

Розділ 2.

ОСНОВИ ЕЛЕКТРОНІКИ. ГОЛОВНІ ФУНКЦІОНАЛЬНІ ЕЛЕМЕНТИ: ПРИНЦИПИ РОБОТИ ТА СХЕМНЕ ВИКОРИСТАННЯ

Оброблення інформації в сучасних пристроях комп'ютерної електроніки пов'язане зазвичай із занесенням, збереженням та зчитуванням зарядових пакетів у певній просторовій області напівпровідникових бар'єрних структур. Використовуючи їх для побудови активних приладів, створюють аналогові та цифрові пристрої оброблення інформації та її передавання. Незважаючи на великі успіхи у створенні мікро- та наноструктур нового типу, класичні структури та прилади, виготовлені на їхній основі, мають сьогодні домінуюче становище в елементній базі сучасної комп'ютерної електроніки.

У зв'язку з цим розглянемо структуру, властивості та приклади схемного використання головних функціональних елементів електроніки.

2.1. Діоди на основі напівпровідникових бар'єрних структур

2.1.1. Випрямляючі діоди

Діоди цього типу призначені для випрямлення змінного струму. Для них характерний невеликий опір у відкритому стані, що дає змогу пропускати значні струми. Частотний діапазон таких діодів лежить в інтервалі 50–20 000 Гц. Крім стандартного випрямлення, такі діоди застосовують у колах управління і комунікації, для розв'язок в електричних колах, обмеження викидів напруг з індуктивними елементами та інших колах, де необхідні елементи з вентильними властивостями. Найбільш застосовувані кремнієві діоди у дискретному і в інтегральному виконаннях. У кремнієвих випрямляючих діодах зворотні струми на декілька порядків менші, а допустимі зворотні напруги $U_{зв}$ суттєво більші, ніж у германієвих (у кремнієвих діодах – до 2 000 В, у германієвих – до 400 В).

Робочі діапазони температур кремнієвих діодів мають межі: $-60 \div +125^\circ\text{C}$, германієвих: $-60 \div +85^\circ\text{C}$. Невисока верхня межа робочої температури германію зумовлена тим, що при $T > 85^\circ\text{C}$ теплове генерування носіїв заряду стає настільки великим, що різко зростає зворотний струм і ефект випрямлення практично зникає. Однак у потужних низьковольтних випростувачах використовуються германієві діоди, оскільки вони володіють меншою прямою напругою, ніж кремнієві, тобто за однакового струму навантаження значення опору германієвих діодів у прямому напрямку буде в 1,5–2 рази меншим, ніж у кремнієвих. Отже, і втрати потужності, що розсіюється в германієвому діоді, будуть в 1,5–

2 рази меншими, ніж у кремнієвому. Головними параметрами, що характеризують властивості випрямляючих діодів, є: 1) середній випрямлений струм $I_{\text{пр.ср}}$ – середнє за період значення прямого струму; 2) середня пряма напруга $U_{\text{пр.ср}}$ при заданому значенні середнього прямого струму; 3) максимально допустима зворотна напруга $U_{\text{зв.мах}}$ – значення зворотної напруги, яке діод здатний витримати протягом тривалого часу; 4) середній зворотний струм діода $I_{\text{зв.ср}}$ – середнє за період значення зворотного струму.

Принцип роботи випрямляючих діодів ґрунтується на здатності добре пропускати струм у прямому напрямку і практично не пропускати його у зворотному. Схему простого однопівперіодного випростувача подано на рис. 2.1, а.

Вона містить генератор змінної напруги $U_{\text{Г}}$, навантажений на послідовно під'єднані резистор і діод. Тому напруга джерела перерозподіляється між діодом ($U_{\text{Д}}$) і резистором ($U_{\text{Рн}}$). Для визначення значення струму і напруг $U_{\text{Д}}$ і ($U_{\text{Рн}}$) необхідно описати ВАХ діода і резистора в одних координатах як графічні залежності та відшукати їхню точку перетину (див.рис. 2.1, б).

