц застосовуються транзистори на основі GaAs.

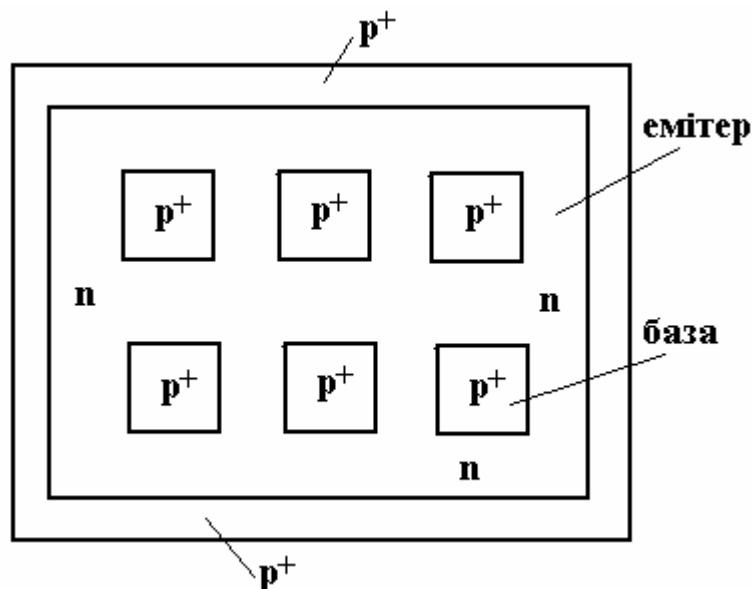


Рис.5.10. Структура транзистора меш-типу

### 5.5. Потужні МДН-транзистори

Потужні МДН-транзистори використовуються як підсилювачі потужності і як потужні ключові елементи.

Підхід до конструювання цих приладів може істотно розрізнятися в залежності від того, чи вимагаються високі частотні характеристики і їх лінійність або малі втрати потужності.

МДН-транзистор є власне кажучи приладом із квадратичною вольт-амперною характеристикою: як ми вже бачили, його струм, з досить близьким наближенням, може бути записаний у вигляді



$$I_C = 0,5\sigma_0(U_3 - U_{пор})^2, \quad (5.23)$$

де  $\sigma_0$  - крутість характеристики.

Відсутність у характеристиці МДН-транзистора членів непарного порядку приводить до малого рівня перехресних спотворювань, іншими словами – до відсутності помітної взаємодії між двома високими частотами усередині смуги пропускання, коли прилад використовується як лінійний підсилювач.

Перехідні характеристики МДН-транзистора приблизно лінійні при малих сигналах, коли струм на виході  $i_C$  співвідноситься з вхідною напругою  $u_{CB}$  у вигляді

$$i_C = \sigma_M u_{CB}. \quad (5.24)$$

Якщо ця властивість МДН-транзисторів зберігається для досить великого інтервалу струмів, то вони мають безсумнівні переваги перед біполярними приладами, оскільки останні для придушення спотворювань вимагають значно сильнішого зворотного зв'язку. Тому потужні МДН-транзистори знаходять застосування в схемах підсилювачів звукової частоти.

Основний принцип роботи такого підсилювача ілюструється спрощеною схемою, приведеною на рис.5.11.

МДН-транзистори знаходять застосування в підсилювачах звукової частоти також для здійснення широтно-імпульсної модуляції. Біполярні транзистори для цієї мети не годяться, оскільки не мають досить високих частотних характеристик.

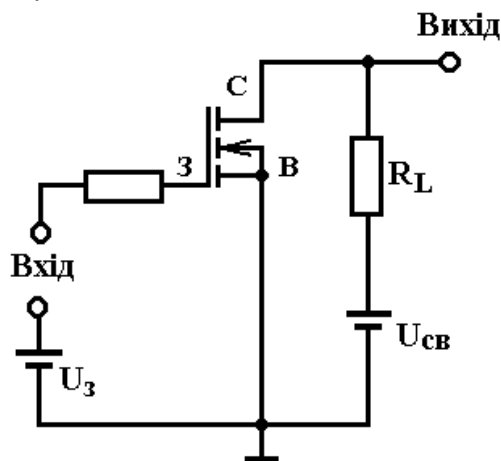


Рис.5.11. Спрощена схема підсилювача звукових частот на МДН-транзисторі з загальним витоком

Максимальна робоча напруга МДН-транзистора трохи нижча напруги пробою стік - витік  $U_{CBпр}$ ; максимальний діапазон напруги, у якому

прилад працює в стані насичення, є  $U_{CBnp} - U_{CHAC}$ , де  $U_{CHAC}$  напруга насичення стоку при максимальному струмі стоку  $I_{Cmax}$ . Вихідна потужність приладу

$$P_{ВИХ} \sim I_{Cmax} (U_{CBnp} - U_{CHAC}) . \quad (5.25)$$

Видно, що для досягнення великих розмахів напруги і більшої вихідної потужності бажано, щоб напруга  $U_{CBnp}$  була значно більшою  $U_{CHAC}$ .

Варто пам'ятати, що при роботі підсилювача необхідно забезпечувати умови, що виключають змикання, оскільки це впливає на вольт-амперні характеристики, насичення, змінюючи квадратичний закон (див. (5.23)). У результаті виникає великий рівень перехресних спотворень.

Щоб МДН-транзистор мав великий робочий струм, необхідно зробити можливо більшу ширину каналу  $Z$ . Звичайно це досягається тим, що конфігурація затвора і витоку має вигляд зубців гребінки, що входять один в один, або тим, що структура приладу має комірковий вигляд. При цьому всі послідовні опори повинні бути мінімізовані. Необхідно мати на увазі також, що послідовний опір витоку впливає на параметри вхідного ланцюга підсилювача і проявляється як елемент зворотного зв'язку, у результаті коефіцієнт підсилення приладу падає. Більш того, на опорах витоку і стоку розсіюється потужність. Відзначимо, що ці опори у МДН-транзисторах, що випускаються в даний час, мають значення декількох десятих ома при постійному струмі 20-40 А. Через вплив паразитних ємностей стік - затвор і витік - затвор коефіцієнт підсилення транзисторного підсилювача падає при збільшенні робочої частоти. Внаслідок ефекту Міллера на вході еквівалентного ланцюга підсилювача виникає ємність, рівна добутку ємності затвор - стік на коефіцієнт підсилення транзистора плюс одиниця.

Ємності перекрыття можна зробити мінімальними, наприклад, шляхом застосування самосуміщеного затвора з полікристалічного кремнію. Як правило, ємність стік - затвор потужного МДН-транзистора ефективно зменшують шляхом застосування структур зі зміщеним затвором і з вертикальним стоком. У них електроди стоку і затвора надійно ізольовані один від одного. Зменшити паразитні ємності допомагає також застосування більш товстої плівки оксиду під металевим контактом затвора в місцях, розташованих поза активним каналом.

Використання як підсилювачів транзисторів з n-каналами в багатьох відношеннях краще, ніж з р-каналами через більшу рухливість електронів, кращих частотних характеристик і більшої крутості вольт-амперної характеристики.

Недавно були зроблені спроби поліпшити такі характеристики МДН-транзисторів, як крутість вольт-амперної характеристики і робочої температури, шляхом добору як вихідних напівпровідників типу  $A^{III}B^V$ , що до-

звляють збільшити максимальну робочу температуру приблизно до 175 °C і вище. Найбільш широкі роботи велися з GaAs, тому що він має велику ширину забороненої зони. Правда, після перших успішних результатів, для GaAs у транзисторах з каналом n-типу зі збідненням, подальшого поліпшення не спостерігається. Поки не вдалося перебороти головні труднощі, зв'язані з тим, що на границі між підкладкою і діелектриком затвора виникають стани з дуже великою щільністю. У польових транзисторах із затвором у виді бар'єра Шоттки ці проблеми відсутні, оскільки збіднена область у них біля затвора має можливість розширюватися під поверхнею GaAs.

### 5.6. Потужний МДН-транзистор як ключовий елемент

Потужні польові транзистори здатні перемикати великі струми. При цьому спад напруги в них у провідному стані лише трохи вище, ніж у біполярних транзисторах з такою ж активною площею кремнієвої структури. Цей спад напруги виникає на залишковому опорі провідної структури ( $R_{пров}$ ) і є одним з найважливіших параметрів будь-якого перемикача, оскільки саме ним визначається кількість енергії, що розсіюється, через виділення джоулевої теплоти.

На рис.5.12 показана ідеалізована характеристика перемикання при вхідній напрузі затвор - витік  $U_{зв}$  і струму на виході (стоці)  $I_C$ . При наростанні  $U_{зв}$  струм з'являється лише через невеликий час затримки  $t_3$  і при досягненні деякої граничної напруги  $U_{пор}$  починає дуже швидко наростати. По закінченні періоду наростання  $t_{НР}$  струм  $I_C$  досягає свого максимального значення. У момент, коли зсув на затворі знімається, ємність приладу починає розряджатися. Через деякий відносно короткий час нагромадження  $t_{НК}$  (для ємності затвора) напруга на затворі зменшується до значення  $U_{з2}$ , при якому струм транзистора виходить з області насичення. З цього моменту струм на виході починає зменшуватися (разом із напругою на затворі яка продовжує зменшуватися) доти, поки при  $t = t_{\phi}$  напруга  $U_3$  упаде до граничного значення  $U_{пор}$ , при якому процес вимикання практично кінчається. Процеси в МДН-транзисторах визначаються основними носіями заряду. У них не відбувається нагромадження зарядів у базовій і колекторній областях, як це спостерігається в біполярних транзисторах, хоча існує помітне нагромадження заряду на вхідній ємності. Величина цього заряду в основному визначається повною площею затвора, але вона багато менша заряду, що накопичується в біполярних транзисторах. Тому потенційно МДН-транзистор є більш швидкодіючим приладом, ніж біполярний транзистор. Час вмикання і вимикання якісно виконаного МДН-транзистора для великих струмів (10 А) і напруг (100-200 В), як правило, складає при-

близно 100 нс і залежить, безумовно, від зовнішнього ланцюга. Час затримки в типовому випадку  $t_3 \approx 50$  нс, а час нагромадження  $t_{HK} \approx 100$  нс. Час перемикання змінюється при зміні температури несуттєво, у той час як у біполярних транзисторах ця зміна дуже сильна через залежність часу життя неосновних носіїв від температури.

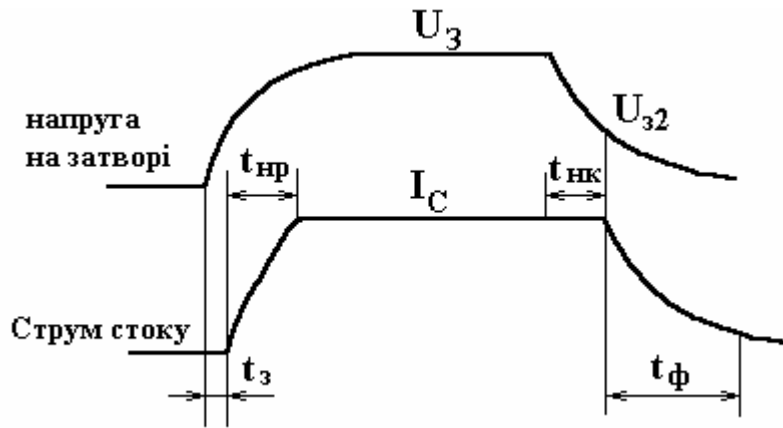


Рис.5.12. Ідеалізована характеристика перемикання

Максимальні отримані значення частоти перемикання в МДН-транзисторах складають декілька сот кілогерців, у біполярних же ця частота складає 5 кГц.

Час затримки транзистора можна обчислити з рівняння заряду вхідної ємності:

$$U_e(t) = U_{3B} [1 - \exp(-t/(R_\Gamma C_{BX1}))], \quad (5.26)$$

де  $C_{BX1}$  - вхідна ємність і

$$C_{BX1} = C_{3C} + C_{3B} \quad (5.27)$$

( $C_{3C}$ ,  $C_{3B}$  - ємність затвор-стік і затвор-витік відповідно);  $R_\Gamma$  - внутрішній опір генератора імпульсів. Час затримки при вмиканні закінчується в момент, коли потенціал на затворі досягає граничного значення  $U_{nop}$ , і відповідно до виразу (5.26)

$$t_3 = C_{BX1} R_\Gamma \ln(1 - U_{nop}/U_{3B}). \quad (5.28)$$

Протягом часу наростання вхідні ємності  $C_{BX2}$  і  $C_{BX1}$  розрізняються через ефект Міллера. Значення  $C_{BX2}$  змінюється зі зміною коефіцієнта підсилення транзистора за напругою, однак без великої похибки її можна вважати постійною. З врахуванням цього час наростання

$$t_{HP} = C_{BX2} R_\Gamma \ln \left[ 1 - \frac{(U_{32} - U_{nop})}{(U_\Gamma - U_{nop})} \right], \quad (5.29)$$

де  $U_{32}$  - напруга на затворі наприкінці періоду наростання. Ємності  $C_{BX1}$  і  $C_{BX2}$  можна визначити, побудувавши залежність напруги затвор - витік  $U_{3B}$  від заряду в затворі  $Q_3$  (рис.5.14) і використовуючи співвідношення

$$C_{BX1} \approx Q_{31} / U_{31}, \quad (5.30)$$

$$C_{BX2} \approx Q_{32} / U_{32}, \quad (5.31)$$

у якому враховано, що  $C_{BX1}$  і  $C_{BX2}$  майже не змінюються протягом часу затримки і наростання відповідно. Залежності на рис.5.14 отримані з використанням джерела імпульсів струму постійної амплітуди для затвора. Вони розділені на три області. Перша I закінчується при  $Q_3 = Q_{31}$ , а друга II - при  $Q_3 = Q_{32}$ . Третя область III характеризується високими значеннями напруги на затворі і заряду в ньому і низьких значеннях напруги стік-витік.

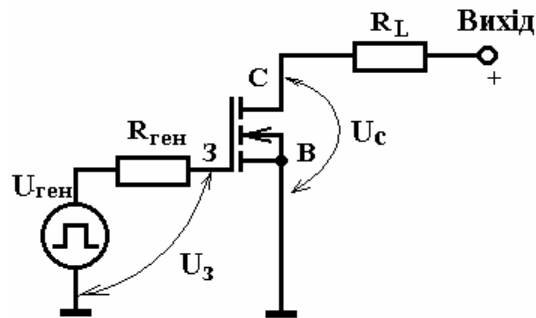


Рис.5.13. Схема комутації на МДН-транзисторі

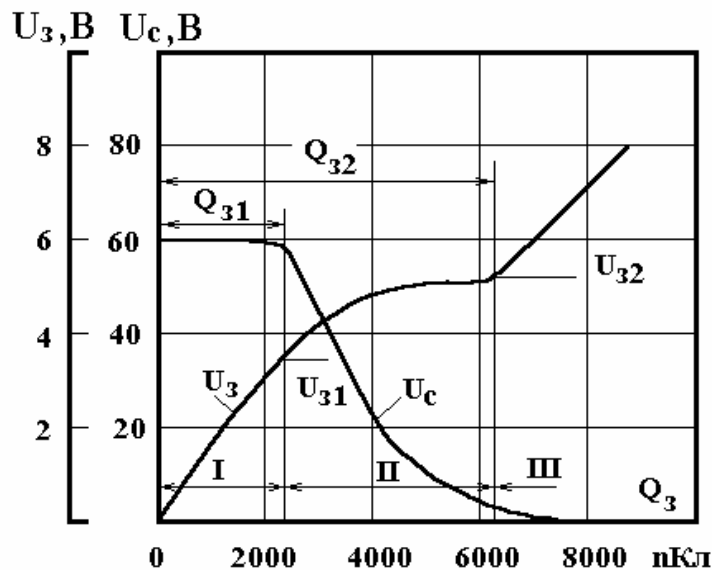


Рис.5.14. Залежності напруги стік-витік  $U_c$  і напруги затвор-витік  $U_3$  від заряду в затворі  $Q_3$  потужного МДН-транзистора ( $U_{ВНХ} = 60$  В;  $R_L = 100$  Ом)

У цій області МДН-транзистор знаходиться в насиченому стані і при зміні напруги стоку помітної зміни струму на виході не спостерігається. Оскільки ефектом Міллера тут можна знехтувати, то

$$C_{BX3} \approx C_{3C} + C_{3B}. \quad (5.32)$$

Однак  $C_{BX3} > C_{BX1}$  через дуже різні напруги, що з'являються на ємності затвор-стік  $C_{3C}$ . В області I підкладка приладу знаходиться усе ще в стані збіднення, у той час як в області III поверхня підкладки сильно інвертована.

Розрахунок часу вимикання може бути виконаний так само, як і для часу вмикання. Коли прилад працює в режимі перевантаження (область III), тобто коли напруга на затворі багато більша граничної  $U_{пор}$ , помітною стає затримка при вимиканні через наявність надлишкового заряду в затворі.

Енергія, споживана в ланцюзі затвора для підтримки приладу в увімкненому чи вимкненому стані, звичайно незначна, але для перемикавання приладу з одного стану в інший потрібна істотна енергія. Вона необхідна для того, щоб зарядити вхідну ємність транзистора, і дорівнює

$$W = 0,5C_{BX}\Delta U_3^2, \quad (5.33)$$

де  $\Delta U_3$  - повна зміна напруги на затворі.

Необхідно відзначити, що на перехідний процес вимикання може сильно впливати наявність паразитного n<sup>+</sup>-р-n<sup>+</sup> транзистора, увімкнутого паралельно з МДН-транзистором. При деяких умовах перемикавання, коли р-n перехід стоку електрично пробивається, емітер паразитного транзистора (витік МДН-транзистора) може виявитися прямо зміщеним і час вимикання може стати таким же, як і в біполярному транзисторі.

## 5.7. Геометрія потужних МДН-транзисторів

Конструкції потужних транзисторів можна умовно розбити на два основних класи - двовимірні і тривимірні. У двовимірних приладах стік і витік розташовуються в боковому (горизонтальному) напрямку. Такі прилади аналогічні стандартним МДН-транзисторам із протяжною високорезистивною областю стоку, що необхідно для роботи у високовольтному режимі.

У тривимірних приладах протяжна область стоку відома також як дрейфова область, розташована вертикально; електрод стоку розміщений на нижній стороні пластини. Тривимірна структура дозволяє краще вико-

ристовувати поверхню кремнію для розміщення елементів, оскільки тут залишені тільки два електроди: витік і стік.

Розглянемо двовимірні (горизонтальні) структури.

МДН-транзистор зі зміщеним затвором. Транзистор зі зміщеним затвором, зображений на рис.5.15,а, являє собою прилад, що був запропонований для зменшення паразитної ємності зворотного зв'язку стік-затвор. Прилад являє собою МДН-транзистор з каналом р-типу, з полікристалічним кремнієм у затворі і протяжній області стоку, утвореною іонною імплантацією. Електрод затвора зміщений, тобто він не покриває цілком область між витіком і сильнолегованим  $p^+$ -стоком. Наявність протяжної р-області стоку дозволяє збідненому шару на високих напругах розширюватися на всю цю область і виключає явище змикання області витіку. При негативній напрузі на затворі р-область не інвертується, і це приводить до появи додаткового послідовного опору в стоці, який необхідно мінімізувати, щоб виключити помітні втрати потужності. Це досягається виготовленням каналу з великою шириною  $Z$  і, відповідно, з великою площею. Таке рішення, безумовно, не економічне, оскільки на одній пластині кремнію можна виготовити меншу кількість приладів з такою великою площею. Цей недолік можна значною мірою усунути, якщо іоноімплантовану зміщену область зробити більш провідною, а поверх затвора виготовити польову обкладку, як показано на рис.5.15,б. Призначення польової обкладки - зменшити пік поля в краю затвора й у такий спосіб поліпшити умови пробою стоку.

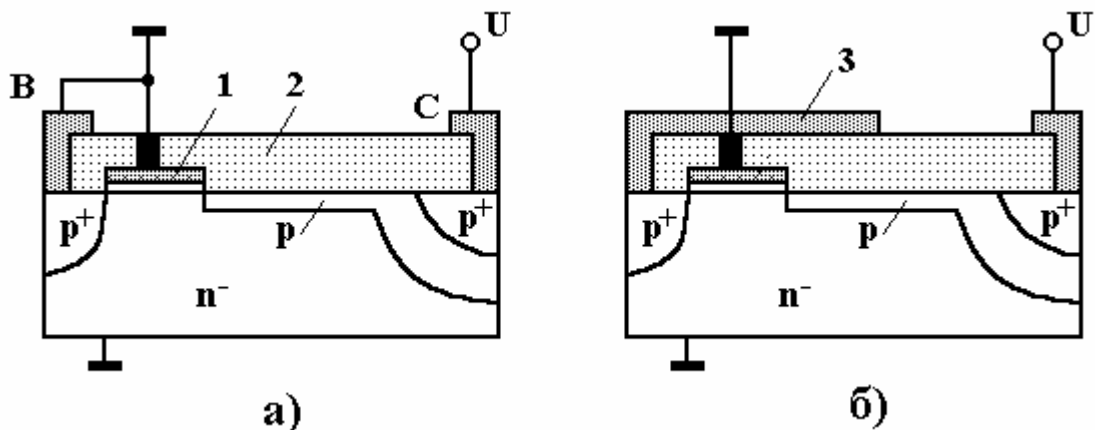


Рис.5.15. Комірчаста структура МДН-транзистора з р-каналом з іоноімплантованим протяжним стоком р-типу без польової обкладки (а) і з польовою обкладкою (б): 1- затвор; 2- шар іонної імплантації; 3 - польова обкладка

Іоноімплантований шар відіграє роль резистора, що запобігає локальному шнуруванню струму в каналі. На цьому резисторі падає вся напруга стоку, що перевищує напругу змикання. Максимум напруженості поля в краю області затвора тим менша, чим менша напруга, що приходить на

область каналу. Цей максимум можна зменшити, наприклад, шляхом виготовлення польової обкладки. У цьому випадку поле буде мати два піки: один у краю в області затвора, а інший в краю області польової обкладки. Кожен максимум, як правило, менший одного для випадку, коли обкладка відсутня.

За допомогою такої технології були виготовлені прилади з р- і п-каналами з напругою пробою стоку вище 250 В на струм 12 А; довжина р- і п- каналів складала 7 і 8 мкм, ширина - 61 і 30 см відповідно. Обидва типи приладів були виготовлені на кремнієвих елементах розміром 6х6 мм<sup>2</sup>. Пара таких приладів, що працюють за двотактною схемою, розвивала корисну потужність 300 Вт при частоті 100 кГц [25].

Горизонтальний МДН-транзистор з подвійною дифузією.

Так звані горизонтальні транзистори є попередниками більшості існуючих у даний час дво- і тривимірних потужних МДН-структур [25]. Метод виготовлення таких приладів містить у собі подвійну дифузію через ті самі вікна в оксиді. Короткі канали, довжина яких підтримується з великою точністю, виготовляються шляхом дифузії відповідних домішок р- і п-типу для утворення р-каналу і п-стоку під тим самим шаром оксиду (рис.5.16) [25]. Дуже мала довжина каналу  $L$  необхідна не тільки для поліпшення частотних характеристик транзистора, але і для одержання більшої крутості вольт-амперної характеристики і коефіцієнта підсилення. Зі збільшенням такої характеристики каналу, як відношення  $Z/L$ , зростає струмознімання з приладу. Збільшення робочої напруги приладу здійснюється за допомогою додаткової слабологованої п-області в стоці з польовою обкладкою над нею. При високих напругах збіднена область у стоці простирається трохи в канал, але в основному зосереджена в дрейфовій п-області, що виготовляється такої довжини, щоб одержати розрахункову напругу пробою.

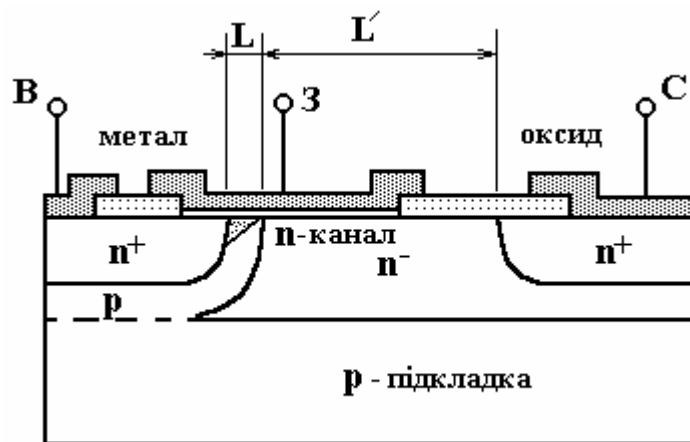


Рис.5.16. Горизонтальний МДН-транзистор з п-каналом і областю дрейфового n<sup>-</sup> - стоку

У такій структурі, так само як і в структурі зі зміщеним затвором,



довжина каналу не залежить від напруги пробою стоку, що є додатковим ступенем свободи, що відсутня у звичайному МДН-транзисторі. Як і в приладі зі зміщеним затвором, горизонтальне розташування електродів має той недолік, що поверхня кремнієвої пластини використовується погано, особливо при напругах на стоці вище 200 В. Щільність упакування багатоканальних чи багатоелементних структур (від цього залежить величина струмознімання) у цих приладах нижча, ніж у приладах з вертикальним розташуванням стоків.

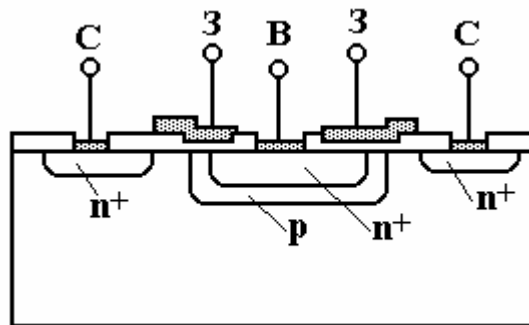


Рис.5.17. Структура горизонтального МДН-транзистора з подвійною дифузією

МДН-транзистори з подвійною дифузією, є приладами з n-каналами, виготовленими на кремнієвих пластинах з орієнтацією  $\langle 100 \rangle$ . При такій орієнтації рухливість виявляється майже на 25 % вищою, ніж при орієнтації  $\langle 111 \rangle$ , а щільність поверхневих станів набагато нижча.

Структура МДН-транзистора з подвійною дифузією показана на рис.5.17 [25]. На першому етапі технологічного процесу проводиться окислювання вихідної пластини n<sup>-</sup> - кремнію (або епітаксійного n<sup>-</sup> - шару). Потім в оксиді витравлюються вікна для наступного виготовлення областей р-каналів. Дифузія бора проводиться в неокислювальній середовищі, щоб зберегти різкі межі оксиду. Дифузією в ті ж вікна створюють витік. Одночасно створюються дифузійні області n<sup>+</sup>-стоку через попередньо витравлені вікна. Після цього відкриваються контактні області затвора, що потім окислюються до необхідної товщини оксиду, після чого витравлюється оксид з областей вікон, у яких створений стік і витік, і на всі електроди наноситься шар металу.

Використовуючи описану технологію, були виготовлені прилади з такими характеристиками: коефіцієнт широкосмуговості  $f_{ш} = 1,1$  ГГц, напруга пробою стоку близько 120 В, робочий струм 3,5 А – амплітудне значення (тривалість імпульсу 80 мкс при скважності 100), опір у провідному стані 2,5 Ом. Була отримана крутість характеристики 600 мСм [25]. Максимально можлива крутість обчислюється зі співвідношення

$$\sigma_{M \max} = ZC_0 \nu_{HAC} \quad (5.34)$$

і дорівнює приблизно 850 мСм.

Тривимірні структури.

Як уже відзначалося, тривимірні МДН-транзистори з вертикальним розташуванням стоків дозволяють одержати дуже щільне упакування окремих структур на пластині. Вертикальне розташування стоків може бути легко здійснене в транзисторах зі зміщеним затвором у приладах з подвійною дифузією.

МДН-транзистори зі зміщеним затвором і вертикальним стоком.

Структура транзистора з каналом р-типу схематично зображена на рис.5.18. Цей прилад виготовлений на епітаксійному п-кремнії із сильнолегованими полікристалічними затворами. Дворівнева алюмінієва металізація наноситься на поверхню і використовується як контакт до областей витоків. Для відділення одного від другого двох шарів металізації використовують шар  $\text{SiO}_2$ . Витік і стік (рис.5.18) розташовані у вигляді окремих комірок, як клітини на шахівниці. Розмір комірки в приладі дорівнював 22 мкм, довжина каналу 8 мкм, а ширина каналу 94 см. Сам прилад був зроблений на елементі  $5 \times 5 \text{ мм}^2$  і мав напругу пробою 100 В, струм стоку  $I_C = 20 \text{ А}$  при  $U_3 = -10 \text{ В}$ , крутість характеристики  $\sigma_{M \max} = 2500 \text{ мСм}$ , опір у провідному стані 0,5 Ом при  $I_C = 10 \text{ А}$  [25].

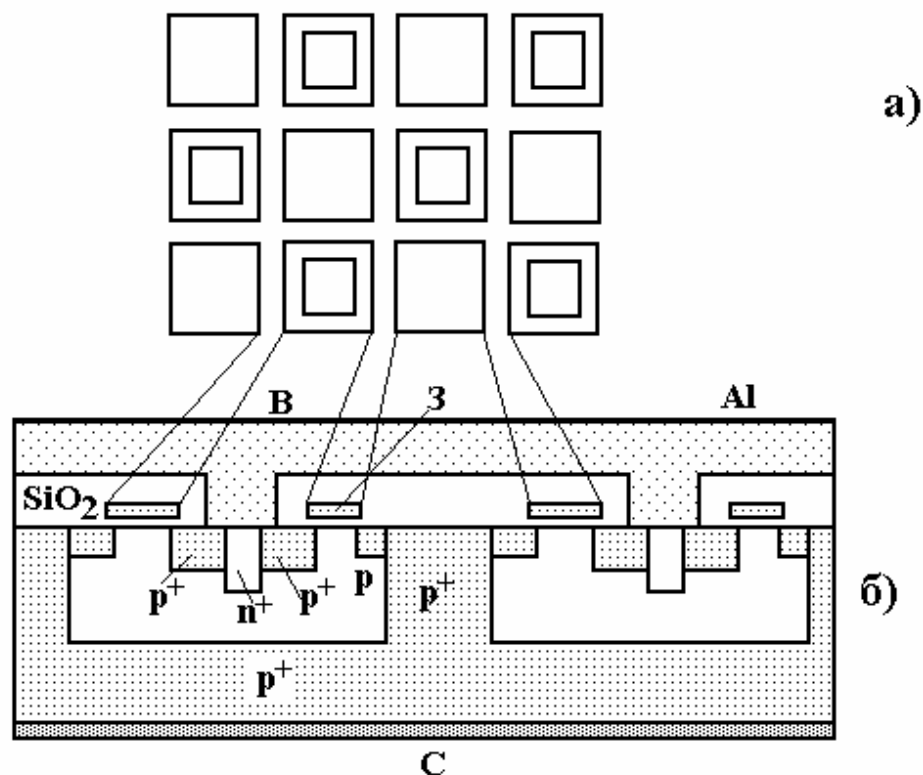


Рис.5.18. МДН – транзистор з розгалуженим затвором і вертикальним стоком: а) вигляд зверху; б) поперечний переріз

МДН-транзистор з подвійною дифузією і вертикальним стоком. На рис.5.19 зображена структура МДН-транзистора з подвійною дифузією, у

якій стік орієнтований у вертикальному напрямку, а електроди витоків і затвора розташовуються уздовж горизонтальної осі. Вона виконана в епітаксійному шарі на  $n^+$ -підкладці. Лінії струму на рисунку відповідають малій напрузі стоку, але великому значенню струму. Затвор із самоорієнтованого полікристалічного кремнію використовується тут як перший шар металізації; другим шаром металізації є алюміній. Як контакт до областей витоків використовується плівка алюмінію (не показана на схемі). Области  $n^+$ ,  $p$  і  $n^-$  типів являють собою витік, область каналу і дрейфовий стік відповідно. У цій окремій конструкції дифузійні  $p^+$ -області відіграють двояку роль: поперше, вони шунтують  $n^+$ - $p$  перехід між витоків і областю каналу, і по-друге, зменшують вплив паразитних  $n^+ - p - n^- - n$  транзисторів. Більш того  $p^+ - n^+$  переходи відіграють роль стабілітронів і пробиваються раніше  $n^- - p$  переходів стоку. Отже, дифузійна область  $p^+$  типу поліпшує характеристики вторинною пробією приладів.

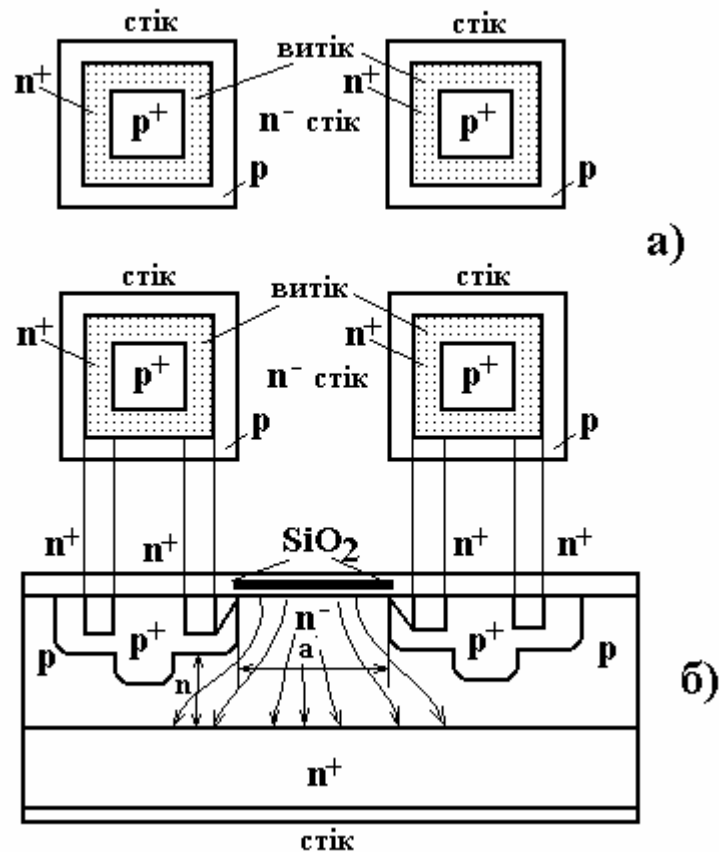


Рис.5.19. Вигляд зверху (а) і поперечний переріз (б) МДН-транзистора з подвійною дифузією з багатокомірковою структурою

Для кращого використання поверхні кремнію прилад виготовляється у вигляді множини елементів прямокутної форми. З цього погляду, можливо, варто застосовувати інші форми елементів, наприклад гексагональну. В даний час є прилади з такою формою елементів. Вони мають, наприклад, напругу пробією стоку 400 В, здатні працювати при струмі стоку 4 А, роз-

сіюють потужність 75 Вт, мають опір у провідному стані приблизно 1 Ом при  $U_3 = 10$  В і крутості 3 См.

МДН-транзистор вертикального типу з V-подібною канавкою.

Схематичне зображення транзистора такого типу показане на рис.5.20. В цій структурі електрод стоку знаходиться знизу, а витік і затвор розташовані зверху. Щоб витравити V-подібну канавку, використовується властивість анізотропії кремнію при травленні в різних кристалографічних напрямках. При орієнтуванні кристала в напрямку  $\langle 100 \rangle$  анізотропія травлення приводить до того, що виходять канавки V-подібної форми, орієнтовані точно в напрямку  $\langle 110 \rangle$ . При цьому стінки канавок складають кут  $54,74^\circ$  з горизонтальним напрямком. Прилад, зображений на рис.5.20, - МДН-транзистор з n-каналом, виготовлений методом подвійної дифузії, з каналами дуже малої довжини - порядку декількох мікрметрів і менше. Затвор розташований у канавці. Нормальний стан приладу - вимкнений. Транзистор переходить у провідний стан шляхом подачі на затвор позитивного потенціалу, що перевищує деяку граничну напругу, як і в будь-якому збагаченому транзисторі.

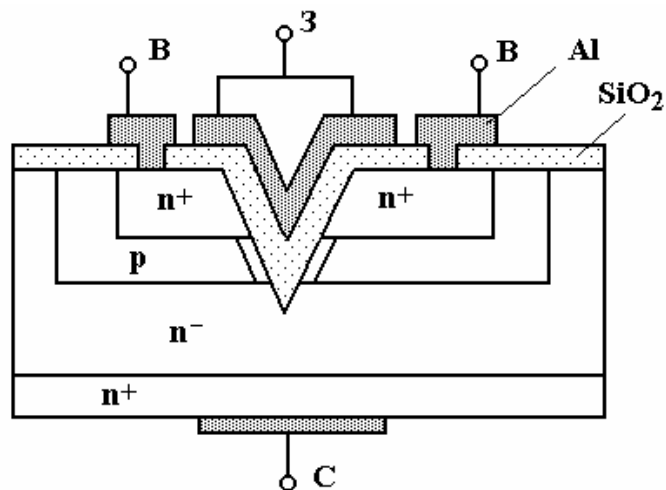


Рис.5.20. Поперечний переріз вертикального з подвійною дифузією МДН-транзистора з V-подібною канавкою

Щільність упакування приладів V-подібного типу з багатоканальною чи багатоелементною геометрією висока, оскільки на верхній поверхні розташовані лише два електроди. Вертикальне розташування дрейфової  $n^-$ -області забезпечує необхідну високу напругу пробою і малу ємність зворотного зв'язку стік-затвор. Низькі значення опору в провідному стані забезпечують переважне використання приладів цього типу, оскільки в них проводять обидві сторони канавки.

Виготовляються МДН-транзистори з V-подібною канавкою з низьким опором у провідному стані (приблизно 0,05 Ом) з напругою пробою стік-витік більше 45 В. Переріз такого приладу приведений на рис.5.21

[25]. У приладі є два провідних шари: зовнішній являє собою алюмінієвий шар, що цілком покриває всю поверхню приладу ( $n^+$ , і  $p$ -шари); під ним знаходиться провідний шар із сильнолегованого полікремнію, причому другий шар відділений від алюмінієвого покриття і від підкладки шарами діоксиду кремнію (заштриховані ділянки).

МДН-транзистори з V-подібною канавкою, можна також виготовляти цілком методом імплантації. Такі транзистори мають частоту відсічення 1,5 ГГц при  $I_C = 250$  мА і  $U_{CB} = 20$  В. Область каналу виготовлена імплантацією бора, а витоку - імплантацією миш'яку.

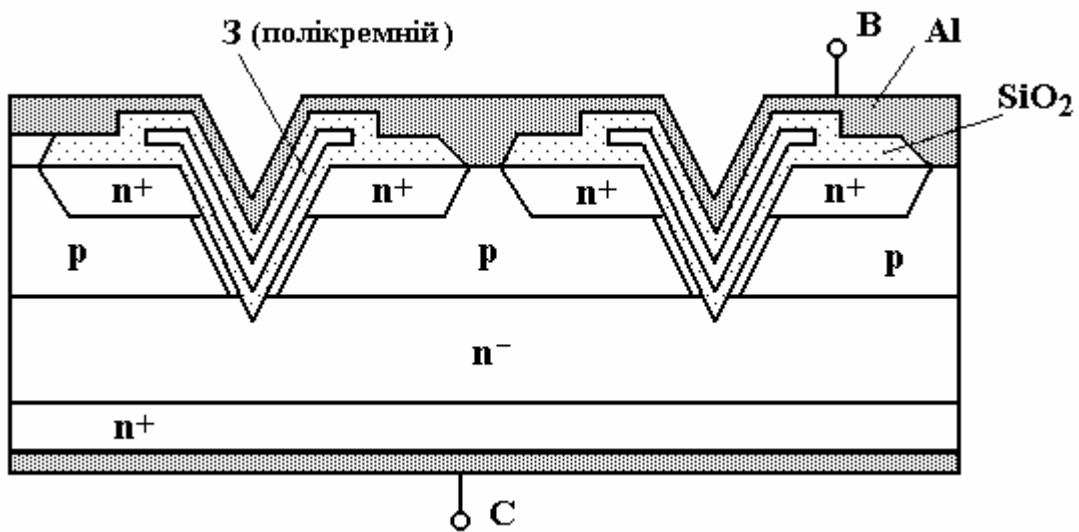


Рис.5.21. Поперечний переріз вертикального МДН-транзистора з V - подібною канавкою

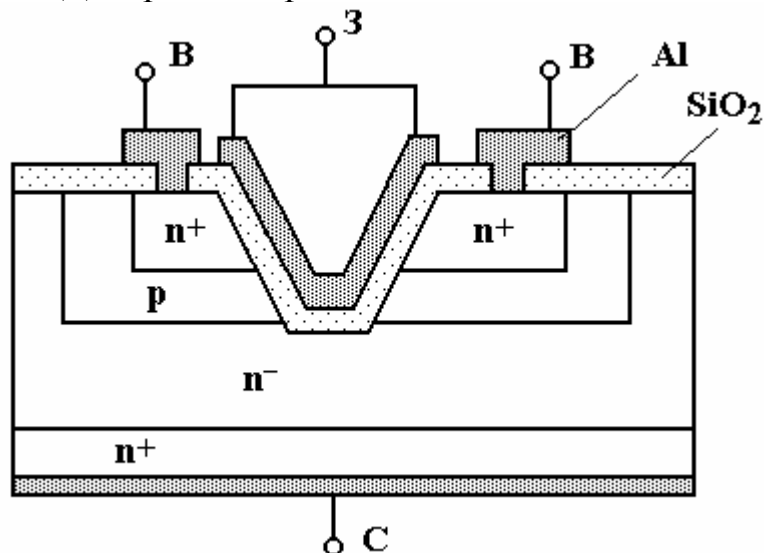


Рис.5.22. Поперечний переріз вертикального МДН-транзистора з U – подібною канавкою

МДН-транзистор вертикального типу з U-подібною канавкою. У приладах з V-подібною канавкою анізотропне травлення припиняється в той момент, коли дві похилі стінки канавки сходяться на одній лінії. Якщо

процес травлення припинити раніше цього моменту, то канавка вийде усіченою, тобто буде U-подібною [25]. Прилад з канавкою подібного вигляду показаний на рис.5.22 [25]. Так само як і в приладі з V-подібною канавкою, у структурі U-типу довжина каналу визначається подвійною дифузією через ті самі вікна в оксиді. Основна перевага такої структури полягає в тому, що вона має менший опір у відкритому стані завдяки кращому розподілу струму в дрейфовій  $n^-$ -області. Недолік такої структури полягає в тім, що процес травлення U-подібної канавки не є самообмежуваним, як при витравлюванні V-подібної канавки.

### Контрольні питання

1. Чим відрізняються структури потужних біполярних транзисторів від малопотужних транзисторів?
2. Які основні етапи виготовлення потужних епітаксійних транзисторів?
3. Як визначається частотна характеристика потужного біполярного транзистора?
4. Чим визначається час прольоту носіїв заряду через базу при високому рівні інжекції і при критичних значеннях колекторного струму?
5. Поясніть фізичні процеси при вимиканні потужних біполярних транзисторів.
6. Як видозмінюється модель контрольованого заряду при розрахунках перехідного процесу у високовольтних біполярних транзисторах?
7. Поясніть фізичні процеси при вимиканні потужних біполярних транзисторів.
8. Які конструктивно-технологічні прийоми використовують для виготовлення потужних НВЧ біполярних транзисторів?
9. Які переваги потужних МДН-транзисторів перед біполярними транзисторами?
10. Які технологічні і конструктивні прийоми використовуються для збільшення робочого струму потужних МДН-транзисторів?
11. Чим визначається енергія розсіювання при перемиканні потужних МДН-транзисторів?
12. Чому МДН-транзистори більш швидкодіючі прилади ніж біполярні транзистори?
13. Чим визначається час затримки і час наростання у потужних МДН-транзисторах?
14. Як визначається енергія споживання в ланцюзі затвору для підтримки МДН-транзистора в увімкненому або вимкненому стані?
15. Як впливає паразитний  $n^+ - p - n^+$  транзистор на процес вимикання МДН-транзистора?
16. Нарисуйте комірчасту структуру МДН-транзистора з р-каналом з

- іоноімплантованим протяжним стоком р-типу без польової обкладки.
17. Яким чином підвищують робочу напругу у горизонтальному МДН-транзисторі з подвійною дифузією?
  18. Як виготовляються тривимірні структури МДН-транзисторів зі зміщеним затвором і вертикальним стоком?
  19. Які переваги досягаються у потужних МДН-транзисторах з подвійною дифузією і вертикальним стоком?
  20. Нарисуйте поперечний переріз вертикального з подвійною дифузією МДН-транзистор з V-подібною канавкою і поясніть переваги такої технології виготовлення приладів.
  21. Які переваги отримують у структурі МДН-транзисторів з U-подібною канавкою в порівнянні із структурами з V-подібною канавкою?

## 6. НВЧ ТРАНЗИСТОРНІ СТРУКТУРИ

Успіхи вертикальної і горизонтальної технології виготовлення напівпровідникових структур відкрили широкі можливості на шляху створення нових твердотільних приладів із кращими робочими характеристиками в порівнянні з біполярними чи польовими транзисторами. В останні роки було зроблено багато спроб винайти і сконструювати надвисокочастотні транзистори, використовуючи багат шарові структури, у яких електрони з нерівноважною енергією інжектуються і балістично пролітають активну область приладу, або без зіткнень розганяються полем до швидкостей вищих рівноважних. В обох випадках досягаються гранично короткі часи прольоту. Зупинимося на деяких з цих транзисторів, що допускають роботу на частотах понад 100 ГГц. Відзначимо, що усі вони монополярні прилади.

### 6.1. Транзистори з металевою базою

Якщо польовий транзистор “згорнути” з горизонтальної у вертикальну конструкцію з прозорим для прольоту електронів затвором, то такий транзистор виявиться багато в чому аналогічний вакуумному тріоду (рис.6.1). Довжина прольоту області затвора в польовому транзисторі виходить гранично малою, що повинно проявитися в підвищенні швидкодії транзистора. Для одержання прозорого для електронів затвора – аналога сітки у вакуумному тріоді – запропоновано чимало конструкцій: від введення металевої сітки в кристал до утворення тонкої металевої плівки, що регулює потік електронів від витоку до стоку. Розглянемо основні типи транзисторів з металевою базою.

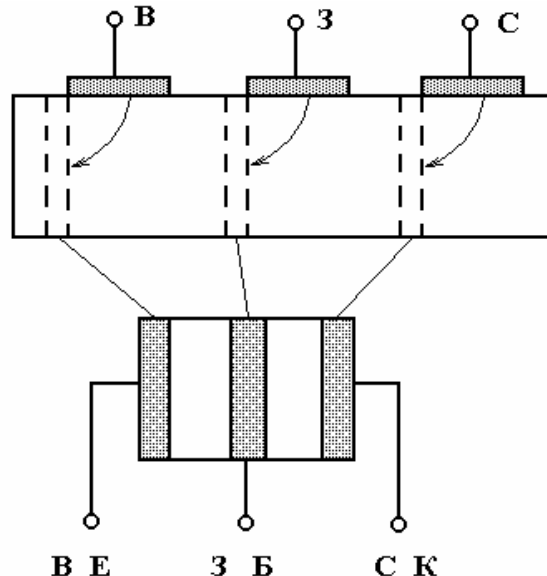


Рис.6.1. “Згортання” польового транзистора з горизонтальної структури у вертикальну



## 6.2. Транзистори з проникною базою

Ще в 1952 р. Шоклі запропонував створити напівпровідниковий транзистор - повний конструктивний аналог вакуумного триода, у якому вакуумний простір замінений напівпровідником [26]. Технологічна задача бездефектного введення металевої сітки в напівпровідниковий монокристал є дуже важкою, і виготовляти такі аналогові транзистори навчилися лише в самі останні роки, хоча окремі експериментальні спроби його реалізації були зроблені і раніше.