ВАХ резистора описують законом Ома:

$$I = \frac{U_{\text{Г}} - U_{\text{Р}}}{R_{\text{н}}}.$$

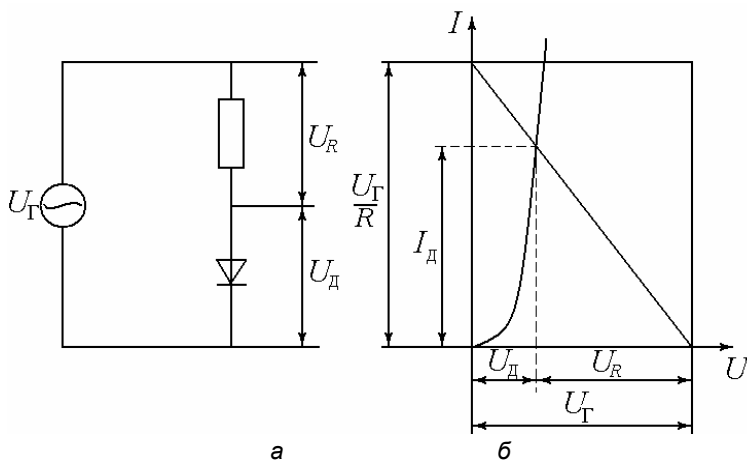


Рис. 2.1. Схема простого однопівперіодного випростувача (а);
ВАХ діода і резистора навантаження (б)

Графік цієї залежності – це пряма лінія, названа *лінією навантаження*. Вона відсікає на осі абсцис відрізок, рівний $U_{\text{Г}}$, а на осі ординат – $U_{\text{Г}}/R_{\text{н}}$.

Зі зміною миттєвих значень напруги генератора лінія навантаження, не змінюючи свого нахилу, переміщується вліво або вправо. Якщо ж змінити опір резистора, то зміниться нахил лінії навантаження.

Діаграму роботи діода в режимі випрямлення показано на рисунку 2.2.

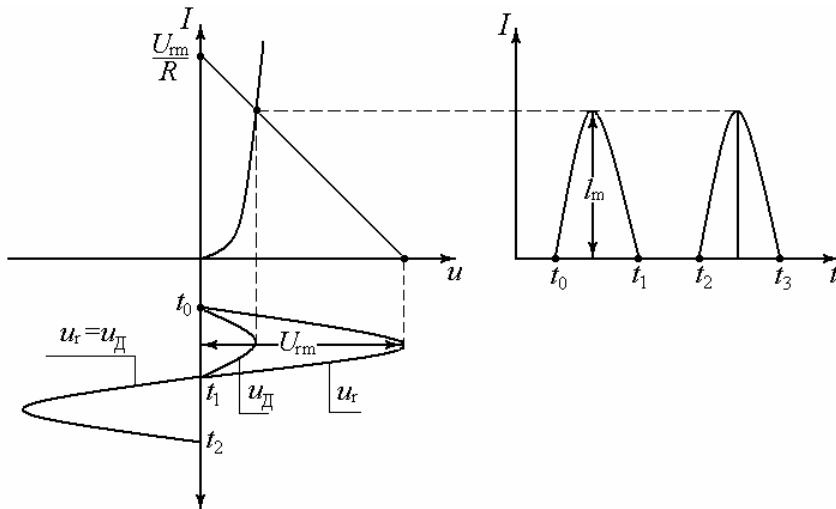


Рис. 2.2. Діаграма роботи діода в режимі випрямлення

Струм у колі наявний лише в додатні півперіоди змінної напруги, при чому до діода прикладена незначна за величиною пряма напруга U_D . У від'ємні півперіоди струму у колі практично немає і вся напруга генератора підводиться до діода. Отримана напруга на опорі навантаження пульсуюча. Для усунення цих пульсацій зазвичай, паралельно до опору навантаження, під'єднують конденсатор великої ємності.