Уперше виготовити НВЧ - транзистор з GaAs з металевою сіткою, який називається транзистором із проникною базою, вдалося в 1979 р. [26]. Транзистор із проникною базою виготовляється за методом газової епітаксії кристала GaAs з розташованою в ньому вольфрамовою гребінкою товщиною 30-50 нм і шириною смуг і отворів між ними 160 нм. Вольфрамові ґратки створюють бар'єр Шоттки з GaAs. Зміною об'ємного заряду бар'єра контролюється потік електронів через прилад. Такі транзистори давали стабільне підсилення 16 дБ при 18 ГГц і коефіцієнт шуму 2 дБ на 8 ГГц при підсиленні 13 дБ. Екстрапольована за еквівалентною схемою частота  $f_{\max} = 100$  ГГц [26].

У виготовлених приладах уже досягнутий мінімальний час затримки на малому сигналі, який дорівнює 4,3 пс. Основний недолік - великий розкид граничних параметрів перемикачів і складна технологія. Якщо зуміти створити гребінку металевих ліній із кроком 50 нм, то теоретично можна одержати транзистор з проникною базою з  $f_{\max} = 200$  ГГц. Є і більш високі оцінки  $f_{\max} = 300 - 400$  ГГц [26].

## 6.3. Тунельні транзистори

Запропоновано пристрої, у яких база являє собою тонкий металевий шар, а емітер і колектор - структури типу метал-оксид (МОМОМ - транзистор) (рис.6.2) [26]. Типові розміри структури: окисел 1,5 нм, метал 10 нм. Проліт через базу гарячих електронів, інжекттованих тунельним шляхом, проходить балістично, що забезпечує високу швидкодію транзистора. Такі транзистори називають тунельними.

Крім структур МОМОМ запропоновані структури МОМ - напівпровідник, напівпровідник-метал-напівпровідник (НМН) з балістичним прольотом бази. Такі транзистори можуть у майбутньому мати швидкодію до  $10^{13}$  Гц [26]. Реалізація таких пристроїв вимагає технології у край високого рівня. Фундаментальною перешкодою, що утруднює одержання високих характеристик у приладах з металевою базою, є квантово-механічне відбиття електронів від бази, що приводить до низького значення коефіцієнта підсилення за струмом  $\alpha_0$ .

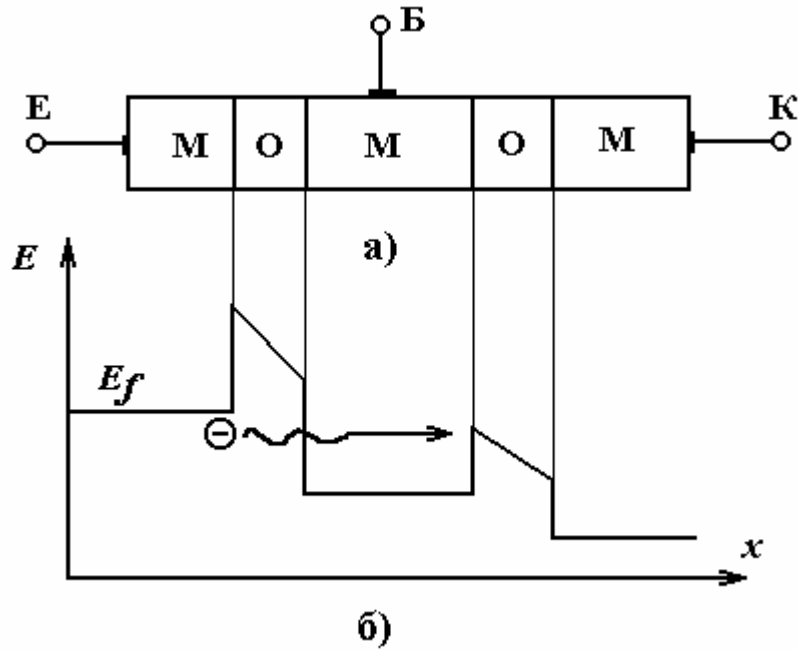


Рис.6.2. Схема структури MOMOM - транзистора (а) і його зонна діаграма (б)

#### 6.4. Монолітні транзистори типу Si-CoSi<sub>2</sub>-Si

На рис.6.3 показана структура кремнієвого транзистора з тонкою базою (порядку 20 нм) з CoSi<sub>2</sub>, отримана методом молекулярної епітаксії [26]. Через малу різницю постійні ґратки CoSi<sub>2</sub> і Si структура являє собою єдиний монокристал - моноліт. Інжектвані гарячі електрони з кремнієвого емітера балістично пролітають високопровідну (практично металеву) базу і збираються кремнієвим колектором. Емітер поблизу бази має нелегований шар (порядку 200 нм), а колекторний шар (порядку 800 нм), навпаки, сильнолегований. Тому потенційний бар'єр з боку емітера виявляється вищим потенційного бар'єра колектора, що збільшує відсоток збирання інжектваних гарячих електронів у колекторі [26].

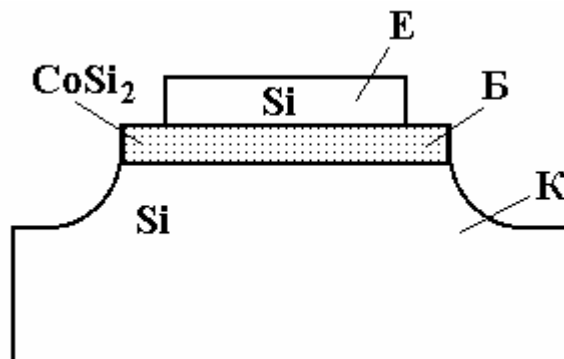


Рис.6.3. Монолітний транзистор типу Si-CoSi<sub>2</sub>-Si

## 6.5. Статичні індукційні транзистори

Ще раніш, ніж транзистор з металевою сіткою, був запропонований вертикальний транзистор зі збідненим шаром замість сітки [26], названий статичним індукційним транзистором (СІТ). СІТ реалізований у ряді варіантів, один із яких показаний на рис.6.4. Принцип дії такого транзистора збігається з принципом дії звичайного польового транзистора, однак вертикальна конструкція дозволяє одержати малі довжини простору активної взаємодії і тим самим досягти високої швидкодії. Отримано кремнієві СІТ, що генерують сигнали потужністю 400 Вт при 200 МГц і 10 Вт при 1 ГГц із  $f_{\max} = 2,5$  ГГц [26]. У цих транзисторах затвори виготовлені у вигляді р-n переходів, тому їх ще називають вертикальними польовими транзисторами з р-n переходом.

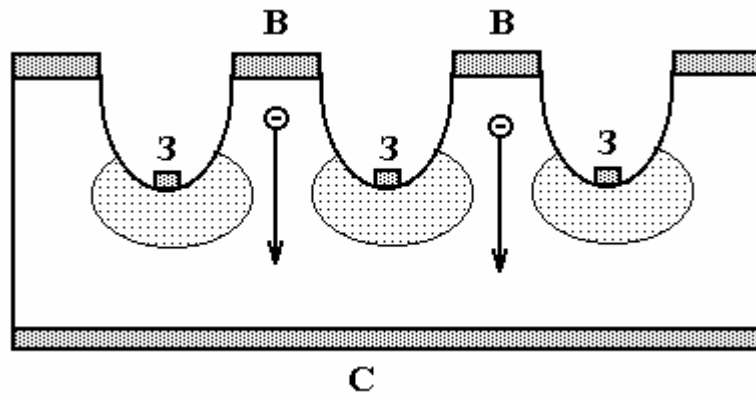


Рис.6.4. Статичний індукційний транзистор.  
Заштриховано області об'ємного заряду

У роботі [26] розглянутий транзистор типу СІТ, але не в режимі збіднення області прольоту, а навпаки, у режимі інжекції плазми електронно-діркових пар з затвору. У таких транзисторах вдається одержати ще більш високі струми, ніж у СІТ. Відзначимо, що СІТ з р-n переходом у випадку широкого емітера (витоку) переходить у транзистор з об'ємним бар'єром у вигляді горба, обумовленого тонкою сильнолегованою базою.

## 6.6. Транзистори з об'ємним бар'єром

Транзистор з об'ємним бар'єром (ТОБ) є звичайний біполярний транзистор з товщиною бази, близькою до товщини, що відповідає проколу бази. Зонна діаграма транзистора з об'ємним бар'єром показана на рис.6.5. Струм емісії  $i_e$  через бар'єр пропорційний тепловій швидкості електронів  $v_T$  і числу електронів над бар'єром  $n$ , тобто  $i_e = qnv_T$ . Дифузійний і дрейфовий струм через базу дорівнює

$$i_n = \frac{nqD_n}{d_B + \sqrt{2\pi}L_D}, \quad (6.1)$$

де  $L_D$  - довжина Дебая, а  $d_B$  - товщина бази (рис.6.5).

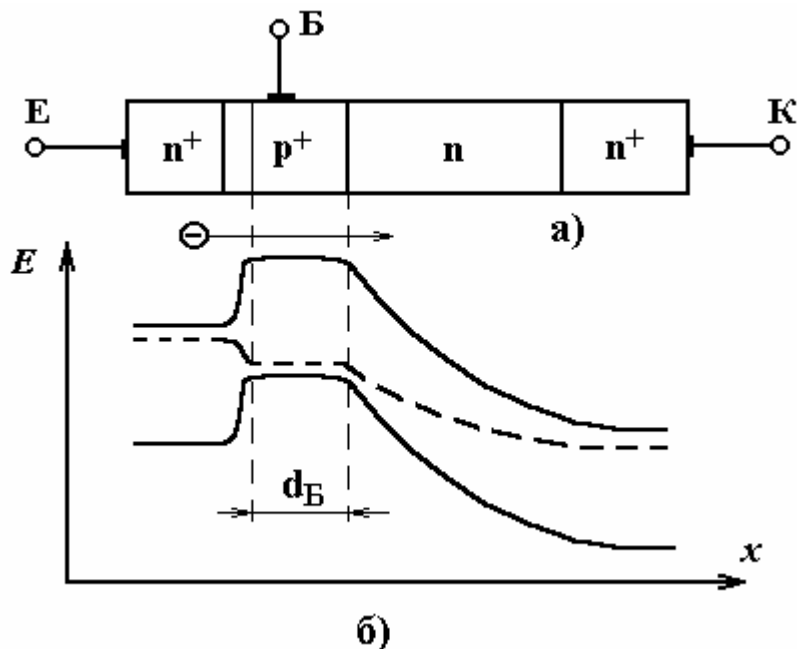


Рис.6.5. Схема структури транзистора з об'ємним бар'єром (а) і його зонна діаграма (б)

Сумарний струм одержимо, підставивши замість  $d_B + \sqrt{2\pi}L_D$  у знаменнику (6.1) величину  $d_B + \sqrt{2\pi}L_D + L_T$ , де  $L_T = D_n / v_T$ . Можна розрізнити три види струму через базу. Якщо  $d_B > \sqrt{2\pi}L_D + L_T$ , то через нейтральну базу йде дифузійний струм – це звичайний біполярний транзистор. Якщо  $d_B < \sqrt{2\pi}L_D + L_T$ , то маємо справу з транзистором з об'ємним бар'єром, причому при  $L_T < \sqrt{2\pi}L_D$  має місце дифузійний струм в області об'ємного заряду бар'єра - бази, а при  $L_T > \sqrt{2\pi}L_D$  термоемісія електронів через бар'єр.

Розрахунок частоти відсічки  $f_T$  для транзистора з об'ємним бар'єром показує, що вона обмежується опором бази і має максимум при товщині нейтральної частини бази  $d_B$ , рівній приблизно двом довжинам Дебая. За такої товщини бази максимум  $f_T$  - має і біполярний транзистор, тобто оптимальний біполярний транзистор знаходиться на стику біполярного транзистора і транзистора з об'ємним бар'єром [26].

Хоча транзистор з об'ємним бар'єром як високочастотний прилад не може далеко піти від можливостей біполярного транзистора, однак характерна горбоподібна структура потенціалу в ньому, обумовлена тонкою ба-

зою, використана в багатьох типах транзисторів, розглянутих нижче. Потенційний горбоподібний бар'єр, утворений структурою  $n^+ - p^+ - n$  типу з тонким  $p^+$ -шаром, називають ще "камель"-бар'єром (camel), а відповідний діод – "камель"-діодом [26].

### 6.7. Транзистори з планарно-легованими бар'єрами

На рис.6.6 показана структура транзистора з GaAs із планарно-легованими бар'єрами [26]. Він являє собою виготовлену методом молекулярної променевої епітаксії шарувату структуру  $n^+ - i - p^+ - n - p^+ - i - n^+$ , у якій  $p^+$ -шари зроблені настільки тонкими, що р-п переходи по обидва боки шару стуляються, створюючи потенційні бар'єри у вигляді горбів між  $n$ -і  $n^+$ -областями. У такому транзисторі  $n$ -область є базою, а  $n^+$ -області відповідно знаку прикладеної напруги - емітером чи колектором (рис.6.6). Електрон, інжектований емітером у сильному полі крутого спуску потенційного горба ( $E \approx 10^5$  В/см), розганяється до дрейфової швидкості, що відповідає енергії бар'єра ( $E_B = 0,3$  еВ) і далі балістично в інерційному польоті досягає колекторного бар'єра. Останній має меншу висоту, тому навіть при одиничних зіткненнях з фонами на шляху прольоту через базовий шар товщиною 0,2 мкм електрон пролітає над бар'єром.

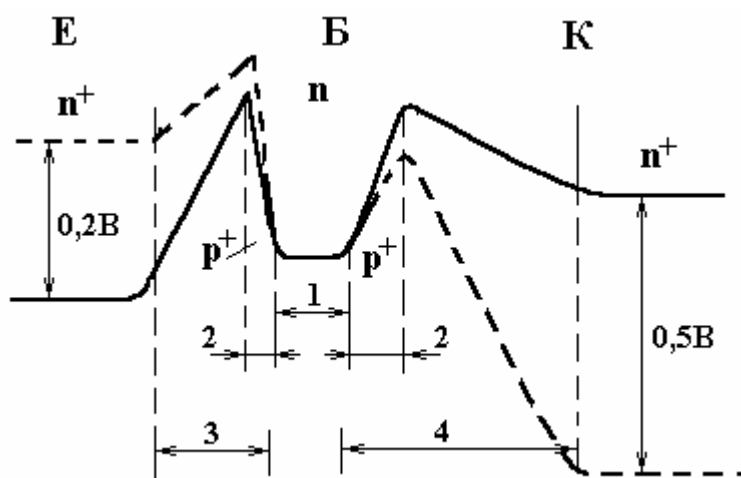


Рис.6.6.Зонна діаграма транзистора з планарно-легованими бар'єрами під час відсутності напруги на електродах (суцільна лінія) і при її прикладенні (штрихова лінія). Товщина шарів у мкм: 1 – 0.2; 2 – 0.025; 3 – 0.25, 4 – 0.5

На рис.6.7 показана експериментальна залежність середньої швидкості балістично запущеного електрона з початковою швидкістю  $v_0 = 5 \cdot 10^7$  см/с у GaAs від довжини пролітної траєкторії. Як видно, на відрізок до 0,3 мкм стартова швидкість падає лише на 20 %. Це природно - адже електрон пролітає даний відрізок за десяті частки пікосекунди. Екс-

перименти з планарно-легованими транзисторами показали, що колектор збирає 98 % інжектованих електронів при товщині бази 0,15 мкм і 85 % при товщині бази 0,45 мкм, якщо емітерний бар'єр нижче 0,33 еВ. При емітерному бар'єрі вище 0,34 еВ інжектовані електрони попадають у верхні долини навіть при найменшій товщині бази і лише 15 % їхнього числа перетинає колекторний пік [26]. З іншого боку, якщо емітерний бар'єр дуже високий, то можливі прольоти через базу при багатьох зіткненнях.

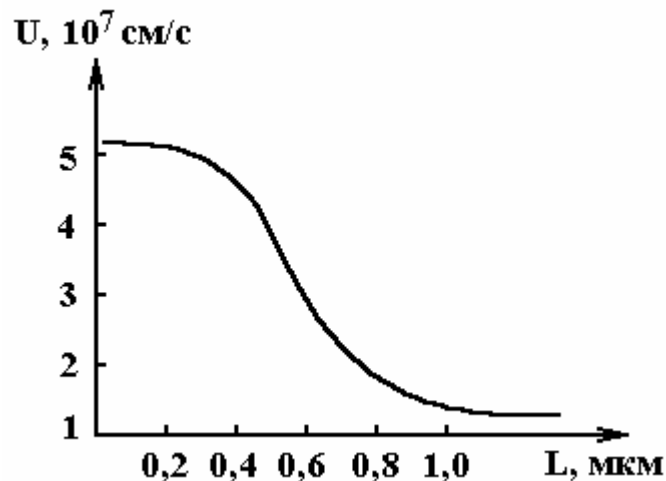


Рис.6.7.Середня швидкість балістичного електрона в GaAs при  $T=300\text{ }^{\circ}\text{C}$  [26]

Транзистор із планарно-легованими бар'єрами може працювати при дуже малих логічних амплітудах (порядку  $kT/q$ ) і малих напругах живлення. Реалізовано транзистор на  $f_{\max}=15$  ГГц при площі емітера  $5 \times 30$  мкм [26]. Передбачається, що транзистори з планарно-легованими бар'єрами як емітера так і колектора можуть мати при ширині емітера 0,75 мкм  $f_{\max} > 200$  ГГц.

### 6.8. Монолітні транзистори на гарячих електронах

На відміну від транзисторів з металевою базою в монолітних транзисторах на гарячих електронах (МТГЕ) емісія гарячих електронів з емітера і їх збирання здійснюються в тому самому матеріалі. Тому має місце назва – монолітний транзистор. Тим самим знімається квантово-механічне відображення – фундаментальне обмеження для транзисторів з металевою базою.

МТГЕ з кремнію є структура вигляду: метал -  $p^+ - n^{++} - p^+ - n$ . Його зонна структура показана на рис.6.8. Гарячі електрони інжектуються з емітера-бар'єра Шоттки в базу з енергією, більшою, ніж максимальна висота потенціалу бар'єра колектора, і тому, незважаючи на втрати енергії при де-

кількох зіткненнях з оптичними фононами в базі ( $h\omega_0 \approx 54$  меВ), пролітають над бар'єром колектора і збираються там. Товщина бази в такому транзисторі  $25 \pm 5$  нм, товщина збідненого шару емітера складає 7,5 нм, а максимум колекторного потенціалу знаходиться на відстані від поверхні 65 нм.

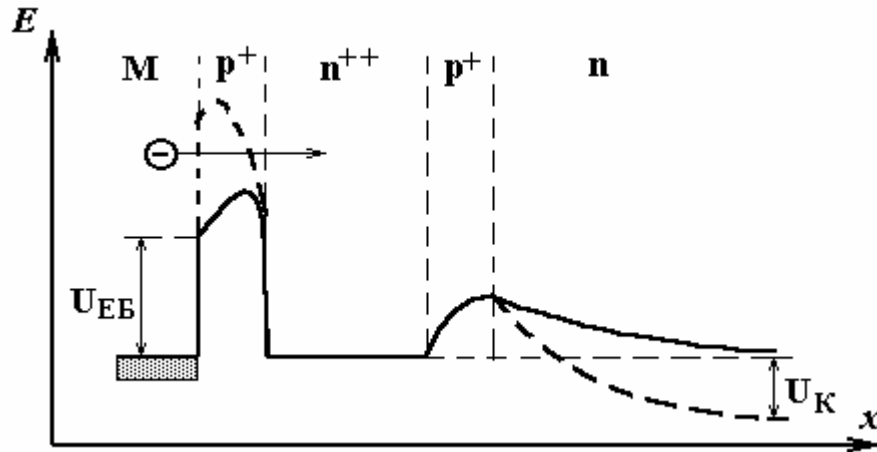


Рис.6.8. Зонна діаграма монолітного транзистора на гарячих електронах під час відсутності напруги на електродах (суцільна лінія) і під час прикладення напруг  $U_{EB}$  і  $U_K$  (штрихова лінія)

Ємність бар'єра Шоттки занадто велика, щоб такий транзистор мав високу  $f_T$ , але його можна замінити, таким же “камель” - бар'єром, як і колекторний бар'єр. У цьому випадку монолітний транзистор на гарячих електронах нічим не буде відрізнятися від транзистора з планарно - легованими бар'єрами.

### 6.9. Транзистори з індукованою базою

На рис.6.9 показана зонна структура транзистора з індукованою базою (ТІБ) [26]. Емітер являє собою трикутний бар'єр, що різко обривається в базі, але на відміну від планарно - легованого транзистора він утворений за допомогою варізонної структури. Бар'єрами по обидва боки бази є квантові стінки гетеропереходу. Базова область транзистора нелегована й у рівноважному стані вона непровідна. Провідність бази обумовлюється виродженим електронним газом, індукованим у стінки гетеропереходу база-колектор за рахунок проникнення електричного поля колекторного електрода (аналогічно тому, як утворюється двовимірний канал у ВПЕТ). Принцип роботи транзистора з індукованою базою такий же, як транзистора з металевою базою, тільки роль металу грає двовимірний електронний газ. Це різко підвищує відсоток проходження інжекттованих електронів від емітера до колектора в основному за рахунок низького коефіцієнта квантового відбиття від колекторного бар'єра ( $R < 0,02$ ). За оцінками коефіцієнт підси-

лення струму в режимі з загальною базою  $h_{21B} \approx 0,97$ .

У порівнянні з усіма вищерозглянутими монолітними транзисторами на гарячих електронах з легованими базами в ГІБ провідність бази не залежить від її товщини, якщо, звичайно, остання більша, ніж характерна довжина розмірного квантування.

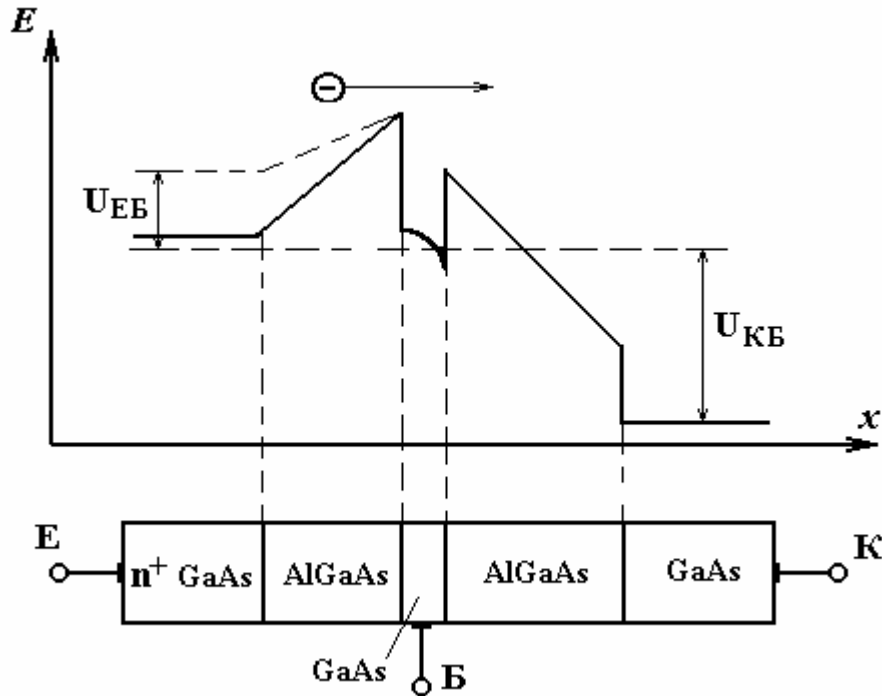


Рис.6.9. Зонна діаграма і схема структури транзистора з індукованою базою.  $2D$  - шар двовимірному електронного газу

При  $d_B = 10^{-6}$  см опір бази дорівнює 400 Ом на квадрат при кімнатній температурі і набагато менший при  $77^\circ\text{C}$ . Струм уздовж бази за аналогією з ВПЕТ забезпечується електронами з високою рухливістю. При  $d_B = 10^{-6}$  см утрати кількості електронів, що збираються колектором, через зіткнення в базі - усього близько 1 %. Час балістичного прольоту такої бази електронем з початковою швидкістю  $v_0 = 10^8$  см/с складає соті частки пікосекунди. Можна сказати, що транзистори з індукованою базою будуть мати час переключення порядку декосекунди при кімнатній температурі [26].

### 6.10. Транзистори з переносом розігрітого електронного газу в просторі

На можливість одержання від'ємного диференціального опору за рахунок переносу гарячих електронів у просторі вказувалося ще в 1967 р.

У роботі [26] розглянуто кілька видів транзисторів з використанням



ефекту переносу електронів у просторі з одного шару напівпровідника, де електрони розігріваються електричним полем, у відділений потенційним бар'єром сусідній шар, де розігріву немає.

Структура таких транзисторів показана на рис.6.10. При пропущенні струму стік - витік в результаті емісії гарячих електронів з каналу через бар'єр у підкладку в каналі виникає від'ємна провідність. Такий транзистор названий польовим транзистором з від'ємним опором (ПТВО).

Експериментально такий транзистор генерував на частоті до 1,45 ГГц, однак очікується, що подібні транзистори зможуть генерувати на частотах понад 100 ГГц [26].

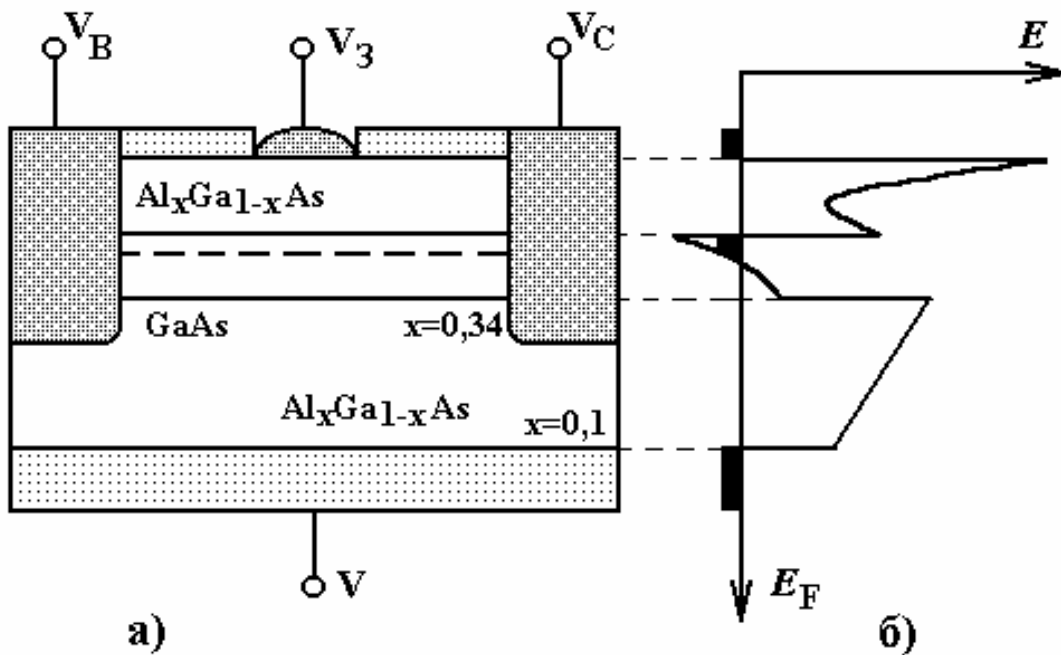


Рис.6.10. Структура польового транзистора з від'ємним опором (ПТВО) і транзистора з інжекцією заряду (ТІЗ) (а) і їх зонна схема (б)

У транзисторі з такою ж структурою є ще одна можливість використання його в новій якості – аналога вакуумного триода і біполярного транзистора. При пропущенні струму через канал він виявляється емітером гарячих електронів через варізонний бар'єр, свого роду аналогом гарячого катода у вакуумному триоді. Аналогом анода є провідна підкладка, що збирає струм емісії катода. Роль, аналогічну сітці у вакуумному триоді, грає затвор. Можна провести аналогію і з біполярним транзистором, назвавши витік емітером, стік - базою і підкладку - колектором. Такий транзистор, названий транзистором з інжекцією заряду (ТІЗ). Максимальна крутість і час перемикання в такого типу транзисторах оцінюються на рівні  $g_m \approx 240$  мСм/мм і  $\tau_D \approx 30$  пс при температурі рідкого азоту.

## 6.11. Перспективи використання багат шарових гетероструктур AlAs/GaAs в електроніці НВЧ

Сучасний процес розвитку електроніки НВЧ у бік збільшення швидкодії і ступеня інтеграції методами арсенід-галієвої технології характеризується прагненням до максимально досяжного зменшення розмірів активних і пасивних областей пристроїв. На цьому шляху від мікро- до наноелектроніки на параметри пристроїв, крім відомих численних класичних ефектів малих розмірів, таких як вплив крайових ефектів і поверхонь розділу, ефектів короткого каналу, впливають аж до визначального ефекту розмірного квантування.

Одним з напрямків цього розвитку електроніки є дослідження і розробка пристроїв на основі багат шарових гетероструктур у системі GaAs/AlAs. В цьому напрямку з історично невеликими інтервалами часу з'явилися та інтенсивно досліджувалися і знайшли широке застосування кілька типів таких пристроїв. Серед них такі, як транзистори ПТШ, НВТ, НЕМТ та інші, а також дво- і трививідні пристрої на резонансно-тунельних структурах (РТС), у тому числі резонансно-тунельні діоди (РТД) і різні типи резонансно-тунельних транзисторів (РТТ).

Для досягнення високих параметрів НВЧ-приладів на гетероструктурах типу GaAs/AlAs необхідно пред'являти високі вимоги до напівпровідникової структури (високий ступінь чистоти матеріалу, високий ступінь досконалості кристалічної структури, задана концентрація носіїв і задані товщини шарів і т.п.). Тут виникає кілька проблем. По-перше, необхідно визначити, які саме недоліки гетероструктури будуть найбільш істотно впливати на параметри НВЧ-приладів (рівень фонових забруднень буфера, концентрація глибоких рівнів, досконалисть гетерограниці і т.п.). По-друге, якщо недоліки гетероструктури неможливо усунути принципово, то необхідно оцінити ступінь їхнього впливу на характеристики приладу і зменшити цей вплив за рахунок зміни конструкції гетероструктури. По-третє, необхідно оцінити рівень технології виготовлення приладу, виявити найбільш важливі етапи й усунути (чи зменшити) недоліки технології за рахунок оптимальної конструкції гетероструктури.

При всіх розходженнях у фізичних принципах роботи, перераховані вище пристрої поєднуються спільністю проблем, зв'язаних з технологією, устаткуванням і матеріалами. Близькі вимоги до характеристик якості матеріалів і границь розподілу між шарами, такими як ступінь чистоти, ступінь досконалості кристалічної структури, рівень забруднень.

Інтерес до даних приладів викликають такі обставини:

- принципова можливість задовольнити основні вимоги до НВЧ-пристроїв за частотою, потужністю і шумами;
- можливість реалізації гранично-досяжних параметрів на наявному устаткуванні і комерційних матеріалах;

- хороша технологічна сумісність використовуваних структур з іншими структурами мікроелектроніки;

- перспектива створення НВЧ-пристроїв за новими принципами, які зокрема, використовують ефекти нелінійної взаємодії подовжнього і поперечного переносу заряду.

Стосовно пристроїв на РТС, де квантовий транспорт лежить в основі роботи активного елемента, варто підкреслити, що неможливо уникнути сильного впливу на параметри приладу, особливо НВЧ-пристрою, характеристик суміжних із квантовою структурою “класичних” областей. Але ця нелінійна взаємодія квантових і класичних областей може бути покладена в основу створення приладів на нових принципах.

Розглянемо основні результати досліджень і розробок ряду приладів на багат шарових гетероструктурах у системі GaAs/AlAs. Розглянемо особливості виготовлення НЕМТ - транзистора на частоті 12 ГГц, отриманого в лабораторії НДІ “Пульсар” Російської Федерації [27]. Ними отримані транзистори на частоти до 60 ГГц із параметрами, що не поступаються кращим закордонним зразкам. Розроблена технологія дозволяє формувати транзисторні структури, які характеризуються такими параметрами:  $T$  - подібний затвор з довжиною  $L_g = 0,35$  мкм і шириною  $W_g = 200$  мкм, відстань “витік-стік” - 3 мкм, відстань “витік-затвор” - 1 мкм.

Кристали монтувалися в двоміліметровий круглий керамічний корпус. Фактори, що відповідають за основні характеристики транзистора, доцільно розбити на дві групи. До першої - віднесемо фактори, зв'язані безпосередньо з характеристиками структури: рівень фонових домішок, дефекти гетерограниці, концентрація домішок у двовимірному електронному газі (ДЕГ), товщина спейсера, товщина активного шару  $Ga_{1-x}Al_xAs$ . До другої – віднесено фактори, зв'язані з особливостями технології виготовлення транзисторної структури: опір витоку, довжина й опір затвора, питомий опір контактної групи.

У роботі [27] показано, що коефіцієнт шуму  $F_0$  транзистора визначається виразом:

$$F_0 = 10 \lg 91 + 2\pi k f C_{gs} ((R_s + R_g) / G_m)^{1/2}, \quad (6.2)$$

де  $f$  - частота,  $C_{gs}$  - ємність затвор-витік,  $R_g$  - опір затвора,  $R_s$  - опір витоку,  $G_m$  - крутість,  $k$  - коефіцієнт.

Опір  $R_s$  складається з питомого омичного опору контакту, опору області від “контакту до каналу” і опору каналу на ділянці “витік-затвор”.

Визначальний вплив на коефіцієнт підсилення транзистора вносять вихідна провідність і опір затвора  $R_g$ .

Внесок характеристик гетероструктури в коефіцієнт шуму зв'язаний з опором джерела  $R_s$  і крутістю  $G_m$ . Зменшення питомого опору конта-

ктів і підконтактної області зв'язано безпосередньо з рівнем легування верхнього контактного шару GaAs і типом застосовуваної металізації.

Задачею технології є розробка конструкції гетероструктури і способів її виготовлення при значній концентрації фонових домішок, що дозволяє максимально послабити процеси розсіювання на фонових домішках і процеси розсіювання на кулонівському потенціалі в шарі GaAlAs, поліпшити тим самим якість гетерограниці. При цьому необхідно зберегти високу провідність каналу при високій крутості і малому омичному опорі контактів.

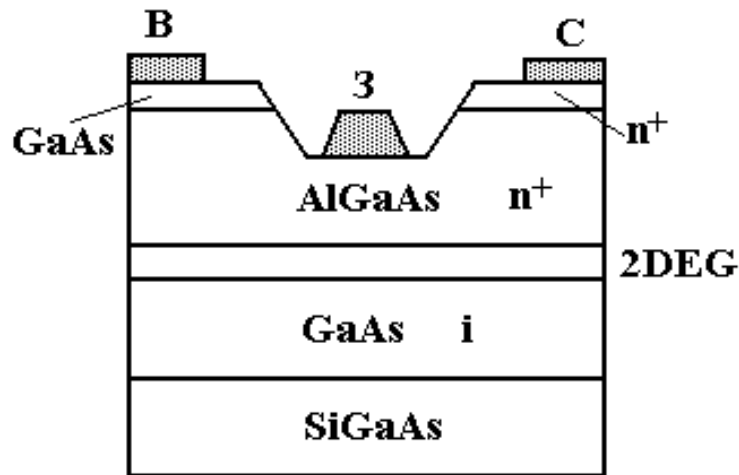


Рис.6.11. Структура НЕМТ - транзистора

На зменшення процесів розсіювання електронів на фонових домішках і глибоких рівнях у GaAlAs ефективно впливає вибір концентрації електронів у каналі ДЕГ, що дозволяє при товщині спейсера 20-30 Å мінімізувати флуктуації струму за рахунок екранування носіїв від потенціалів розсіювання [27]. Кількісний аналіз показує, що розроблена технологія росту дозволяє одержувати необхідний радіус екранування при концентраціях електронів у ДЕГ, що значно відрізняються від значень, використовуваних більшістю розробників [27]. Збільшення концентрації електронів у ДЕГ вищевизначеної величини приводить до небажаного збільшення шуму і спаду підсилення. Це зв'язано, очевидно, із заповненням верхніх підзон розмірного квантування й ефективним збільшенням ширини каналу [27]. Останнє приводить у свою чергу до підсилення розсіювання на заряджених атомах донорів у GaAlAs і погіршенню перекриття каналу. Надмірне збільшення концентрації носіїв у каналі приводить до збільшення ємності  $C_{gs}$ .

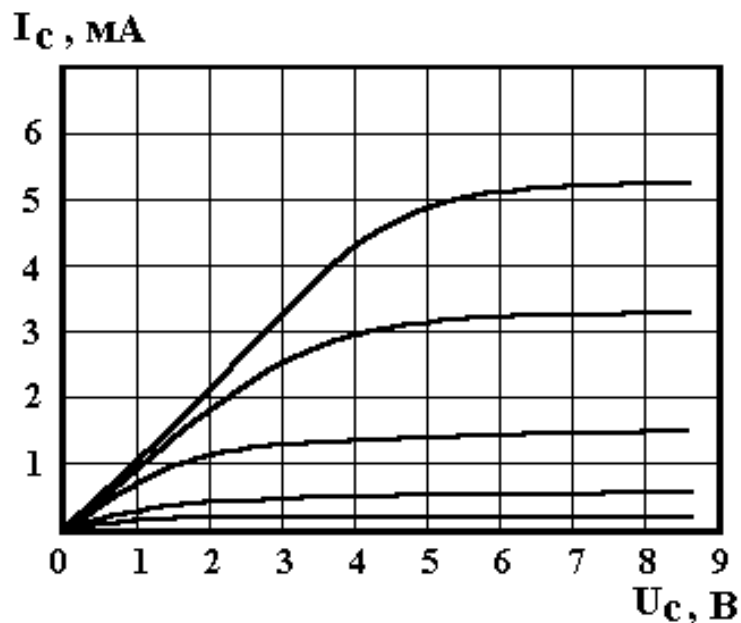


Рис.6.12. Вольт-амперні характеристики НЕМТ - транзистора

$F_o$ , дБ

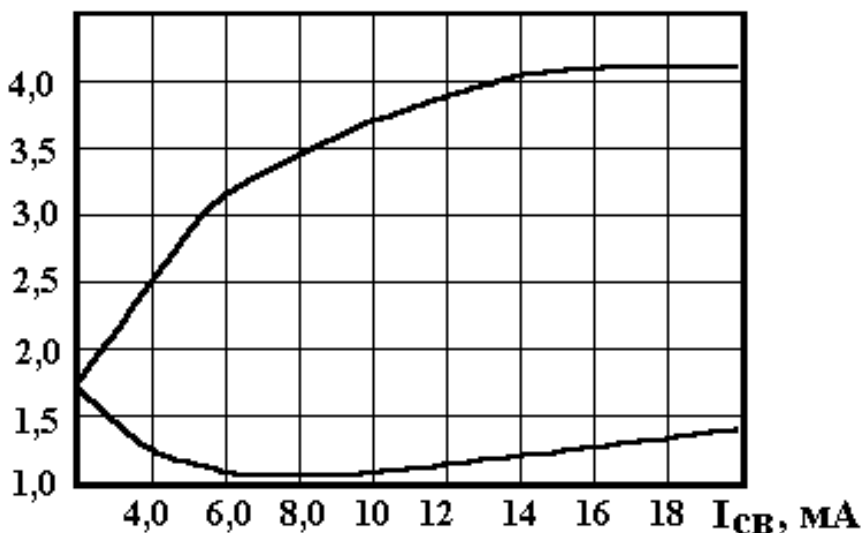


Рис.6.13. Шумові характеристики ( $F_o$  і  $G_a$ ) НЕМТ - транзистора

На рис.6.12 і 6.13 приведені вольт-амперні характеристики і залежності  $F_o$  і  $G_a$  від струму “витік-стік” виготовлених транзисторів.

На основі аналізу результатів зроблено висновки про те, що існують перспективи для поліпшення НВЧ - характеристик транзисторів, виготовлених на гетероструктурах: по-перше, відстань витік-затвор може бути істотно зменшена (до 0,5 мкм), що приведе до зменшення витокового опору; по-друге, контактний опір, отриманий у даній роботі, не є гранично досяжним і може бути поліпшений приблизно в 2-3 рази; по-третє, зменшення довжини затвора (хоча б до 0,25 мкм) приведе до зменшення  $F_o$ .

Перші теоретичні обґрунтування перспектив використання і можливостей виготовлення пристроїв на РТС дані ще в сімдесятих роках

Тиходеєвим Ю.С [27]. Експериментальні роботи у Російській Федерації почалися півтора десятиліття потому. Перші РТД із двобар'єрними квантовими структурами GaAs/AlGaAs були виготовлені Чернявским А.А. у 1990 р., причому, це були перші діючі РТД у Російській Федерації [27]. Вони були зібрані в триміліметрові транзисторні корпуси, які легко вмикалися в генераторну схему і демонстрували стійку генерацію на розрахунковій частоті порядку 1 ГГц. Відносно низька частота генерації цих приладів була обумовлена великими розмірами контактів, неоптимальними товщинами шарів і площинною геометрією.

Паралельно, в НДІ "Пульсар" у Російській Федерації створювалася й удосконалювалася власна фізико-математична модель струмопереносу в РТС, що встановлює зв'язок вихідних характеристик пристрою з технологічними параметрами. У процесі роботи були одержані ряд експериментальних підтверджень правильності розуміння цього зв'язку. Тому в даний час є розроблені математичні моделі, які задовільно пояснюють практично всі основні особливості експериментальних вимірів і на основі яких можливо прогнозувати значення вихідних параметрів пристроїв на РТС.

Типові схематичні зображення структур і характеристик приладів приведені на рис.6.14 і 6.15.

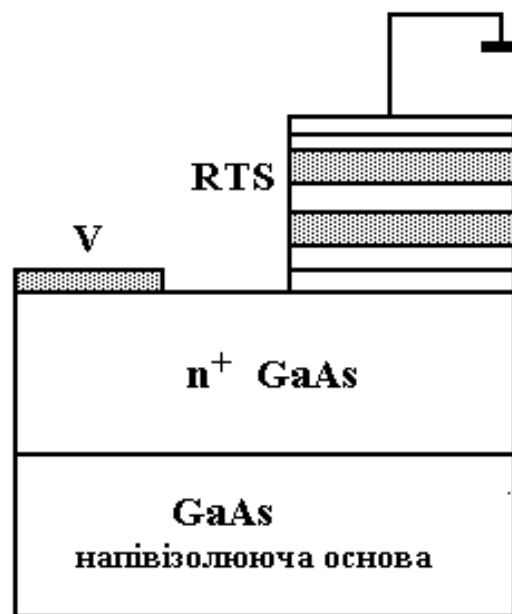


Рис.6.14. РТС на напівізолюючій підкладці

В цьому ж науково-дослідному інституті були виготовлені кілька типів макетів РТД із двобар'єрними квантовими структурами GaAs/AlGaAs, що розрізняються складом, легуванням і товщиною шарів, типом підкладки і конструкцією. Крім того були виготовлені вертикальні резонансно-тунельні транзистори (РТТ).

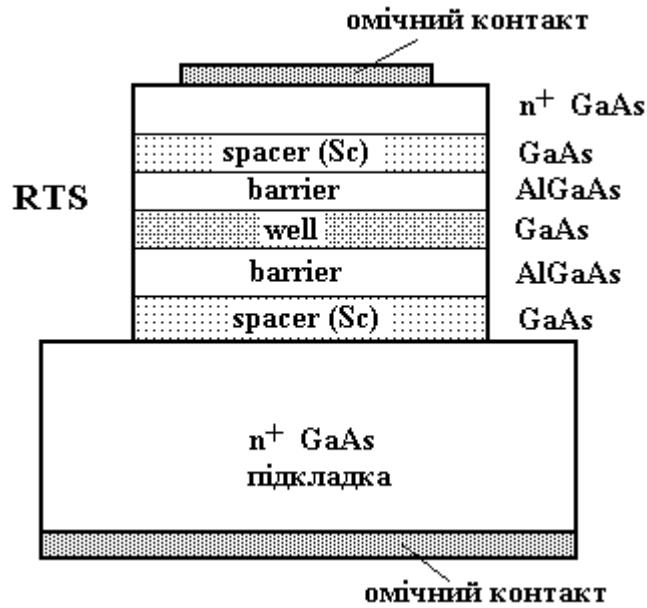


Рис.6.15. РТС на n<sup>+</sup> - підкладці

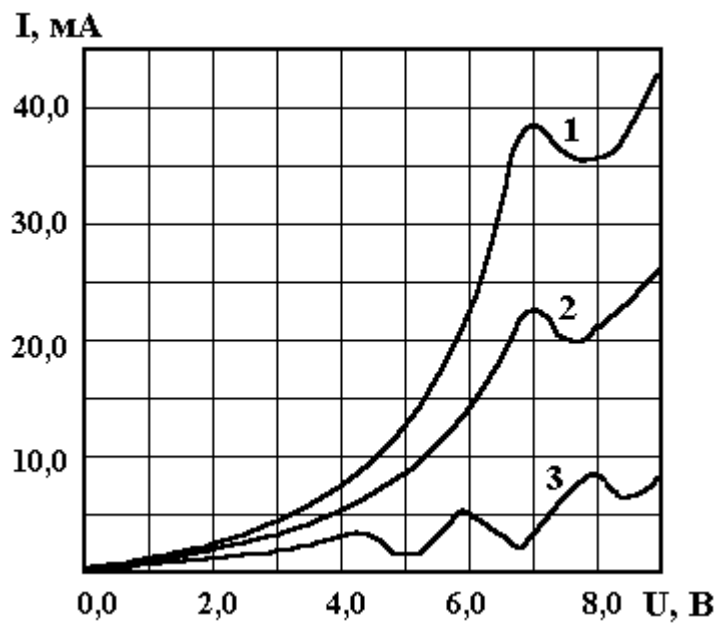


Рис.6.16. Вольт-амперні характеристики РТД із  $S_e = 200 \text{ Å}^2$  на n<sup>+</sup> - підкладці та з різними розмірами емітерного контакту: 1 – діаметр контакту 100 мкм, 2 – діаметр контакту 80 мкм, 3 – діаметр контакту 40 мкм

В роботі [27] зроблено оцінювання гранично-досяжних характеристик і можливостей їхньої практичної реалізації на наявному устаткуванні й існуючими методами. Результати наочно демонструються аналізом відомої формули, що зв'язує добуток граничної частоти генерації  $f^*$  на корінь квадратний з максимальної потужності

$$P^* = (3/16)\Delta U \Delta I \quad (6.3)$$

із залежними від конструкції, технології і властивостей матеріалу електрофізичними параметрами опором втрат  $R_s$  і відношення струму до ємності ( $\Delta I / C$ ):

$$f^* \sqrt{P^*} = (\sqrt{3/8\pi})(\Delta I / C) / \sqrt{R_s} \quad (6.4)$$

(при природній умові:  $\Delta U / \Delta I \gg R_s$ ). Ця формула випливає з представлення РТД із ділянкою від'ємного опору на ВАХ, яка характеризується різницею струму і напруги в точках екстремуму  $\Delta I$  і  $\Delta U$ , у вигляді найпростішої еквівалентної схеми, де до паралельно з'єднаних ємності  $C$  і від'ємного опору  $-|\Delta U / \Delta I|$  послідовно включений опір втрат  $R_s$ .