У діодах, які працюють на високій частоті, зі зміною полярності напруги виникають імпульси зворотного струму (див.: рис. 2.3, а). Причиною цього явища є процес розсмоктування накопиченого в базі заряду.

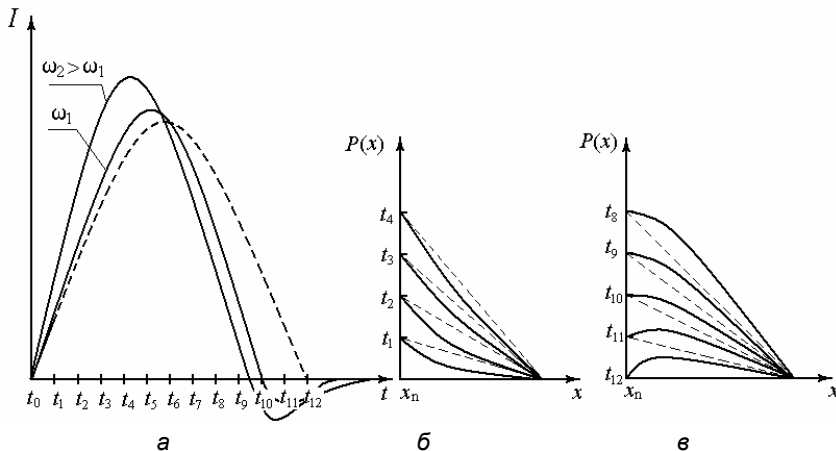


Рис. 2.3. Процеси в діодах в області високих частот

Коли діод працює на низькій частоті, інерційність процесів накопичення та розсмоктування заряду не проявляється, оскільки час пролітання носіїв заряду через базу суттєво менший від періоду зміни випрямляючої напруги. Отож, у діодах з вузькою базою графіки розподілення концентрації дірок у довільний момент часу практично лінійні (див.: рис. 2.3, б, в – пунктиром), а імпульс струму становить собою додатну півхвилю синусоїди (див.: рис. 2.3, а). На високій частоті концентрація дірок зберігається такою ж, як і на низькій частоті, оскільки часом переміщення дірок через p - n -перехід можна знехтувати.

Швидкісні властивості діодів визначають за динамічними параметрами, до яких відносять його часові або частотні характеристики: час відновлення $t_{\text{від}}$ зворотної напруги; час наростання прямого струму $I_{\text{нар}}$; граничну частоту без зниження режимів діода f_{max} .

Час відновлення зворотної напруги $t_{\text{від}}$ є основним параметром випрямляючих діодів, що характеризує їхні інерційні властивості. Його визначають при перемиканні діода з заданого прямого струму $I_{\text{пр}}$ на задану зворотну напругу $U_{\text{зв}}$ (див.: рис. 2.4, а).

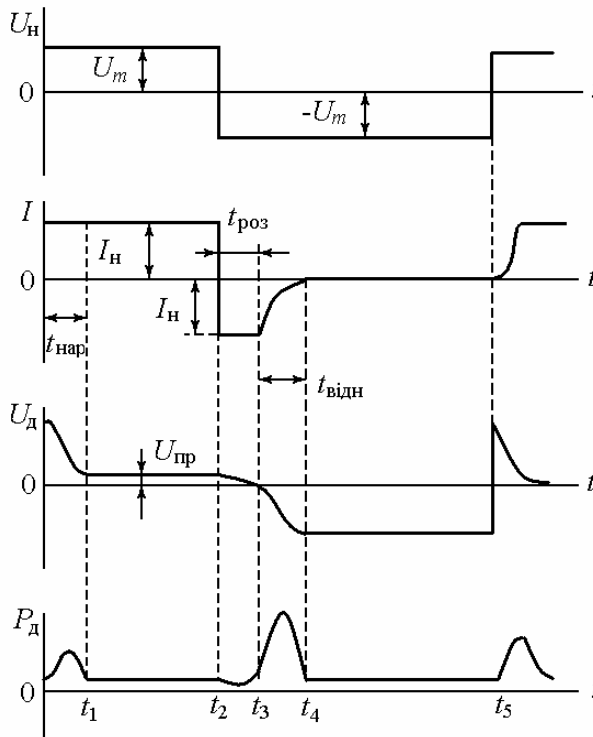


Рис. 2.4. Графічні залежності, що репрезентують процеси відкриття та закривання діода

Напруга на вході схеми у момент часу $t=0$ стрибком набуває додатного значення U_m . Через інерційність дифузійного процесу струм у діоді проявляється не миттєво, а наростає протягом часу $t_{\text{нар}}$. Водночас з наростанням струму в діоді знижується напруга на діоді, яка після $t_{\text{нар}}$ стає рівною $U_{\text{пр}}$. У момент часу t_1 у колі встановлюється стаціонарний режим за якого струм діода $I_H \approx U_m / R_H$.

Така ситуація зберігається аж до часу t_2 , коли полярність напруги живлення змінюється на протилежну. Заряди, накопичені на межі p - n -переходу, деякий час підтримують діод у відкритому стані, але напрямок струму змінюється на протилежний. По суті, відбувається розсмоктування зарядів на межі переходу. Після завершення $t_{\text{роз}}$ розпочинається процес вимкнення діода, тобто процес відновлення його запірних властивостей.

Процес відновлення опірних властивостей діода продовжується до часу t_4 , після чого діод виявляється закритим. До цього часу струм у діоді стає рівним нулю, а напруга досягає значення $-U_m$.

Детальний розгляд процесів увімкнення і вимкнення випрямляючого діода засвідчує, що він *не є ідеальним вентилем* і в певних умовах володіє провідністю у зворотному напрямку.

Аналізуючи графіки, бачимо, що потужність втрат у діоді різко зростає при його ввімкненні і передусім при вимкненні. Отже, втрати в діоді зростають з підвищенням частоти випрямленої напруги. При роботі діода на низькій частоті і гармонічній формі напруги живлення імпульсу струму великої амплітуди немає і втрати в діоді різко знижуються.

2.1.2. Стабілітрони

Стабілітрони – це напівпровідникові діоди, зворотна гілка яких володіє ділянкою зі слабкою залежністю напруги від струму, призначені вони для стабілізації напруги. Таку особливість забезпечують механізми лавинного або тунельного пробую діодів. Для виготовлення стабілітронів використовують кремній, оскільки зворотний струм кремнієвих діодів, порівняно з германієвими, менше залежить від температури. Ймовірність теплового пробую в таких приладах менша і напруга на ділянці пробую майже не змінюється за доволі великої зміни струму. До початку пробую стабілітрони мають дуже великий статичний опір (~ 1 МОм), після пробую – дуже малий диференціальний опір ($R_d = 1 \div 50$ Ом).

Головними параметрами стабілітрона є: 1) напруга стабілізації $U_{\text{ст}}$ – значення напруги на стабілітроні при заданому струмі стабілізації; вважають з достатньою точністю, що $U_{\text{ст}} \approx U_{\text{проб}}$ (в реальних стабілітронах $U_{\text{ст}} = 3 \div 200$ В); 2) мінімальний струм стабілізації $I_{\text{ст min}}$ – визначає мінімальний стан пробую; 3) максимальний струм стабілізації $I_{\text{ст max}}$ – обмежує максимально допустиму потужність $I_{\text{ст max}} = P_{\text{max}} / U_{\text{ст}}$; 4) диференціальний опір (у робочій точці): $R_d = \partial U / \partial I$; 5) статич-

ний опір у робочій точці $R_{\text{ст}}=U/I$; 6) коефіцієнт якості $Q=R_{\text{д}}/R_{\text{стат}}$; 7) температурний коефіцієнт напруги стабілізації $\text{ТКНС}=(1/U_{\text{ст}}) \left(\frac{\partial U_{\text{ст}}}{\partial T} \right)$.