Граничнодосяжні значення частоти генерації досягають ТГц, а щільності потужності

$$\Pi^* = P^* / S \quad (6.5)$$

- до  $10^4$  Вт/см<sup>2</sup>. Особливість конструкції і технології складається в принциповій необхідності роботи з малими площами контактів. Головним чином це зв'язано з особливостями переносу резонансної складової струму, що приводить до сильної залежності щільності струму  $\Delta j = \Delta I / S$  від площі, оптимізуючи добуток  $\sqrt{f^* P^*}$  при дуже малих (зв'язаних лише з можливостями технології) площах. Ефект має місце для усіх типів підкладок.

Рекордні значення робочої частоти демонструються на структурах з  $n^+$  - підкладкою, круглим контактом діаметром у кілька мікрометрів і контактом типу "whisker", з'єднаному з металізацією круглої мези діаметром порядку декількох мікрометрів.

Однак, для НВЧ застосувань у гігагерцовому діапазоні повинна використовуватися конструкція мезатехнології типу "палець" на напівізолюючій підкладці з напрямком струму в її провідному шарі уздовж короткої сторони, розмір якої вибирається так, щоб не позначалася омічна залежність  $\Delta I / C$  від цього розміру (3-8 мкм). При цьому в такий же спосіб як у вже розроблених приладах вибирається довжина "пальця", вирішуються питання ізоляції, виводу на контактні площадки й інше.

Саме в такій конструкції, що дозволяє використовувати переваги монолітної інтеграції, є перспективи застосування пристроїв на РТС. Переваги такого підходу складаються в можливості створення малих інтегральних схем для підвищення потужності, рішення питань узгодження, реалізації різних радіотехнічних функцій, створення приладів на нових принципах, що використовує ефекти нелінійної взаємодії активних і пасивних областей структури.

Розглянемо структуру типу провідна плівка між двома контактами, один із яких омічний, а інший реалізує ВАХ з ділянкою від'ємної дифере-



нціальної провідності (наприклад, це може бути РТС). Показано [27], що при визначеному співвідношенні між величинами провідності плівки і РТС (на ділянці від'ємного опору на ВАХ) і відстанню між контактами плівка може стати широкосмуговим резонатором коливань, нижня границя яких визначається перерахованими параметрами, а верхня поширюється до величин порядку зворотного максвелівського часу релаксації електронів у плівці.

На даний час вже можливо реалізувати пристрої різного призначення на РТС із вихідними характеристиками, близькими до граничнодосяжних. Приведений аналіз досліджень зі створення і використання багат шарових GaAs/AlAs - гетероструктур свідчить про перспективність їхнього використання в електроніці [27].

### Контрольні питання

1. Поясніть принцип роботи транзисторів з металевою базою.
2. Як виготовляється НВЧ-транзистор з GaAs з металевою сіткою?
3. Чому НВЧ-транзистори із структурою напівпровідник-метал-напівпровідник мають малі значення коефіцієнта передачі за струмом?
4. Які переваги мають монолітні транзистори типу Si-CoSi<sub>2</sub>-Si?
5. Поясніть принцип дії статичних індукційних транзисторів?
6. Поясніть принцип роботи НВЧ-транзисторів з об'ємним потенціальним бар'єром.
7. Як працюють НВЧ-транзистори з планарно-легованим бар'єром?
8. Які недоліки усуваються у монолітних НВЧ-транзисторах на гарячих електронах?
9. Поясніть принцип роботи НВЧ-транзистора з індукованою базою.
10. Як виникає від'ємний опір у НВЧ польових транзисторах з переносом розігрітого електронного газу?
11. Які принципові переваги можна отримати при використанні багат шарових гетероструктур AlAs/GaAs в електроніці НВЧ?

# ЛАБОРАТОРНИЙ ПРАКТИКУМ

## РОБОТА №1

### ХАРАКТЕРИСТИКИ ТРАНЗИСТОРА

#### 1. Мета і зміст роботи

Дослідити характеристики транзистора і вивчити його статичні параметри.

У роботі знімаються сімейства характеристик: вхідних і вихідних, передачі струму і зворотного зв'язку за напругою при вмиканні транзистора з загальною базою і загальним емітером. За отриманими характеристиками для номінального режиму обчислюються  $h$ -параметри. Визначаються параметри еквівалентної Т-подібної схеми транзистора.

#### 2. Схеми

На рис.1 показана схема для дослідження транзистора при вмиканні його з загальною базою, а на рис.2 - із загальним емітером.

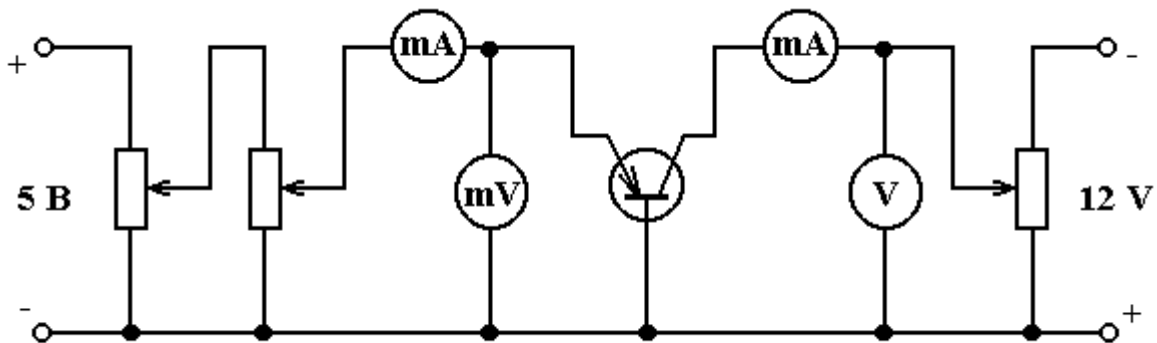


Рис.1. Схема для зняття характеристик транзистора при вмиканні з загальною базою

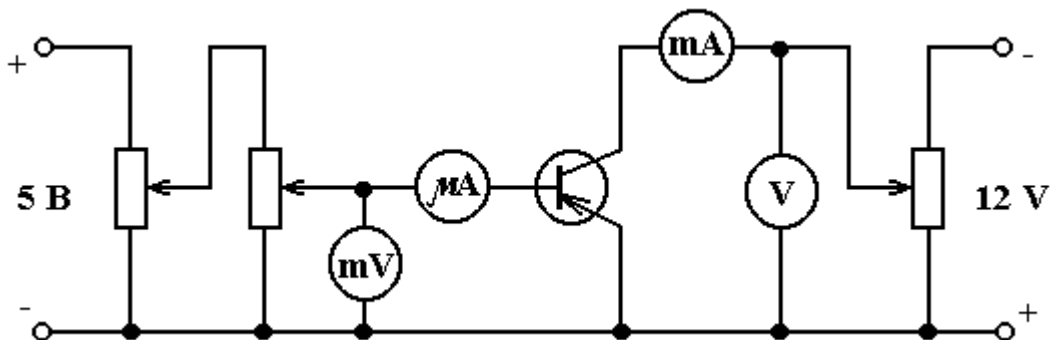


Рис.2. Схема для зняття характеристик транзистора при вмиканні з загальним емітером

Полярність джерел живлення показана для випадку дослідження транзистора типу р-п-р.

### 3. Завдання

1. Записати паспортні дані досліджуваного транзистора і зарисувати схему розташування виводів [28].
2. Зібрати схему для дослідження транзистора при вмиканні з загальною базою (рис.1), установити напруги на колекторі й емітері рівними нулю і вставити досліджуваний транзистор у панель.
3. Зняти сімейство вхідних характеристик  $U_e = f(I_e)$  для декількох  $U_K$ .
4. Зняти сімейство вихідних характеристик  $I_K = f(U_K)$  для декількох  $I_e$ .
5. Зняти сімейство характеристик передачі струму  $I_K = f(I_e)$  для декількох  $U_K$ .
6. Зняти сімейство характеристик зворотного зв'язку за напругою  $U_e = f(U_K)$  для декількох  $I_e$ .
7. Зібрати схему для дослідження транзистора при вмиканні з загальним емітером (рис.2).
8. Зняти сімейство вхідних характеристик  $U_B = f(I_B)$  для декількох  $U_K$ .
9. Зняти сімейство вихідних характеристик  $I_K = f(U_K)$  для декількох  $I_B$ .
10. Зняти сімейство характеристик передачі струму  $I_K = f(I_B)$  для декількох  $U_K$ .
11. Зняти сімейство характеристик зворотного зв'язку за напругою  $U_B = f(U_K)$  для декількох  $I_B$ .

### 4. Методичні вказівки

При роботі з транзисторами категорично забороняється перевищувати максимальні значення струмів і напруг, а також потужності, що розсіюються на колекторі транзистора.

### 5. Оброблення результатів вимірів

1. Обчислити за характеристиками транзистора при вмиканні з загальною базою параметри  $h_{11B}$ ,  $h_{12B}$ ,  $h_{21B}$ ,  $h_{22B}$  для номінального режиму.
2. Порівняти обчислені параметри з паспортними значеннями.
3. За обчисленими у п.1  $h_B$  - параметрами підрахувати параметри Т-подібної еквівалентної схеми за формулами:

$$r_E = h_{11B} - (1 + h_{21B}) = \frac{h_{12B}}{h_{22B}},$$

$$r_B = \frac{h_{12B}}{h_{22B}},$$

$$r_K = \frac{1}{h_{22B}},$$

$$\alpha = -h_{21B},$$

$$\mu_{EK} = h_{12B}.$$

4. Обчислити за характеристиками транзистора при вмиканні з загальним емітером параметри  $h_{11E}$ ,  $h_{12E}$ ,  $h_{21E}$ ,  $h_{22E}$  для номінального режиму.

5. За обчисленими у п.4  $h_E$  - параметрами підрахувати параметри Т-подібної еквівалентної схеми за формулами:

$$r_E = \frac{h_{12E}}{h_{22E}},$$

$$r_B = h_{11E} - (1 + h_{21E}) \frac{h_{12E}}{h_{22E}}$$

$$r_K = \frac{1 + h_{21E}}{h_{22E}},$$

$$\alpha = \frac{h_{21E}}{1 + h_{21E}}, \quad \mu_{EK} = \frac{h_{21E}}{1 + h_{21E}} h_{12E}.$$

6. Порівняти параметри Т-подібної еквівалентної схеми, обчислені за  $h_B$  і  $h_E$  - параметрами.

## 6. Звіт

Звіт повинен містити:

1. Паспортні параметри досліджуваного транзистора і схему розташування виводів.

2. Схеми дослідження транзистора.

3. Характеристики транзистора при вмиканні з загальною базою і загальним емітером.

4. Обчислені за характеристиками  $h_B$  параметри для схеми з загальною базою  $h_{11B}$ ,  $h_{12B}$ ,  $h_{21B}$ ,  $h_{22B}$ .

5. Обчислені за характеристиками  $h_E$  параметри для схеми з загальним емітером  $h_{11E}$ ,  $h_{12E}$ ,  $h_{21E}$ ,  $h_{22E}$ .

6. Параметри Т-подібної еквівалентної схеми, обчислені за  $h_B$  і  $h_E$  параметрами.

## 7. Питання для підготовки

1. Нарисуйте енергетичні діаграми р-п-р і п-р-п транзисторів.

2. Покажіть, які зміни відбуваються на енергетичній діаграмі р-п-р чи п-р-п транзистора при вмиканні емітерного і колекторного переходів у прямому і зворотному напрямках відповідно.
3. З яких компонентів складається струм який проходить через емітерний перехід?
4. Що таке коефіцієнт інжекції  $\gamma$ ? Чому він повинен бути якомога ближчим до одиниці?
5. Яке повинне бути співвідношення між питомими опорами емітера і бази, щоб коефіцієнт інжекції  $\gamma$  був близький до одиниці?
6. Які процеси в базі характеризує коефіцієнт переносу  $\chi$ .
7. Від яких параметрів бази залежить величина коефіцієнта переносу  $\chi$ ?
8. З яких компонентів складається струм бази?
9. Чому змінюється ширина бази при зміні колекторної напруги і до яких наслідків приводить це явище?
10. З яких компонентів складається струм який проходить через колекторний перехід?
11. Що таке коефіцієнт лавинного помноження  $M$ ? У яких типах транзисторів  $M > 1$  і в яких  $M = 1$ ?
12. Нарисуйте основні характеристики транзисторів при вмиканні з загальною базою.
13. Нарисуйте основні характеристики транзисторів при вмиканні з загальним емітером.
14. Що таке струм  $I_{K0}$  і які причини його виникнення?
15. Поясніть особливості характеристики передачі струму транзистора при вмиканні з загальним емітером для  $U_K$ .
16. Назвіть параметри транзисторів у різних системах і дайте їхнє фізичне визначення.
17. Розкажіть про конструкцію площинних транзисторів.
18. Як виготовляються сплавні площинні транзистори?
19. Як виготовляються площинні транзистори з дифузійною базою?
20. У чому принципова відмінність керування струмом колектора транзистора від керування анодним струмом електронної лампи?
21. Які основні переваги і недоліки транзисторів у порівнянні з електронними лампами?

## РОБОТА № 2

### ПАРАМЕТРИ ТРАНЗИСТОРІВ (ЗБ) І ЇХ ЗАЛЕЖНІСТЬ ВІД РЕЖИМУ РОБОТИ

#### 1. Мета і зміст роботи

Ознайомитися з методами вимірювання  $h$ - параметрів транзистора на змінному струмі і дослідити їхні залежності від режиму роботи.

У роботі в схемі з загальною базою досліджується залежність  $h$ - параметрів транзистора від режиму роботи. Вимірюються зворотні струми колекторного й емітерного переходів. Знімається залежність параметрів  $h_{11}, h_{21}, h_{22}$  від струму емітера і параметрів  $h_{21}, h_{12}, h_{22}$  від напруги на колекторі. За отриманими даними розраховуються і будуються залежності параметрів Т-подібної еквівалентної схеми  $r_E, r_o, r_K, \mu_{EK}$  і  $\alpha$  від струму емітера і напруги на колекторі.

#### 2. Схеми

На рис.3 показана схема для вимірювання параметрів  $h_{11}$  і  $h_{21}$ , а на рис.4 — параметрів  $h_{12}$  і  $h_{22}$ .

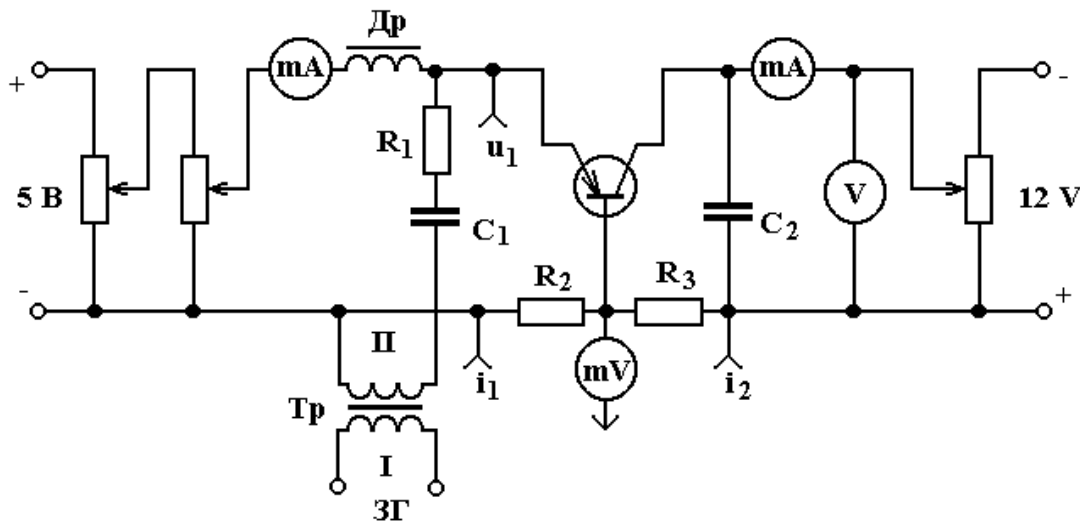


Рис.3. Схема для вимірювання  $h_{11}$  і  $h_{21}$  при вмиканні транзистора з загальною базою

При вимірюванні параметрів  $h_{11}$  і  $h_{21}$  у вхідний ланцюг транзистора через роздільний трансформатор  $Tr$  і ланцюг  $R_1C_1$  подається напруга від звукового генератора ЗГ.

На виході транзистора вмиканням конденсатора  $C_2$  забезпечується режим короткого замикання, при цьому

$$h_{11} = \left. \frac{u_1}{i_1} \right|_{u_2=0} \quad \text{і} \quad h_{21} = \left. \frac{i_2}{i_1} \right|_{u_2=0} .$$

При вимірюванні параметрів  $h_{12}$  і  $h_{22}$  у вихідний ланцюг транзистора через роздільний трансформатор  $\text{Тр}$  і конденсатор  $C_2$  подається напруга від того ж звукового генератора  $\text{ЗГ}$ . На вході транзистора дросель  $\text{Др}$  створює режим холостого ходу, при цьому

$$h_{12} = \left. \frac{u_1}{u_2} \right|_{i_1=0} \quad \text{і} \quad h_{22} = \left. \frac{i_2}{u_2} \right|_{i_1=0} .$$

Для вимірювання змінних напруг  $u_1$  і  $u_2$  використовується ламповий мілівольтметр, що по черзі вмикається у відповідні точки, які показані на схемах.

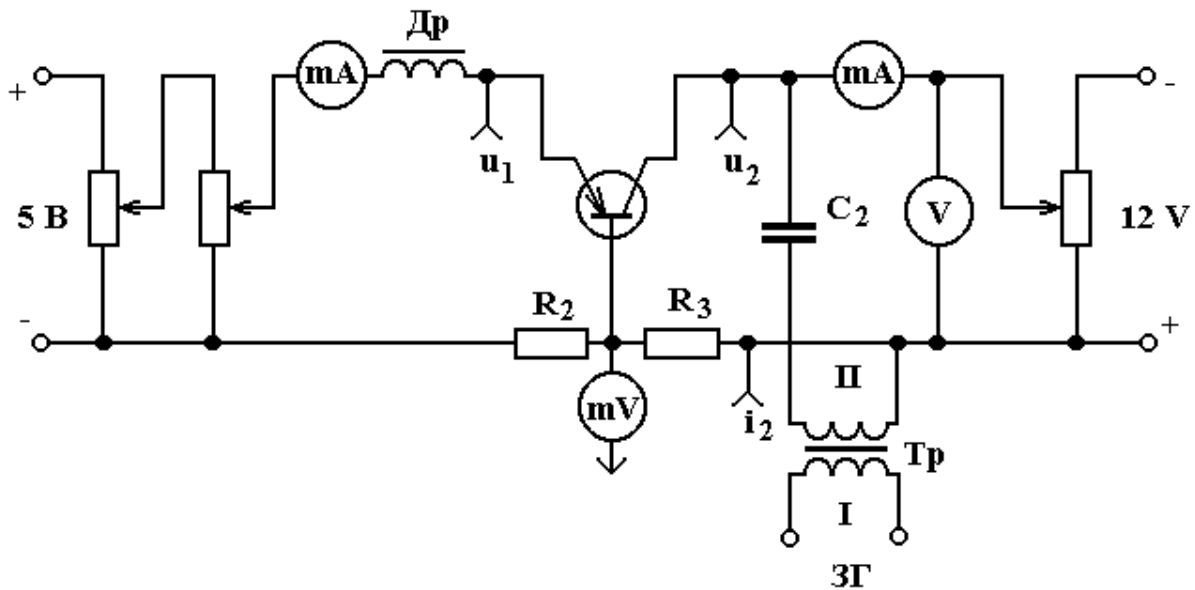


Рис.4. Схема для вимірювання  $h_{12}$  і  $h_{22}$  при вмиканні транзистора з загальною базою

Змінні струми  $i_1$  і  $i_2$  вимірюються за величиною спаду напруги на опорах  $R_2$  і  $R_3$  тим же ламповим мілівольтметром.

На рис. 5 показана схема для вимірювання струмів  $I_{K0}$  і  $I_{E0}$ .

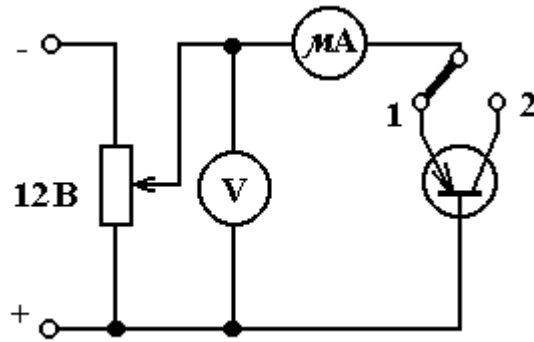


Рис.5. Схема для вимірювання зворотних струмів колекторного  $I_{K0}$  і емітерного  $I_{E0}$  переходів

### 3. Завдання

1. Записати паспортні дані досліджуваного транзистора і зарисувати схему розташування виводів [28].

2. Зібрати схему для вимірювання параметрів транзистора  $h_{11}$  і  $h_{21}$  (рис.3). Установити напруги на емітері і колекторі рівними нулю і вставити транзистор у панель.

3. Установивши номінальний режим випробовування транзистора за постійним струмом, виміряти  $h_{11НОМ}$  і  $h_{21НОМ}$ .

4. Зняти залежності  $h_{11}$  і  $h_{21}$  від струму емітера  $I_E$  при номінальній колекторній напрузі  $U_{КНОМ}$ .

5. Зняти залежність  $h_{21}$  від колекторної напруги  $U_K$  при номінальному струмі емітера  $I_{ЕНОМ}$ .

6. У схемі рис.3 зробити зміни згідно з рис.4 для вимірювання параметрів транзистора  $h_{12}$  і  $h_{22}$ .

7. Установивши номінальний режим випробовування транзистора за постійним струмом, виміряти параметри  $h_{12НОМ}$  і  $h_{22НОМ}$ .

8. Зняти залежності  $h_{12}$  і  $h_{22}$  від колекторної напруги  $U_K$  при номінальному значенні струму емітера  $I_{ЕНОМ}$ .

9. Зняти залежність  $h_{22}$  від струму емітера  $I_E$  при номінальній колекторній напрузі  $U_{КНОМ}$ .

10. Зібравши схему вмикання транзистора з загальною базою (рис.5) і по черзі вмикаючи мікроамперметр до колектора чи емітеру, виміряти теплові струми колекторного й емітерного переходів  $I_{K0}$  і  $I_{E0}$ .



#### 4. Методичні вказівки

1. При вимірюванні параметрів транзисторів категорично забороняється перевищувати значення струмів і напруг, зазначених у паспортних даних транзистора.

2. Результати вимірювань зручно записувати у вигляді таблиць. Наприклад, при вимірюванні залежностей  $h_{11}$  і  $h_{21}$  від струму емітера  $I_E$  результати вимірювань і обчислень можна представити у вигляді такої таблиці.