Значення напруги пробою задають концентрацією основних носіїв, отож, необхідна величина $U_{\text{ст}}$ можлива, якщо обрати певний рівень легування бази діода. В діодах з $U_{\text{ст}} > 7$ В ширина p - n -переходу доволі велика і механізм пробою лавинний. Зі зростанням температури в таких стабілітронах $U_{\text{ст}}$ збільшується, оскільки зі збільшенням теплового розсіювання довжина вільного пробігу носіїв зменшується.

У стабілітронах з $U_{\text{ст}} < 7$ В ширина переходу мала і головним механізмом пробою є тунельний. Напруга пробою зі збільшенням температури в цьому випадку зменшується внаслідок того, що зменшується ширина забороненої зони, що спричиняє зростання ймовірності тунелювання. Схематично зсув зворотної гілки ВАХ стабілітрона з температурою зображений на рисунку 2.5.

Параметром, який засвідчує температурну поведінку стабілітрона, є температурний коефіцієнт напруги стабілізації (ТКНС). Графік залежності ТКНС типових промислових стабілітронів від напруги стабілізації зображений на рисунку 2.6.

Очевидно, при напругах стабілізації $6 \div 7$ В ТКНС близький до нуля, тобто стабілітрони виявляють практичну незалежність напруги стабілізації від температури. Стабілітрони з $\text{ТКНС} > 0$ характеризуються зростанням $U_{\text{ст}}$ з підвищенням температури, а діоди з $\text{ТКНС} < 0$ – протилежним ефектом.

На рисунку 2.7 зображена схема під'єднання стабілітрона для використання в режимі стабілізації напруги. Така схема містить (баластний) обмежувачий опір

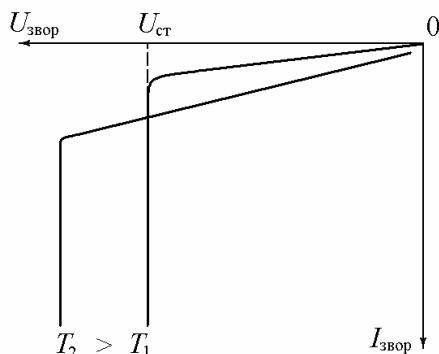


Рис. 2.5. Зворотна гілка ВАХ стабілітрона з лавинним пробоєм при різних температурах ($T_2 < T_1$)

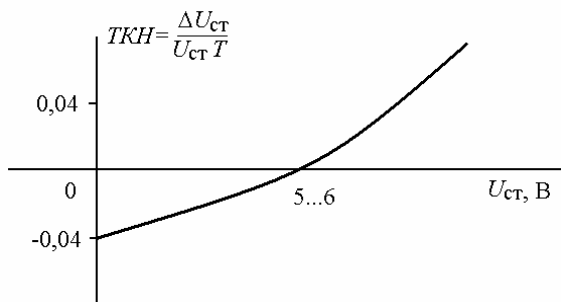


Рис. 2.6. Залежність ТКНС від напруги стабілізації

R у нерозгалуженому колі та стабілітрон, під'єднаний паралельно до резистора навантаження R_n .