Таблиця 1

Вимірювання параметрів  $h_{11}$  і  $h_{21}$

$I_E$ , мА	$u_1$ , мВ	$u_{R2}$ , мВ	$u_{R3}$ , мВ	$i_1$ , мА	$i_2$ , мА	$h_{11}$ , Ом	$\frac{h_{11}}{h_{11НОМ}}$	$h_{21}$	$\frac{h_{21}}{h_{21НОМ}}$

#### 5. Оброблення результатів вимірювань

1. Підрахувати для кожного режиму випробовування транзистора значення  $h$ -параметрів, а також відношення  $h$ -параметрів до їхніх значень у номінальному режимі  $h_{НОМ}$  (нормовані  $h$ -параметри). Усі результати розрахунків звести в таблиці (див. розділ 4).

2. Побудувати графіки залежностей нормованих значень параметрів  $h_{11}$ ,  $h_{21}$ ,  $h_{22}$  від  $I_E$ .

3. Побудувати графіки залежностей нормованих значень параметрів  $h_{21}$ ,  $h_{12}$  і  $h_{22}$  від  $U_E$ .

4. Побудувати графіки залежностей параметрів Т-подібної еквівалентної схеми від режиму роботи транзистора:  $\alpha = f(I_E)$ ,  $\alpha = f(U_K)$ ,  $\mu_{ЕК} = f(U_K)$ ,  $r_K = f(I_E)$ ,  $r_K = f(U_K)$  маючи на увазі такі співвідношення:  $\alpha = -h_{21Б}$ ,  $\mu_{ЕК} = h_{12Б}$ ,  $r_K = 1/h_{22Б}$ .

5. Побудувати графіки залежностей параметрів Т-подібної еквівалентної схеми від режиму роботи транзистора:  $r_B = f(U_K)$  і  $r_E = f(I_E)$ , користаючись такими формулами перерахунку:

$$r_B = \frac{h_{12Б}}{h_{22Б}}, \quad r_E = h_{11Б} - (1 + h_{21Б}) \frac{h_{12Б}}{h_{22Б}}.$$

## 6. Звіт

Звіт повинен містити:

1. Паспортні параметри дослідженого транзистора і схему розташування виводів.
2. Схеми випробовування транзистора, а також схему вимірювання  $I_{K0}$  і  $I_{E0}$ .
3. Виміряні  $h$ - параметри транзистора при вмиканні з загальною базою для номінального режиму.
4. Графіки залежностей нормованих параметрів  $h_{11}$ ,  $h_{21}$ ,  $h_{22}$  від струму емітера  $I_E$ .
5. Графіки залежностей нормованих параметрів  $h_{21}$ ,  $h_{12}$  і  $h_{22}$  від колекторної напруги  $U_K$ .
6. Розрахунок параметрів Т-подібної еквівалентної схеми  $r_E$ ,  $r_{\sigma}$ ,  $r_K$ ,  $\mu_{EK}$  і  $\alpha$  для номінального режиму.
7. Графіки залежностей  $r_E$ ,  $r_{\sigma}$ ,  $r_K$ ,  $\mu_{EK}$  і  $\alpha$  від струму емітера  $I_E$ .
8. Графіки залежностей  $r_E$ ,  $r_{\sigma}$ ,  $r_K$ ,  $\mu_{EK}$  і  $\alpha$  від колекторної напруги  $U_K$ .
9. Значення виміряних теплових струмів колекторного й емітерного переходів  $I_{K0}$  і  $I_{E0}$ .

## 7. Питання для підготовки

1. Розкажіть про існуючі системи параметрів транзисторів.
2. У яких випадках зручніше користуватися тією чи іншою системою параметрів і чому?
3. Як залежать значення  $h$ - параметрів від схеми вмикання транзистора?
4. Нарисуйте еквівалентну схему транзистора в системі  $h$  - параметрів і поясніть фізичний зміст елементів, які входять до неї.
5. Нарисуйте Т-подібну еквівалентну схему транзистора і поясніть фізичний зміст елементів, які входять до неї.
6. Розгляньте переваги і недоліки систем  $h$ - параметрів і параметрів Т-подібної еквівалентної схеми.
7. Нарисуйте графіки залежностей параметрів  $h_{11}$ ,  $h_{21}$ ,  $h_{12}$  і  $h_{22}$  у схемі з загальною базою від струму емітера і поясніть їхній характер.
8. Нарисуйте графіки залежностей параметрів  $h_{11}$ ,  $h_{21}$ ,  $h_{12}$  і  $h_{22}$  у схемі з загальною базою від колекторної напруги і поясніть їхній характер.
9. Нарисуйте графіки залежностей параметрів Т-подібної еквівалентної схеми від струму емітера.
10. Нарисуйте графіки залежностей параметрів Т-подібної еквівалент-

тної схеми від колекторної напруги.

11. Які фізичні процеси визначають залежність  $\alpha$  від струму емітера і напруги колектора?

12. Чому зменшується опір колектора  $r_K$  з ростом колекторної напруги?

13. На величину яких параметрів впливає ударна іонізація в колекторному переході?

14. Чи може бути в транзисторі  $\alpha > 1$ ?

15. Яким співвідношенням зв'язані коефіцієнти передачі струму  $\alpha$  і  $\beta$ ?

16. Чим пояснити більш сильну залежність  $\alpha$  від  $I_E$  при малих струмах емітера для кремнієвих транзисторів у порівнянні з германієвими?

## РОБОТА № 3

### ПАРАМЕТРИ ТРАНЗИСТОРІВ (ЗЕ) І ЇХ ЗАЛЕЖНІСТЬ ВІД ТЕМПЕРАТУРИ

#### 1. Мета і зміст роботи

Ознайомитися з методами вимірювання  $h$ - параметрів транзистора на змінному струмі і дослідити їхні залежності від температури.

У роботі досліджується залежність  $h$ - параметрів транзистора в схемі з загальним емітером  $h_{11}$ ,  $h_{21}$ ,  $h_{12}$  і  $h_{22}$  від температури. Досліджується також залежність теплового струму колекторного переходу від температури. За отриманими даними розраховуються і будуються залежності від температури параметрів Т-подібної еквівалентної схеми  $r_E$ ,  $r_B$ ,  $r_K$ ,  $\alpha$  і  $\mu_{EK}$ .

#### 2. Схеми

На рис.6 показана схема для вимірювання, параметрів  $h_{11}$  і  $h_{21}$ , а на рис.7 – параметрів  $h_{12}$  і  $h_{22}$ .

При вимірюванні параметрів  $h_{11}$  і  $h_{21}$  у вхідний ланцюг транзистора через роздільний трансформатор Тр і ланцюг  $R_1C_1$  подається напруга від звукового генератора ЗГ. На виході транзистора вмиканням конденсатора  $C_2$  забезпечується режим короткого замикання, при цьому

$$h_{11} = \left. \frac{u_1}{i_1} \right|_{u_2=0} \quad \text{і} \quad h_{21} = \left. \frac{i_2}{i_1} \right|_{u_2=0} .$$

При вимірюванні параметрів  $h_{12}$  і  $h_{22}$  у вихідний ланцюг транзистора через роздільний трансформатор Тр і конденсатор  $C_2$  подається напруга від того ж звукового генератора ЗГ. На вході транзистора дросель Др забезпечує режим холостого ходу і

$$h_{12} = \left. \frac{u_1}{u_2} \right|_{i_1=0} \quad \text{і} \quad h_{22} = \left. \frac{i_2}{u_2} \right|_{i_1=0} .$$

Для вимірювання змінних напруг  $u_1$  і  $u_2$  використовується ламповий мілівольтметр, що по черзі вмикається у відповідні точки, показані на схемах.

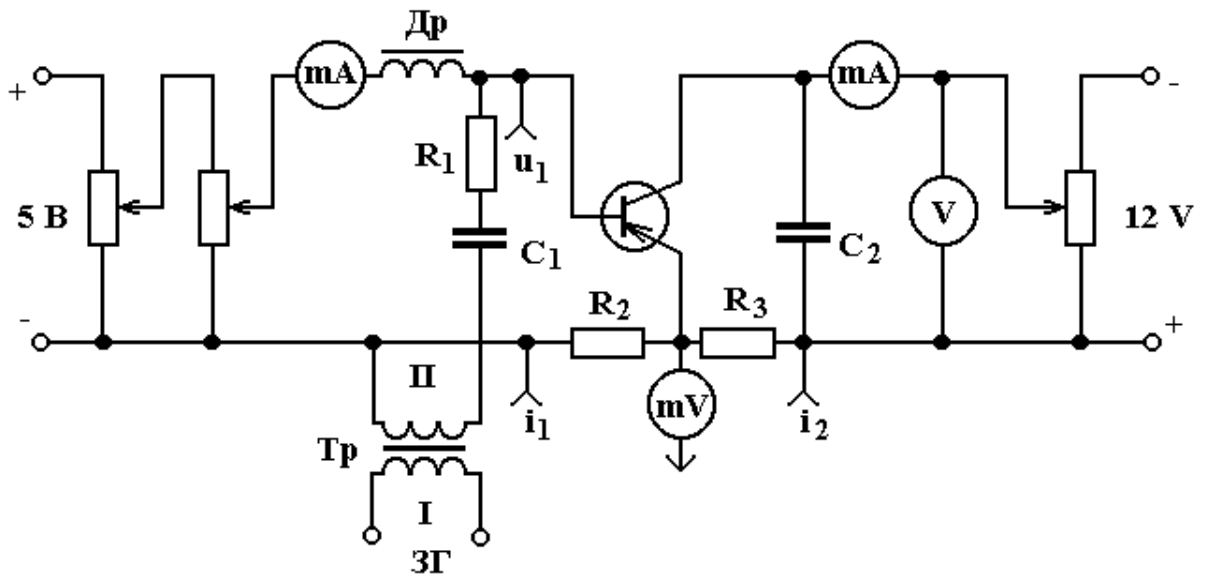


Рис.6. Схема для вимірювання  $h_{11}$  і  $h_{21}$  при вмиканні транзистора з загальним емітером

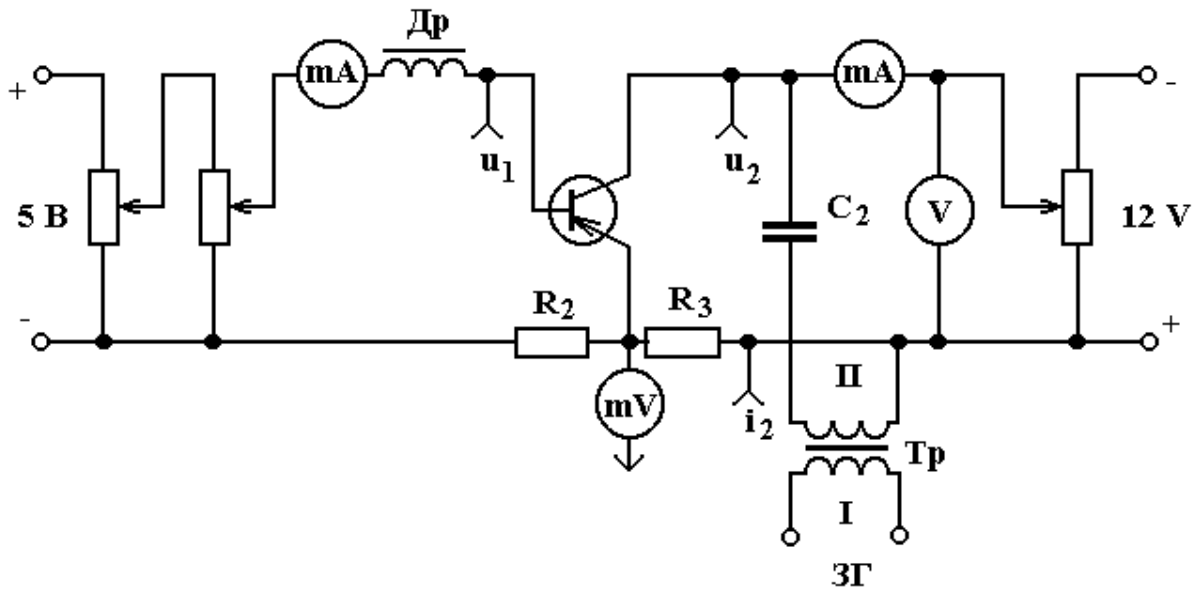


Рис.7. Схема для вимірювання  $h_{12}$  і  $h_{22}$  при вмиканні транзистора з загальним емітером

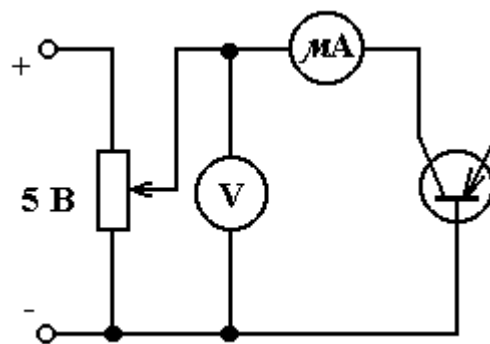


Рис.8. Схема для вимірювання теплового струму колекторного переходу

Змінні струми  $i_1$  і  $i_2$  вимірюються за величиною спаду напруги на опорах  $R_2$  і  $R_3$  тим же ламповим мілівольтметром.

Для дослідження впливу температури на величину параметрів транзистора останній поміщається в термостат.

Схема для вимірювання зворотного струму колекторного переходу приведена на рис.8.

### 3. Завдання

1. Записати паспортні дані досліджуваного транзистора і зарисувати схему розташування виводів.

2. Зібрати схему, яка наведена на рис.6, для вимірювання параметрів транзистора  $h_{11}$  і  $h_{21}$ . Установити напруги на базі і колекторі рівними нулю і вставити транзистор у панель термостата.

3. Установити номінальний режим випробовування транзистора за постійним струмом і виміряти при кімнатній температурі  $h_{11KT}$  і  $h_{21KT}$ .

4. Уключити термостат і зняти залежність  $h_{11}$  і  $h_{21}$  від температури.

5. У схемі на рис.6 зробити зміни відповідно до схеми на рис.7 для вимірювання параметрів  $h_{12}$  і  $h_{22}$ .

6. Установити номінальний режим випробовування транзистора за постійним струмом і виміряти при кімнатній температурі  $h_{12KT}$  і  $h_{22KT}$ .

7. Зняти залежність  $h_{12}$  і  $h_{22}$  від температури.

8. Зібрати схему для вимірювання зворотного струму колекторного переходу  $I_{K0}$  (рис.8) і зняти його залежність від температури  $I_{K0} = f(\Theta)$  при постійній колекторній напрузі.

### 4. Методичні вказівки

1. Під час вимірювання параметрів транзисторів категорично забороняється перевищувати значення струмів і напруг, зазначених у паспортних даних транзисторів.

2. У процесі вимірювання параметрів при різних температурах необхідно стежити за сталістю режиму за постійним струмом, підтримуючи задані значення  $I_B$  і  $U_K$ .

3. Вимірювання параметрів транзистора варто робити після 5-хвилинної витримки при заданій температурі.

4. Результати вимірювань зручно записувати у вигляді таблиць.

Таблиця 1

Вимірювання параметрів  $h_{11}$  і  $h_{21}$ 

$\Theta, ^\circ\text{C}$	$u_1, \text{мВ}$	$u_{R2}, \text{мВ}$	$u_{R3}, \text{мВ}$	$i_1, \text{мА}$	$i_2, \text{мА}$	$h_{11}, \text{Ом}$	$\frac{h_{11}}{h_{11KT}}$	$h_{21}$	$\frac{h_{21}}{h_{21KT}}$

Таблиця 2.

Вимірювання параметрів  $h_{12}$  і  $h_{22}$ 

$\Theta, ^\circ\text{C}$	$u_1, \text{мВ}$	$u_2, \text{мВ}$	$u_{R3}, \text{мВ}$	$i_2, \text{мА}$	$h_{12}, \text{Ом}$	$\frac{h_{12}}{h_{12KT}}$	$h_{22}$	$\frac{h_{22}}{h_{22KT}}$

5. При виконанні роботи рекомендується вимірювати залежності  $h_{11} = f(\Theta)$  і  $h_{21} = f(\Theta)$  при підвищенні температури в термостаті, а  $h_{12} = f(\Theta)$  і  $h_{22} = f(\Theta)$  при його остиганні.

## 5. Оброблення результатів вимірювань

1. Підрахувати для всіх режимів досліджень транзисторів при різних температурах значення  $h$ -параметрів, а також відношення  $h$ -параметрів до їхніх значень при кімнатній температурі (нормовані параметри). Усі результати звести в таблиці (див. розділ 4).

2. Побудувати графіки залежностей нормованих значень параметрів  $h_{11}$ ,  $h_{21}$ ,  $h_{12}$  і  $h_{22}$  від температури.

3. Побудувати графіки залежностей параметрів Т-подібної еквівалентної схеми від температури:  $r_E = f(\Theta)$ ,  $r_K = f(\Theta)$ ,  $r_B = f(\Theta)$ ,  $\alpha = f(\Theta)$ ,  $\mu_{EK} = f(\Theta)$  маючи на увазі такі співвідношення:

$$r_E = \frac{h_{12E}}{h_{22E}}, \quad r_B = h_{11E} - (1 + h_{21E}) \frac{h_{12E}}{h_{22E}},$$

$$r_K = \frac{1 + h_{21E}}{h_{22E}}, \quad \alpha = \frac{h_{21E}}{1 + h_{21E}}, \quad \mu_{EK} = h_{12E} \frac{h_{21E}}{1 + h_{21E}}.$$

4. Розрахувати величину зворотного струму колекторного переходу  $I_{K0}^*$  при вмиканні з загальним емітером за формулою

$$I_{K0}^* = (1 + \beta)I_{K0} ,$$

де  $I_{K0}$  - значення струмів, вимірювані за допомогою схеми рис.8.

5. Побудувати графік залежності  $I_{K0}^* = f(\Theta)$ .

6. За характеристикою  $I_{K0}^* = f(\Theta)$  визначити температуру, при якій відбувається подвоєння величини струму  $I_{K0}^*$ , вимірюваного при кімнатній температурі.

## 6. Звіт

Звіт повинен містити:

1. Паспортні параметри дослідженого транзистора і схему розташування виводів [28].
2. Схеми дослідження транзистора, а також схему вимірювання  $I_{K0}$ .
3. Виміряні  $h$ - параметри транзистора при вмиканні з загальним емітером при кімнатній температурі для номінального режиму.
4. Графіки залежностей нормованих значень параметрів  $h_{11}$ ,  $h_{21}$ ,  $h_{12}$  і  $h_{22}$  від температури.
5. Розрахунок параметрів Т-подібної еквівалентної схеми  $r_E$ ,  $r_B$ ,  $r_K$ ,  $\alpha$  і  $\mu_{EK}$  для номінального режиму при кімнатній температурі.
6. Графіки залежностей  $r_E$ ,  $r_B$ ,  $r_K$ ,  $\alpha$  і  $\mu_{EK}$  від температури.
7. Графік залежності  $I_{K0}^* = f(\Theta)$ .

## 7. Питання для підготовки

1. Від чого залежать граничні температури германієвих і кремнієвих транзисторів, при яких вони втрачають працездатність?
2. Як змінюється  $\alpha$  при нагріванні транзистора?
3. За яким законом зростають  $r_E$  і  $\mu_{EK}$  при нагріванні транзистора?
4. Нарисуйте графіки залежності  $r_B$  і  $r_K$  від температури.
5. Як змінюється час життя носіїв з підвищенням температури?
6. З яких компонентів головним чином складається зворотний струм колекторного переходу  $I_{K0}$  у германієвих і кремнієвих транзисторах?
7. Яке походження зворотного струму колекторного переходу?
8. Яке співвідношення між дірковою і електронною компонентами зворотного струму в р-п-р і п-р-п транзисторах?



9. Як залежить величина концентрації неосновних носіїв у напівпровіднику від температури?
10. Що є головною причиною сильної залежності зворотного струму від температури?
11. Як аналітично залежить тепловий струм від температури?
12. Як змінюється струм термогенерації при підвищенні температури і яку роль він грає в германієвих і кремнієвих транзисторах?
13. Що таке струм втрат колекторного переходу і як він залежить від температури?
14. Як змінюється напруга теплового пробоя колекторного переходу при підвищенні температури?
15. Нарисуйте вихідні характеристики транзистора в схемі з загальним емітером при нормальній і підвищеній температурах.
16. Чому температура транзистора при його роботі буває більшою температури навколишнього середовища? Який цей перепад температур?
17. Що таке тепловий опір?
18. Яким способом можна зменшити тепловий опір?
19. У яких транзисторів (потужних чи малопотужних) тепловий опір більший і чому?
20. У якому діапазоні температур можуть працювати германієві і кремнієві транзистори?

## РОБОТА №4

### ЧАСТОТНІ ВЛАСТИВОСТІ ТРАНЗИСТОРІВ

#### 1. Мета і зміст роботи

Вивчити особливості роботи транзистора на високих частотах і виміряти параметри високочастотної еквівалентної схеми.

У роботі вимірюються  $h$ - параметри транзистора в схемі з загальним емітером, знімається залежність коефіцієнта передачі струму  $h_{21E}$  від частоти і вимірюється ємність колекторного переходу.

За отриманими даними розраховуються параметри високочастотної Т-подібної еквівалентної схеми транзистора.

#### 2. Схеми

Для вимірювання параметрів  $h_{12E}$  і  $h_{22E}$  призначена схема рис.9.

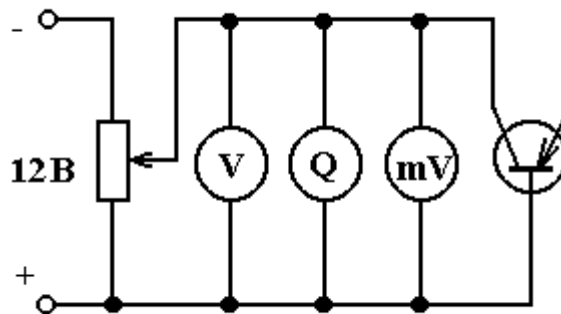


Рис.9. Схема для вимірювання ємності колекторного переходу

Вимірювання параметрів  $h_{11E}$  і  $h_{21E}$  проводиться за допомогою схеми рис.6. Ця ж схема використовується для зняття характеристики  $h_{21E} = \varphi(f)$ .

Ємність колекторного переходу вимірюється за допомогою схеми рис.9.

#### 3. Завдання

1. Записати паспортні дані досліджуваного транзистора і зарисувати схему розташування виводів [28].

2. Зібрати схему, яка подана на рис.7, установити напруги на емітерному і колекторному переходах рівними нулю і вставити транзистор у панель.

3. Установивши номінальний режим дослідження транзистора за постійним струмом, виміряти параметри  $h_{12НОМ}$  і  $h_{22НОМ}$ .

4. В схемі на рис.7 провести зміни відповідно схемі, яка подана на рис.6.

5. Виміряти параметри  $h_{11НОМ}$  і  $h_{21НОМ}$  у номінальному режимі за постійним струмом.

6. Змінюючи частоту звукового генератора, зняти залежність коефіцієнта передачі струму  $h_{21E}$  від частоти.

7. Зібрати схему, яка подана на рис.9, і виміряти ємність колекторного переходу  $C_K$  при номінальній колекторній напрузі.

#### 4. Методичні вказівки

1. При вимірюванні параметрів транзисторів категорично забороняється перевищувати значення струмів і напруг, зазначених у паспортних даних транзисторів.

2. Результати вимірювань зручно записувати у вигляді таблиць.

Таблиця 1

Вимірювання параметрів  $h_{12}$  і  $h_{22}$

$u_1$ , мВ	$u_2$ , мВ	$u_{R3}$ , мВ	$i_2$ , мА	$h_{12}$	$h_{22}$ , мкСм

Таблиця 2

Вимірювання параметрів  $h_{11}$  і  $h_{21}$

$u_1$ , мВ	$u_{R2}$ , мВ	$u_{R3}$ , мВ	$i_1$ , мА	$i_2$ , мА	$h_{11}$ , Ом	$h_{21}$

3. При вимірюванні ємності колекторного переходу варто керуватися інструкцією до вимірювача добротності.