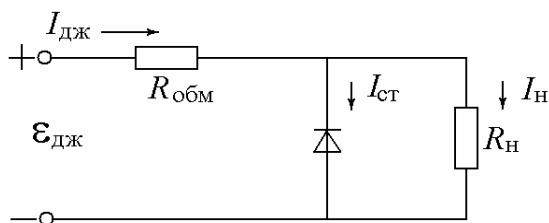


Рис. 2.7. Схема стабілізації напруги на основі стабілітрона

Струм стабілізації визначають за рівнянням:

$$I_{ст} = (I_{max} + I_{min})/2.$$

Згідно зі схемою, напругу джерела $U_{дж}$ визначають як суму спадів напруг на стабілітроні і баластному резисторі R_0 :

$$U_{дж} = U_{ст} + R_0(I_n + I_{ст}).$$

Нестабільність вихідної напруги зумовлена двома головними причинами: нестабільністю вхідної напруги $U_{дж}$ і нестабільністю вхідного струму (нестабільністю опору навантаження). Зі зміною вхідної напруги в межах $\Delta U_{дж}$, напруга на стабілітроні і навантаженні R_n змінюється на величину $\Delta U_{ст.}$,

$$\Delta U_{дж} = \Delta U_{ст} + R_0(\Delta I_n + \Delta I_{ст}).$$

Або, конкретизуючи:

$$\Delta U_{дж} = \Delta U_{ст} + R_0 \left(\frac{\Delta U_{ст}}{R_n} + \frac{\Delta U_{ст}}{R_d} \right).$$

Звідки:

$$\Delta U_{ст} = \Delta U_{дж} / \left(1 + R_0/R_{дж} + R_0/R_d \right).$$

Отже, бачимо, що $R_0/R_d \gg 1$, $\Delta U_{ст} \ll \Delta U_{дж}$, тобто зміна напруги на стабілітроні (на виході) значно менша, ніж зміна напруги на вході.

Зі зміною струму навантаження I_n , що рівносильне зміні опору R_n , струм через стабілітрон встановлюється таким, що повний струм I_0 і напруга на стабілітроні $U_{ст}$ залишаються практично постійними.

Для розрахунку струмів і напруг конкретного кола стабілізації необхідно побудувати ВАХ стабілітрона (пряма 1), ВАХ опору навантаження (пряма 2) і ВАХ обмежувального (баластного) резистора (пряма 3), що видно з рисунка 2.8.

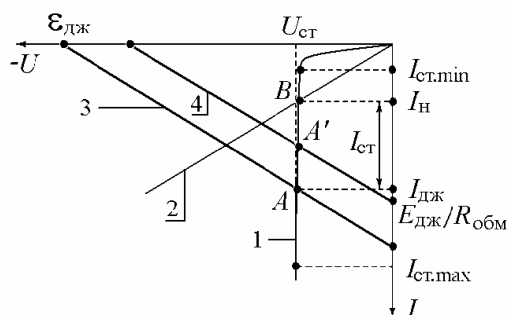


Рис. 2.8. До розрахунку струмів і напруг кола стабілізації

Перетин прямих 1 і 3 визначає значення струму $I_{дж}$, спожитого від джерела живлення (точка A). Перетин графіків 1 і 2 визначає значення струму навантаження I_H (точка B). Різниця струмів $I_{дж}$ та I_H рівна струму стабілітрона $I_{ст}$.

Якщо опір навантаження змінюється, то змінюється струм I_H . При зменшенні R_H струм I_H зростає (точка B опускається вниз), а струм $I_{ст}$ зменшується. Водночас положення точки A зберігається незмінним, тобто збільшення струму навантаження супроводжується зменшенням струму стабілітрона, а споживання струму від джерела живлення не залежить від навантаження.

Якщо змінити напругу джерела живлення $\varepsilon_{дж}$, то точка A змінює своє положення. При зменшенні $\varepsilon_{дж}$ (пряма 4) точка A піднімається вгору (точка A'), тобто зменшується споживання струму $I_{дж}$. Унаслідок цього зменшується струм $I_{ст}$, а струм I_H залишається постійним. Параметри схеми обирають такими, щоб зі зміною навантаження і напруги джерела живлення виконувалися нерівності:

$$I_{ст.min} \leq \frac{\varepsilon_{дж.min} - U_{ст}}{R_0} - I_{H.min}$$

$$I_{ст.max} \geq \frac{\varepsilon_{дж.max} - U_{ст}}{R_0} - I_{дж.min}$$

Тут $\varepsilon_{дж.min}$ і $\varepsilon_{дж.max}$ – мінімальна і максимальна напруги джерела живлення, $I_{H.min}$, $I_{H.max}$ – мінімальний і максимальний струми навантаження.