## 5. Оброблення результатів вимірювань

У результаті оброблення експериментальних даних повинні бути визначені параметри високочастотної еквівалентної схеми, показаної на рис.10.

1. За вимірними  $h$ - параметрами транзистора визначити  $r_E$ ,  $r_B$ ,  $r_K$ ,  $\alpha$  і  $\mu_{EK}$  за формулами:

$$r_E = \frac{h_{12E}}{h_{22E}}, \quad r_B = h_{11E} - (1 + h_{21E}) \frac{h_{12E}}{h_{22E}},$$

$$r_K = \frac{1 + h_{21E}}{h_{22E}}, \quad \alpha_0 = \frac{h_{21E}}{1 + h_{21E}}, \quad \mu_{EK} = h_{12E} \frac{h_{21E}}{1 + h_{21E}}.$$

2. Побудувати графік залежності  $\frac{h_{21E}(f)}{h_{21E}(0)} = \varphi(f)$  і визначити  $f_\beta$ .

3. За отриманим значенням  $f_\beta$  обчислити  $f_\alpha$  за формулою

$$f_\alpha = \frac{f_\beta}{0,8(1 - \alpha_0)}.$$

4. Розрахувати параметри  $RC$ -ланцюга, що імітує залежність  $|\alpha|$  і  $\varphi_\alpha$  від частоти, за формулою  $RC = \frac{1}{\omega_\alpha}$ , де  $\omega_\alpha = 2\pi f_\alpha$ .

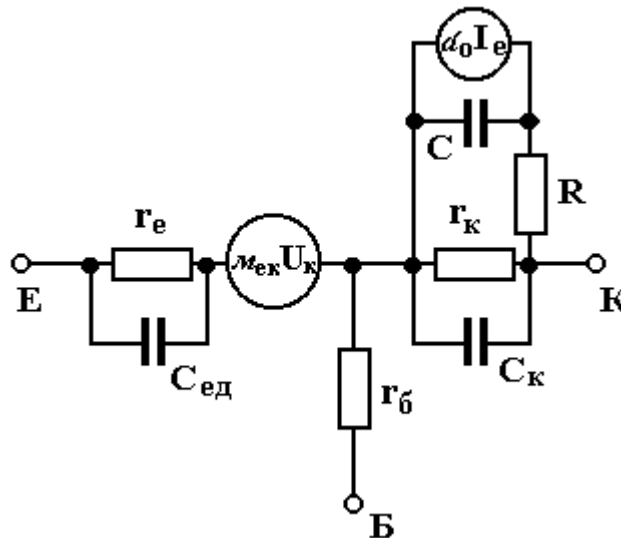


Рис.10. Високочастотна еквівалентна схема транзистора

5. Обчислити дифузійну ємність емітерного переходу за формулою

$$C_{Ed} = \frac{1,2}{r_E \omega_\alpha}$$

і дифузійну ємність колекторного переходу за формулою

$$C_{Kd} = \frac{1}{2\pi f_{\alpha}(1 - \alpha_0)r_K}.$$

## 6. Звіт

Звіт повинен містити:

1. Паспортні дані дослідженого транзистора і схему розташування виводів.

2. Схеми дослідження транзистора.

3. Графік залежності коефіцієнта передачі струму від частоти

$$\frac{h_{21E}(f)}{h_{21E}(0)} = \varphi(f).$$

4. Виміряні значення  $h$ - параметрів.

5. Розрахунок параметрів  $r_E$ ,  $r_B$ ,  $r_K$ ,  $\alpha$  і  $\mu_{EK}$  за виміряними  $h$ - параметрами.

6. Розрахунки  $f_{\alpha}$ ,  $RC$ ,  $C_{Ed}$ ,  $C_{Kd}$ .

7. Високочастотну еквівалентну схему транзистора з позначеними на ній чисельними значеннями всіх параметрів.

## 7. Питання для підготовки

1. Які фізичні процеси впливають на залежність  $|\alpha|$  від частоти?

2. З чим зв'язане фазове зрушення між струмами колектора й емітера і чому воно залежить від частоти?

3. Що таке  $f_{\alpha}$ ?

4. Нарисуйте графік залежності  $|\alpha|$  і  $\varphi_{\alpha}$  від частоти.

5. Якою еквівалентною схемою можуть бути приблизно відображені залежності  $|\alpha|$  і  $\varphi_{\alpha}$  від частоти?

6. Що таке  $f_{\beta}$ ?

7. Який існує аналітичний зв'язок між  $f_{\alpha}$  і  $f_{\beta}$ ?

8. Поясніть, чому  $f_{\alpha} \gg f_{\beta}$ .

9. Якими фізичними причинами можна пояснити більш сильну залежність  $|\beta|$  від частоти, чим  $|\alpha|$ ?

10. Нарисуйте векторну діаграму струмів  $I_B$ ,  $I_E$ ,  $I_K$  на низьких і високих частотах.

11. Що таке бар'єрна ємність колекторного переходу?

12. Що таке дифузійна ємність колектора?

13. Які фізичні причини викликають виникнення дифузійної ємності колектора?
14. Нарисуйте еквівалентну схему транзистора на високих частотах (схему Притчарда).
15. Як впливає зменшення товщини бази на частотні властивості транзистора?
16. Дайте визначення  $f_T$ . Як ця величина зв'язана з  $f_\alpha$ ?
17. Назвіть методи поліпшення частотних властивостей транзистора.
18. Розкажіть про принцип дії і конструкції дрейфового транзистора. Якими методами досягнуто поліпшення частотних властивостей дрейфових транзисторів?
19. Назвіть граничні частоти ( $f_\alpha$ ) сплавних і дрейфових транзисторів.
20. Розкажіть про технологію виготовлення дрейфових транзисторів.

## РОБОТА № 5

### ІМПУЛЬСНІ ВЛАСТИВОСТІ ТРАНЗИСТОРІВ

#### 1. Мета і зміст роботи

Вивчити роботу транзистора в ключовому режимі і виміряти основні імпульсні параметри.

У роботі вимірюються теплові струми колекторного і емітерного переходів, нормальний і інверсний коефіцієнти передачі струму бази в режимі великого сигналу  $B_N$  і  $B_I$ , залишкові напруги між колектором і емітером  $U_{зал}$  у режимі насичення, а також досліджується процес перемикання транзистора.

У процесі перемикання вимірюються тривалості позитивного і негативного фронтів колекторного імпульсу і час розсмоктування носіїв заряду і досліджується їхня залежність від ступеня насичення.

#### 2. Схеми

Для вимірювання теплових струмів колекторного  $I_{K0}$  і емітерного  $I_{E0}$  переходів і дослідження їхньої залежності від напруг

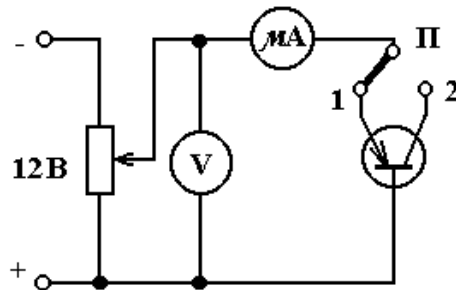


Рис.11. Схема для зняття характеристик  $I_{K0} = f(U_{КБ})$  і  $I_{E0} = f(U_{ЕБ})$

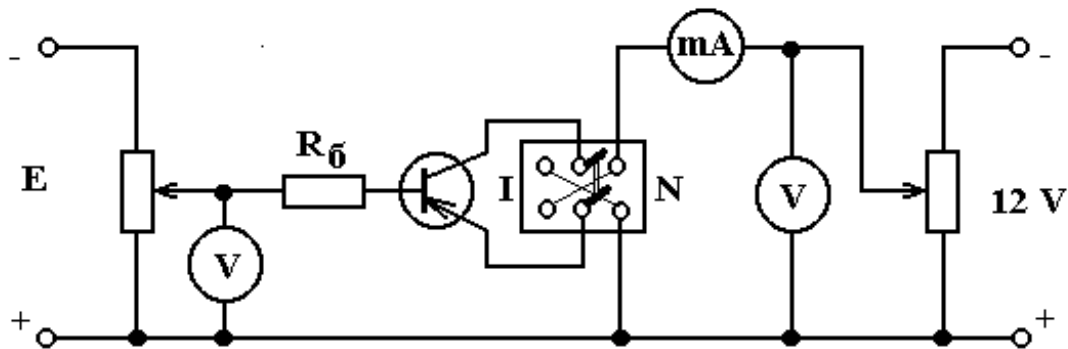


Рис.12. Схема для вимірювання нормального  $B_N$  і інверсного  $B_I$  коефіцієнтів передачі струму в режимі великого сигналу

між колектором і базою  $U_{KB}$  і емітером і базою  $U_{EB}$  відповідно призначена схема на рис.11. У положенні 1 перемикача П знімається характеристика  $I_{E0} = f(U_{EB})$ , у положенні 2 – характеристика  $I_{K0} = f(U_{KB})$ .

На рис.12 показана схема для вимірювання нормального  $B_N$  і інверсного  $B_I$  коефіцієнтів передачі струму бази. У положенні перемикача N вимірюється коефіцієнт  $B_N$ , в положенні I — коефіцієнт  $B_I$ .

При вимірюванні залишкової напруги між колектором і емітером у режимі насичення  $U_{КЕНАС}$  і дослідженні процесу перемикання транзистора використовується схема на рис.13. Колекторний ланцюг транзистора живиться від джерела регульованої напруги  $E_K$ . Опір  $R_K$  є опором навантаження транзистора при роботі його в ключовому режимі. Ланцюг бази транзистора за постійним струмом живиться через опір  $R_B$  від джерела регульованої напруги  $E_B$ . Конденсатори  $C_2$  і  $C_3$  необхідні лише при імпульсних вимірюваннях. Залишкова напруга між колектором і емітером вимірюється мілівольтметром постійного струму, що під час імпульсних вимірювань повинен бути вимкнутим.

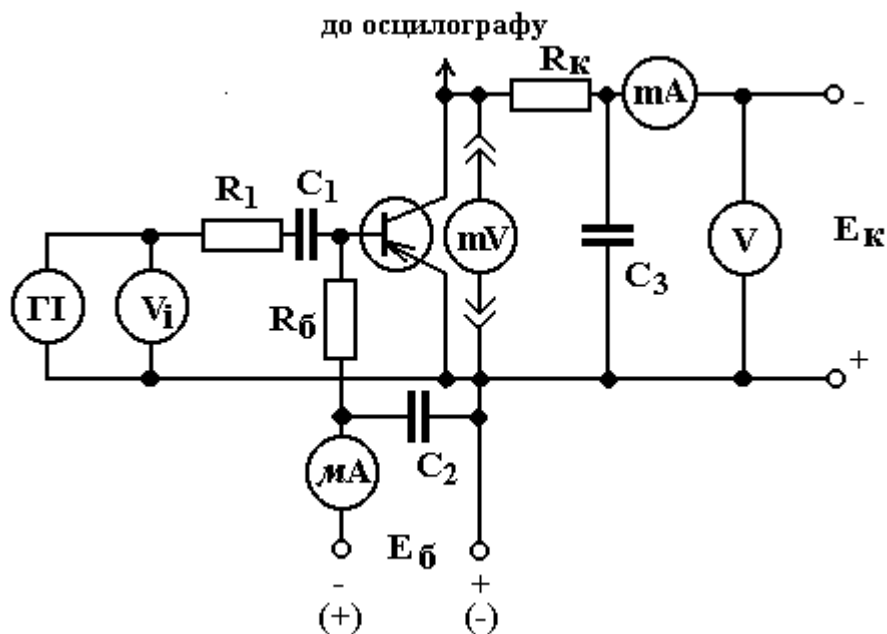


Рис.13. Схема для вимірювання залишкової напруги і дослідження процесу перемикання транзистора

При дослідженні процесу перемикання використовується генератор прямокутних імпульсів ГІ. Амплітуда імпульсу струму бази обмежується опором  $R_1$ . Генератор імпульсів відділений конденсатором  $C_1$  від ланцюга живлення бази постійним струмом.



### 3. Завдання

1. Записати паспортні дані і зарисувати схему розташування виводів досліджуваного транзистора.
2. Зібрати схему для зняття характеристик  $I_{K0} = f(U_{KB})$  і  $I_{E0} = f(U_{EB})$  (рис.11).
3. Зняти залежності  $I_{K0} = f(U_{KB})$  і  $I_{E0} = f(U_{EB})$ .
4. Зібрати схему для вимірювання нормального й інверсного коефіцієнтів передачі струму бази (рис.12).
5. Виміряти нормальний і інверсний коефіцієнти передачі струму бази  $B_N$  і  $B_I$  у режимі великого сигналу (див. нижче розд. 4).
6. Зібрати схему для вимірювання залишкової напруги і дослідження процесу перемикання транзистора (рис.13).
7. Виміряти залишкову напругу на транзисторі в режимі насичення для нормального й інверсного вмикань (див. п. 3 розд. 4).
8. Дослідити процес перемикання транзистора в нормальному й інверсному вмиканнях для різних режимів (див. п. 4 розд. 4). Зрисувати з екрана осцилографа всі епюри на кальку.

### 4. Методичні вказівки

1. При усіх вимірюваннях категорично забороняється перевищувати граничні значення струмів і напруг, зазначених у паспортних даних транзистора.
2. Для вимірювання коефіцієнта передачі струму в режимі великого сигналу необхідно установити струм бази і напругу колектора, зазначені в картці-завданні, і виміряти струм колектора. Коефіцієнт передачі струму  $B_N$  підраховується за формулою

$$B_N = \frac{I_K - I_{K0}}{I_B + I_{K0}}.$$

Значення  $I_{K0}$  беруться з графіка залежності  $I_{K0} = f(U_{KB})$  для заданої напруги колектора.

При обчисленні  $B_I$  в інверсному режимі замість струму  $I_{K0}$  у формулу варто підставляти значення струму  $I_{E0}$  з графіка  $I_{E0} = f(U_{EB})$ .

3. Перед вимірюванням залишкової напруги в схемі рис.13 збільшенням струму бази необхідно перевести транзистор у режим насичення з дотриманням умови  $\frac{I_{KHAC}}{I_{BHAC}} = B$ . Після цього виміряти залишкову напругу між колектором і емітером  $U_{зал}$  і  $I_{BHAC}$ .

4. Процес перемикання транзистора досліджується в двох режимах.  
Перший режим: струм бази транзистора у вихідному стані дорівнює нулю.

Другий режим: транзистор знаходиться в режимі глибокої відсічки,  
 $I_B = -I_{K0}$ .

В обох режимах досліджується форма імпульсу в ланцюзі колектора в залежності від ступеня насичення транзистора. Ступенем насичення називається величина

$$N = \frac{I_B - I_{БНАС}}{I_{БНАС}},$$

де  $I_{БНАС}$  - мінімальний струм бази, що переводить транзистор у режим насичення, рівний  $I_{БНАС} = I_{КНАС} / \beta$ ;

$I_B$  - струм бази в режимі насичення, більший ніж  $I_{БНАС}$ .

Вимірювання необхідно провести для різних величин ступеня насичення  $N$ , зазначених у картці-завданні.

Амплітуда імпульсу струму бази, що переводить транзистор у режим насичення, підраховується за формулою

$$I_B = \frac{U_{имп}}{R_1},$$

де  $U_{имп}$  - амплітуда імпульсу напруги на виході генератора імпульсів.

Описані вище вимірювання проводяться для нормального й інверсного вмикань транзистора.

## 5. Оброблення результатів вимірювань

1. Розрахувати прямі й інверсні коефіцієнти передачі струму бази  $B_N$  і  $B_I$  у режимі великого сигналу за формулами

$$B_N = \frac{I_K - I_{K0}}{I_B + I_{K0}}, \quad B_I = \frac{I_K - I_{E0}}{I_B + I_{E0}}.$$

За отриманими епюрами колекторного струму:

2. Визначити тривалості позитивного фронту колекторного імпульсу  $t_\phi^+$  (див. рис.14).

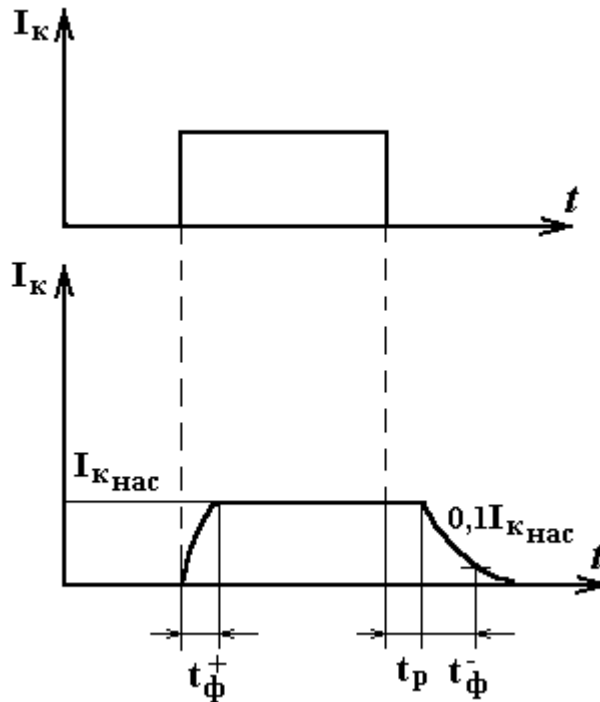


Рис.14. Епюри базового і колекторного струмів у процесі перемикання

3. Побудувати графіки залежності  $t_{\phi}^+$  від ступеня насичення  $N$  для нормального й інверсного вмикань транзистора.
4. Визначити часи розсмоктування  $t_p$  для різних режимів (рис.14).
5. Побудувати графіки залежності часу розсмоктування від ступеня насичення  $N$ ,  $t_p = f(N)$ .
6. Визначити тривалості негативного фронту імпульсу  $t_{\phi}^-$ .

## 6. Звіт

Звіт повинен містити:

1. Паспортні дані і схему розташування виводів дослідженого транзистора.
2. Схеми випробовування транзистора.
3. Графіки залежностей  $I_{K0} = f(U_{KB})$  і  $I_{E0} = f(U_{EB})$
4. Величини прямого й інверсного коефіцієнтів передачі струму бази  $B_N$  і  $B_I$ .
5. Величини залишкових напруг у режимі насичення  $U_{KEHAC}$  у нормальному й інверсному вмиканнях, а також значення струмів бази і колектора, при яких проводилися вимірювання.
6. Всі отримані епюри колекторного струму.
7. Усі значення вимірних  $t_{\phi}^+$ ,  $t_{\phi}^-$  і  $t_p$  із вказівкою режимів, у яких ці

значення вимірювалися.

8. Графіки залежностей тривалості позитивного фронту імпульсу  $t_{\phi}^+$  і часу розсмоктування  $t_p$  від ступеня насичення  $N$ :  $t_{\phi}^+ = f(N)$  і  $t_p = f(N)$ .

## 7. Питання для підготовки

1. Розкажіть про основні режими роботи транзистора: активний (нормальний й інверсний), відсічки, насичення.

2. Чим відрізняється режим відсічки для вмикань транзистора з загальною базою і загальним емітером?

3. Нарисуйте розподіл концентрації неосновних нерівноважних носіїв у базі в активному режимі й у режимі насичення.

4. Що таке ступінь насичення?

5. Розкажіть про властивості транзистора, який працює у ключовому режимі?

6. Що таке залишкова напруга?

7. Чи залежить величина залишкової напруги від того, у якому режимі використовується транзистор - у нормальному чи інверсному?

8. Як визначається коефіцієнт передачі струму бази в режимі великого сигналу?

9. З яких стадій складається процес вмикання транзистора в схемі з загальним емітером?

10. Розкажіть про процес формування позитивного фронту колекторного імпульсу.

11. Які основні фактори визначають тривалість позитивного фронту колекторного імпульсу?

12. Як впливає ємність колектора на тривалість позитивного фронту?

13. Розкажіть про процес нагромадження носіїв у базі.

14. Нарисуйте розподіл концентрації неосновних нерівноважних носіїв для моменту початку формування позитивного фронту колекторного імпульсу, в момент формування, наприкінці формування й у процесі нагромадження.

15. З яких стадій складається процес вимикання транзистора в схемі з загальним емітером?

16. Розкажіть про процес розсмоктування носіїв у базі.

17. Як залежить час розсмоктування від ступеня насичення транзистора?

18. Нарисуйте розподіл концентрації неосновних нерівноважних носіїв у базі на різних стадіях процесу вимикання транзистора.

## РОБОТА № 6

### ДИНІСТОР І ТРИНІСТОР

#### 1. Мета і зміст роботи

Ознайомитися з характеристиками і параметрами диністора і триністора і дослідити вплив температури на роботу триністора.

У роботі досліджуються керовані і некеровані перемикачі струму (диністори і триністори). Знімається характеристика триністора для різних струмів бази. Шляхом осцилографування характеристик триністора, поміщеного в термостат, вивчається вплив температури навколишнього середовища на роботу триністора. За отриманими характеристиками визначаються основні параметри триністора і будуються графіки залежності напруги перемикання від струму бази і температури навколишнього середовища.

#### 2. Схеми

На рис.15 показана схема, за допомогою якої можна зняти характеристику триністора, а також експериментально дослідити вплив величини струму бази на напругу перемикання триністора.

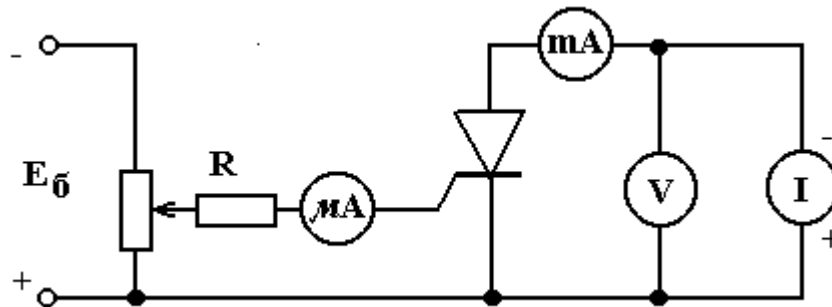


Рис.15. Схема для зняття характеристик триністора

Через те що характеристика триністора по осі напруг є тризначною, необхідно в якості незалежної змінної величини при знятті характеристики вибрати струм. Із рис.15 видно, що триністор живиться від генератора струму (з великим внутрішнім опором). Напруга на триністорі вимірюється за допомогою лампового вольтметра.

Схема на рис.16 дозволяє здійснити осцилографування характеристик триністора. Змінюючи величину струму бази, можна спостерігати на екрані осцилографа зміни вольт-амперних характеристик триністора. За допомогою схеми рис.16 також можна вивчити вплив температури навко-

лишнього середовища на роботу триністора. Для цього триністор потрібно помістити в термостат.

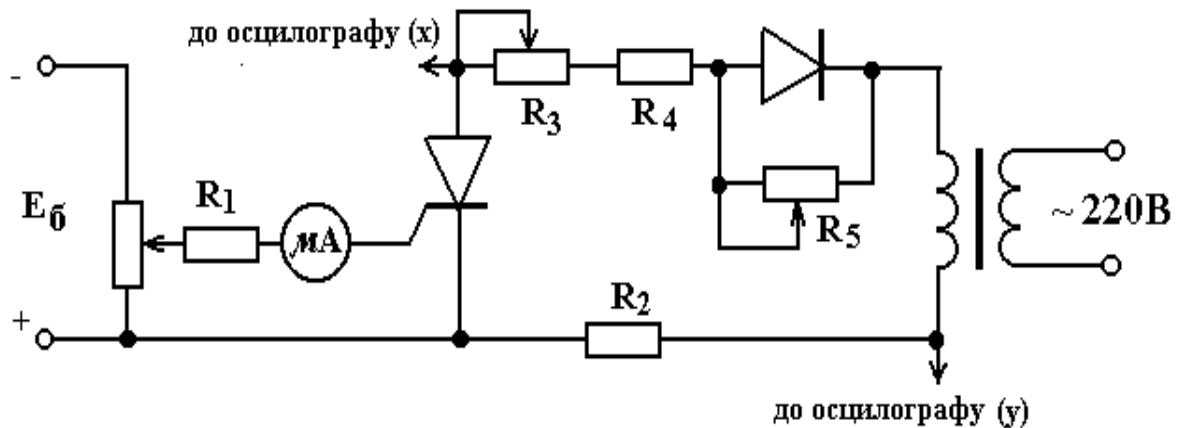


Рис.16. Схема для осцилографування характеристик триністора

### 3. Завдання

1. Записати паспортні дані триністора і зарисувати схему розташування виводів [30].
2. Зібрати схему для вимірювання характеристик триністора (рис.15).
3. Зняти характеристику триністора в диністорному вмиканні  $I = f(U)$  при струмі бази  $I_B$ , рівному нулю.
4. Підключити базу до джерела струму і зняти сімейство характеристик  $I = f(U)$  триністора при різних значеннях струму бази  $I_B$ .
5. Зібрати схему для осцилографування характеристик триністора (рис.16).
6. Зарисувати осцилограму характеристики триністора при  $I_B = 0$ .
7. Зарисувати осцилограми характеристик триністора при декількох значеннях струму бази  $I_B$ .
8. Помістивши триністор у термостат, зарисувати осцилограми його характеристик при декількох підвищених температурах і струмі бази, рівному нулю ( $I_B = 0$ ).

### 4. Методичні вказівки

Триністор може бути легко змодельований за допомогою двох транзисторів: n-p-n (наприклад, типу КТ315) і p-n-p (наприклад, типу КТ361). Схема моделі триністора приведена на рис.17.

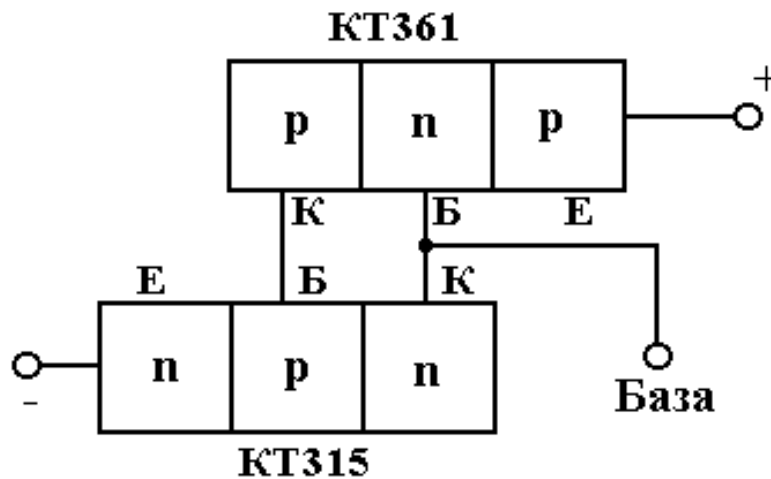


Рис.17. Схема моделі триністора

## 5. Оброблення результатів вимірювань

1. За характеристиками триністора  $I = f(U)$ , знятим при струмі бази  $I_B$ , рівному нулю, визначити параметри триністора: напруга перемикання  $U_{ПЕР}$ , струм перемикання  $I_{ПЕР}$ , струм вимкнення  $I_{ВИМ}$ , струм втрат  $I_{ВТ}$ , визначений при напрузі  $\frac{U_{ПЕР}}{2}$ .

2. За характеристикою триністора  $I = f(U)$ , знятої при різних струмах бази  $I_B$ , побудувати графік залежності напруги перемикання триністора від струму бази  $U_{ПЕР} = f(I_B)$ .

3. За допомогою знятих осцилограм побудувати графік залежності напруги перемикання від температури  $U_{ПЕР} = f(\Theta)$  при  $I_B = 0$ .

## 6. Звіт

Звіт повинен містити:

1. Паспортні дані і схему розташування виводів досліджуваного триністора.
2. Схеми випробовування триністора.
3. Вольт-амперну характеристику  $I = f(U)$  триністора в диністорному вмиканні для значення струму бази  $I_B = 0$ .
4. Параметри триністора  $U_{ПЕР}, I_{ПЕР}, I_{ВИМ}, I_{ВТ}$ .
5. Сімейство вольт-амперних характеристик  $I = f(U)$  триністора для різних значень струму бази  $I_B$ .
6. Графік залежності напруги перемикання триністора від струму ба-

зи  $U_{ПЕР} = f(I_B)$ .

7. Отримані при експериментах осцилограми характеристик триністора.

8. Графік залежності напруги перемикавання триністора від температури навколишнього середовища  $U_{ПЕР} = f(\Theta)$  при  $I_B = 0$ .

## 7. Питання для підготовки

1. Розкажіть про конструкцію триністора.
2. Які основні фізичні процеси, що протікають у триністорі?
3. Розкажіть про призначення керуючого електрода триністора. Для чого зроблений вивід від базової області?
4. Розгляньте вольт-амперну характеристику диністора з погляду фізичних процесів, що протікають у чотиришаровій структурі типу р-п-р-п.
5. Назвіть основні параметри триністора.
6. Розкажіть про механізм лавинного процесу, що відбувається в момент перемикавання.
7. Чому з ростом струму бази напруга перемикавання зменшується?
8. Який залишковий спад напруги на вимкнутому триністорі?
9. Чому залишкова напруга на р-п-р-п структурі слабо залежить від величини струму, що протікає через структуру?
10. Який час перемикавання триністора?
11. Чому напруга перемикавання зменшується з ростом температури?
12. Від чого залежить величина струму вимикання триністора?
13. При якій величині струму бази графік  $U_{ПЕР} = f(I_B)$  спрямляється і спадна ділянка зникає?
14. Як змінюється ємність р-п-р-п структури зі збільшенням напруги прямої полярності?
15. Як змінюється ємність р-п-р-п структури при збільшенні зворотної напруги?
16. Розкажіть про технологію виготовлення триністорів.
17. Розкажіть про застосування триністорів.
18. Які переваги диністорів і триністорів при використанні їх у ключових схемах перед газорозрядними приладами?



## РОБОТА № 7

### ПОЛЬОВИЙ ТРАНЗИСТОР

#### 1. Мета і зміст роботи

Вивчити принцип дії, характеристики і параметри польових транзисторів. У роботі можуть бути досліджені польові транзистори з каналами р- і n-типів. Знімаються стокові, стоко-затворні і затворні характеристики польового транзистора. Вимірюються на змінному струмі опори шарів стоку, витоку і затвора. За знятими характеристиками визначаються основні параметри польового транзистора: напруги відсічки і насичення, максимальна крутість, опір каналу, вихідний опір польового транзистора й опір витоку в ланцюзі затвора.

#### 2. Схеми

На рис.18 і 19 показані схеми для зняття характеристик польового транзистора р-типу в «пентодному» і «тріодному» режимах. Для зняття характеристик польового транзистора n-типу полярність джерел живлення варто змінити.

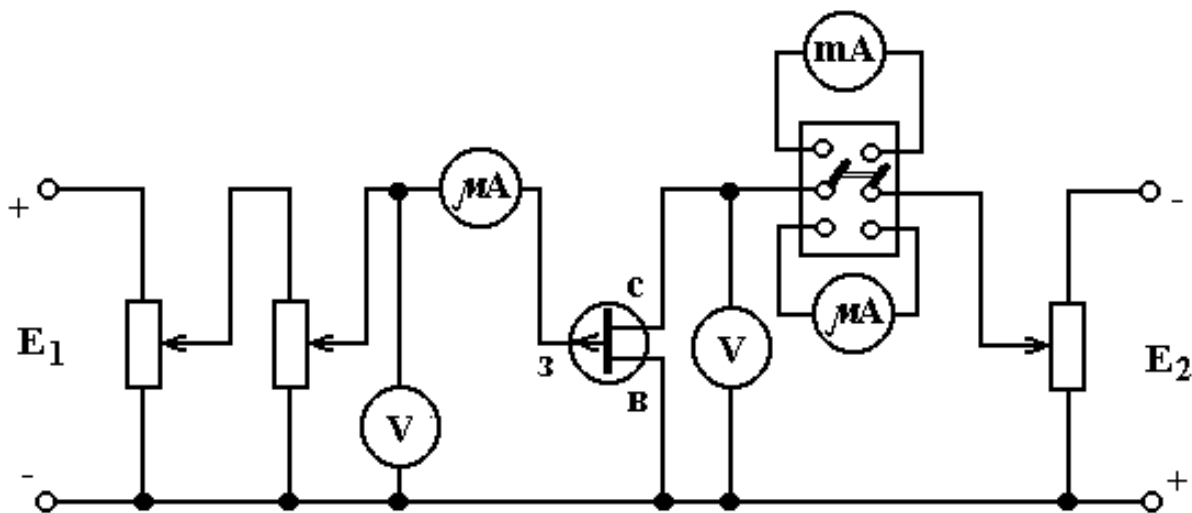


Рис.18. Схема для вивчення «пентодних» характеристик польового транзистора р-типу

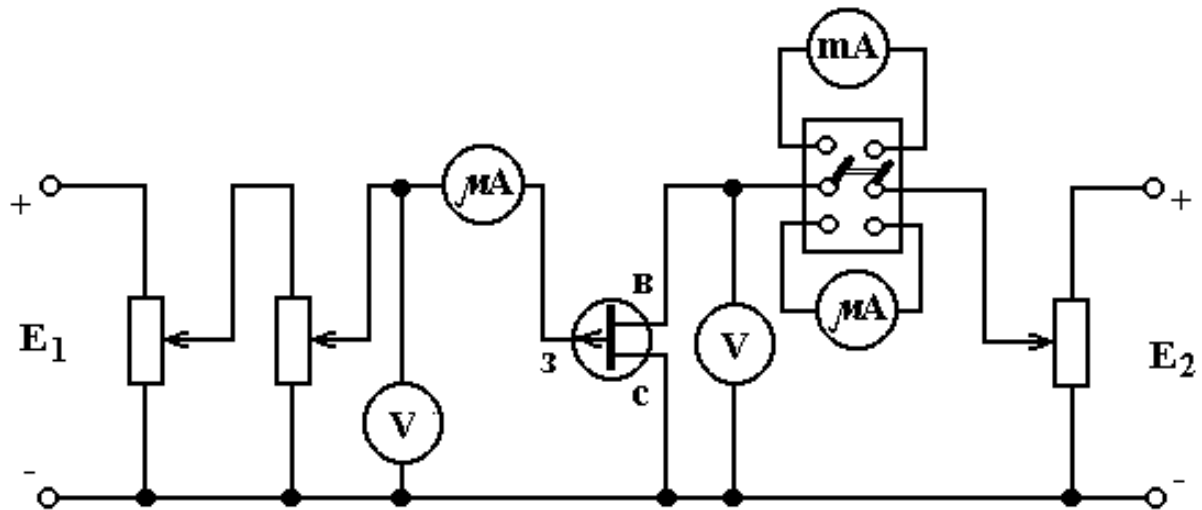


Рис.19. Схема для вивчення «тріодних» характеристик польового транзистора р-типу

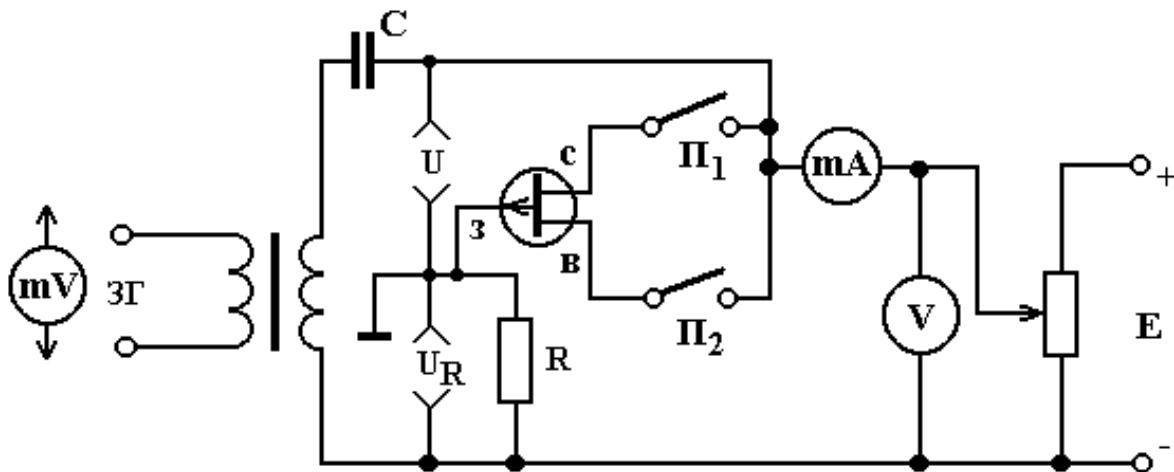


Рис.20. Схема для вимірювання опорів шарів польового транзистора

На рис.20 приведена схема для вимірювання опорів шарів стоку, витоку і затвора польового транзистора на змінному струмі.

Якщо замкнути перемикач  $\Pi_1$ , то вимірюваний опір  $R_1 = R_3 + R_C$ ; якщо замкнути  $\Pi_2$ , то вимірюваний опір  $R_2 = R_3 + R_B$ ; якщо ж замкнуті обидва перемикачі, то вимірюваний опір  $R_4 = R_3 + \frac{R_B R_C}{R_B + R_C}$ .

### 3. Завдання

1. Записати паспортні дані польового транзистора і зарисувати схему розташування виводів.
2. Зібрати схему, представлену на рис.18.
3. Зняти стокові характеристики польового транзистора  $I_C = f(U_C)$

при декількох заданих напругах на затворі  $U_3$ , у тому числі при  $U_3 = 0$ .

4. Зняти стоко-затворну характеристику польового транзистора  $I_C = f(U_3)$  при декількох заданих напругах на стоці  $U_C$ .

5. Визначивши напругу відсічки  $U_{30}$ , зняти затворну характеристику польового транзистора  $I_3 = f(U_3)$  при напрузі стоку  $U_C = U_{30}$ .

6. Змінити схему, представлену на рис.18, так як показано на рис.19.

7. Зняти витокові характеристики польового транзистора  $I_B = f(U_B)$  для заданих напруг затвора  $U_3$ .

8. Зібрати схему, зображену на рис.20.

9. Виміряти опори  $R_1$ ,  $R_2$  і  $R_4$ .

#### 4. Методичні вказівки

При знятті всіх характеристик польового транзистора варто строго дотримуватись режимів, зазначених у картці-завданні.

#### 5. Оброблення результатів вимірювань

1. За стоковою характеристикою  $I_C = f(U_C)$  визначити:

а) напругу насичення стоку  $U_{CB}$ ;

б) струм насичення польового транзистора  $I_{CB}$  при  $U_3 = 0$  і  $U_C = U_{CB}$ ;

в) вихідний опір польового транзистора при  $U_3 = 0$  і  $U_C > U_{CB}$ ,

$$R_{вих} = \frac{\partial U_C}{\partial I_C};$$

г) опір каналу  $R_{K0}$  при  $U_C = 0$  і  $U_3 = 0$ .

2. За стоко-затворною характеристикою  $I_C = f(U_3)$  визначити:

а) напругу відсічки  $U_{30}$ ;

б) залишковий струм  $I_{зал}$ ;

в) максимальну крутість польового транзистора

$$S = \frac{\partial I_C}{\partial U_3} \quad \text{при} \quad U_C = U_{CB}.$$

3. За затворною характеристикою польового транзистора  $I_3 = f(U_3)$  визначити:

а) тепловий струм затвора  $I_{30}$ ;

б) опір витоку в ланцюзі затвора  $R_{BT} = \frac{\partial U_3}{\partial I_3}$ .

4. Обчислити за допомогою рівнянь, приведених у розд.2, опори шарів: опір затвора  $R_3$  опір витоку  $R_B$  й опір стоку  $R_C$ .

## 6. Звіт

Звіт повинен містити:

1. Паспортні дані і схему розташування висновків дослідженого польового транзистора.

2. Схеми випробовування польового транзистора.

3. Сімейство стокових характеристик польового транзистора  $I_C = f(U_C)$ .

4. Сімейство стоко-затворних характеристик польового транзистора  $I_C = f(U_3)$ .

5. Графік затворної характеристики польового транзистора  $I_3 = f(U_3)$ .

6. Сімейство витокових характеристик польового транзистора  $I_B = f(U_B)$ .

7. Визначені за стоковими характеристиками: напругу насичення  $U_{CH}$ , струм насичення польового транзистора  $I_{CH}$ , вихідний опір польового транзистора  $R_{ВИХ}$  і опір каналу  $R_{K0}$ .

8. Визначену за стоко-затворною характеристикою польового транзистора напругу відсічки  $U_{30}$ , залишковий струм  $I_{зал}$  і максимальну крутість  $S$ .

9. Визначений за затворною характеристикою тепловий струм затвора  $I_{30}$  й опір витоку в ланцюзі затвора.

10. Обчислені опори шарів  $R_3$ ,  $R_B$  і  $R_C$ .

## 7. Питання для підготовки

1. Нарисуйте найпростішу конструкцію польового транзистора і розкажіть про принцип його роботи на прикладі польового транзистора з каналом n-типу.

2. Як позначаються на схемах польові транзистори з каналами n-типу і p-типу?

3. Нарисуйте схему вмикання польового транзистора і розставте на схемі полярності напруг живлення.

4. Який розподіл об'ємного заряду в каналі польового транзистора при зміні напруги на стоці і  $U_3 = 0$ ? Як виглядає відповідна цьому випадку

характеристика  $I_c = f(U_c)$ ?

5. Що таке напруга насичення?
6. Як залежить напруга насичення від напруги на затворі?
7. Нарисуйте розподіл об'ємного заряду в каналі польового транзистора при  $U_c = 0$  для різних напруг на затворі.
8. Що таке напруга відсічки?
9. Нарисуйте стоко-затворну характеристику польового транзистора.
10. Розкажіть про вмикання польового транзистора, при якому входять тріодні характеристики. Вкажіть робочу область на цих характеристиках.
11. Який розподіл об'ємного заряду в каналі польового транзистора в тріодному вмиканні?
12. Перерахуйте основні параметри польового транзистора.
13. Яким параметром характеризуються підсилювальні властивості польового транзистора і чому?
14. Нарисуйте еквівалентну схему польового транзистора і поясніть фізичний зміст елементів, що входять до її складу.
15. Що таке гранична частота польового транзистора і як вона визначається?
16. Які існують різновиди польових транзисторів?
17. Розкажіть про переваги і недоліки польових транзисторів у порівнянні зі звичайними біполярними транзисторами й електронними лампами.

## СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике для инженеров и учащихся ВТУЗОВ. – М.: Наука, 1981. – 720 с.
2. Арфкен Г. Математические методы в физике. – М.: Атомиздат, 1970. – 712 с.
3. Викулин И.М., Стафеев В.И. Физика полупроводниковых приборов. – М.: Радио и связь, 1990. – 264 с.
4. Зи С. Физика полупроводниковых приборов. Т.1. – М.: Мир, 1984. – 453 с.
5. Росадо Л. Физическая электроника и микроэлектроника. – М.: Высшая школа, 1991. – 351 с.
6. Киреев П.С. Физика полупроводников. – М.: Высшая школа, 1975. – 583 с.
7. Тугов Н.М., Глебов Б.А., Чарыков Н.А. Полупроводниковые приборы. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 576 с.
8. Ферри Д., Эйкерс Л., Гринич Э. Электроника ультрабольших интегральных схем. – М.: Мир, 1991. – 327 с.
9. Маллер Р., Кейминс Т. Элементы интегральных схем. – М.: Мир, 1989. – 630 с.
10. Осадчук В.С. Индуктивный эффект в полупроводниковых приборах. – К.: Наукова думка, 1987. – 155 с.
11. Орешкин П.Г. Физика полупроводников и диэлектриков. – М.: Высшая школа, 1977. – 447 с.
12. Пасынков В.В., Чиркин Л.К. Полупроводниковые приборы. – М.: Высшая школа, 1987. – 479 с.
13. Гринфилд Дж. Транзисторы и линейные ИС: Руководство по анализу и расчету: Пер. с англ. – М.: Мир, 1992. – 560 с.
14. Березин А.С., Мочалкина О.Р. Технология и конструирование интегральных микросхем. – М.: Радио и связь, 1992. – 320 с.
15. Нерретер В. Расчет электрических цепей на персональной ЭВМ. – М.: Энергоатомиздат, 1991. – 224 с.
16. Электронные явления на поверхности полупроводников / Под общ. ред. В.И. Ляшенко. – К.: Наукова думка, 1968. – 273 с.
17. Бузанева Е.В. Микроструктуры интегральной электроники. – М.: Радио и связь, 1990. – 304 с.
18. Шалимова К.В. Физика полупроводников. – М.: Энергоиздат, 1985. – 391 с.
19. Осадчук В.С., Осадчук О.В. Реактивні властивості транзисторів і транзисторних схем. – Вінниця: «Універсум-Вінниця», 1999. – 275 с.
20. Осадчук О.В. Мікроелектронні частотні перетворювачі на основі транзисторних структур з від'ємним опором. – Вінниця: «Універсум-Вінниця», 2000. – 303 с.

21. Герлах В. Тиристоры. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 327 с.
22. Полевые транзисторы / Под ред. С.А. Майорова. – М.: Сов. радио, 1971. – 373 с.
23. Степаненко И.П. Основы микроэлектроники. – М.: Сов. радио, 1980. – 423 с.
24. Сугано Т., Икома Т., Такэпси Е. Введение в микроэлектронику. – М.: Мир, 1988. – 319 с.
25. Блихер А. Физика силовых биполярных и полевых транзисторов. – Л.: Энергоатомиздат, 1986. – 248 с.
26. Пожела Ю., Юцене В. Физика сверхбыстродействующих транзисторов. – Вильнюс: Мокслас, 1985. – 111 с.
27. Гаврилов О.Т., Квяткевич И.И., Матвеев Ю.А. Перспективы использования многослойных гетероструктур AlAs/GaAs в электронике СВЧ. 8-я Международная Крымская конференция «СВЧ – техника и телекоммуникационные технологии», 1998. Т.1. – С.81-84.
28. Справочник. Полупроводниковые приборы. Транзисторы малой мощности / А.А.Зайцев, А.И.Миркин, В.В.Мокряков и др. – М.: Радио и связь, КубК-а, 1995. – 384 с.
29. Морозова И.Г. Физика электронных приборов. – М.: Атомиздат, 1980. – 392 с.
30. Справочник. Полупроводниковые приборы. Диоды выпрямительные, стабилитроны, тиристоры / А.А.Зайцев, А.И.Миркин, В.В. Мокряков и др. – М.: Радио и связь, КубК-а, 1995. – 528 с.

*Навчальне видання*

**Володимир Степанович Осадчук  
Олександр Володимирович Осадчук**

## **Транзистори**

**Навчальний посібник**

Оригінал-макет підготовлено Осадчуком О.В.

Редактор О.Д. Скалоцька

Навчально-методичний відділ ВДТУ  
Свідоцтво Держкомінформу України  
серія ДК №746 від 25.12.2001  
21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95, ВДТУ

Підписано до друку  
Формат 29,7x42  $\frac{1}{4}$   
Друк різнографічний  
Тираж 100 прим.  
Зам. №

Гарнітура Times New Roman  
Папір офсетний  
Ум. друк. арк.

Віддруковано в комп'ютерному інформаційно-видавничому центрі  
Вінницького державного технічного університету  
Свідоцтво Держкомінформу України  
серія ДК №746 від 25.12.2001  
21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95, ВДТУ