2.1.3. Діоди Шоткі

Діод Шоткі (ДШ) – це напівпровідниковий діод, виконаний на бар'єрній структурі “метал-напівпровідник” (структурі Шоткі). Теорія таких контактів була розроблена німецьким вченим Шоткі, внаслідок чого вони й отримали таку назву. Діоди Шоткі відрізняються тим, що їхня робота основана на перенесенні основних носіїв. При прямому зміщенні електрони з напівпровідника переходять

у метал. Їхня енергія на $e\phi_s$ більша, ніж енергія електронів у металі. Електрони з напівпровідника швидко ($\sim 10^{-12}$ с) втрачають на співударах свою надлишкову енергію і не можуть повернутися в напівпровідник. У ДШ не нагромаджується заряд неосновних носіїв (що головню й знижує швидкодію), тому їх застосовують у швидкодіючих імпульсних та високочастотних діодах. Типовий час відновлення зворотної напруги опору ДШ на основі $\text{Au} - \text{Si} \sim 10$ пс та менше.

Зворотні струми ДШ на три–чотири порядки більші від аналогічних струмів у діодах з $p-n$ переходом, а прямі напруги для ДШ значно нижчі (див.:рис. 2.9). Тому використання ДШ супроводжується невеликим тепловиділенням, а, отже, малим енергоспоживанням.

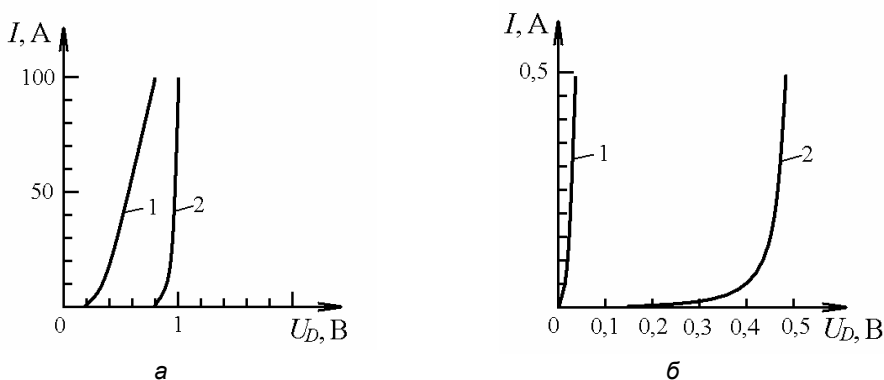


Рис. 2.9. Прямі ВАХ напівпровідникових діодів в області великих (а) і малих (б) струмів: 1 – діод Шоткі; 2 – діод на основі $p-n$ переходу

Сьогодні силові ДШ найбільш ефективні як низьковольтні швидкодіючі діоди на великі струми.

Ще однією з особливостей ДШ є ідеальність прямої вітки ВАХ – вона повністю відповідає розрахунковій, причому зі зміною прямого струму в межах декількох порядків залежність $\lg I_{np} = f(U_{np})$ близька до лінійної. Тому ДШ можна використовувати як швидкодіючі логарифмічні елементи.

2.1.4. Фотодіоди

Фізичні процеси при освітленні $p-n$ переходу є основою для реалізації двох режимів роботи (за двома схемами увімкнення) ФД: вентильного (режим генерування фото-е.р.с.) та фотодіодного (режим фотоструму). На рисунку 2.10 подані схеми таких увімкнень.

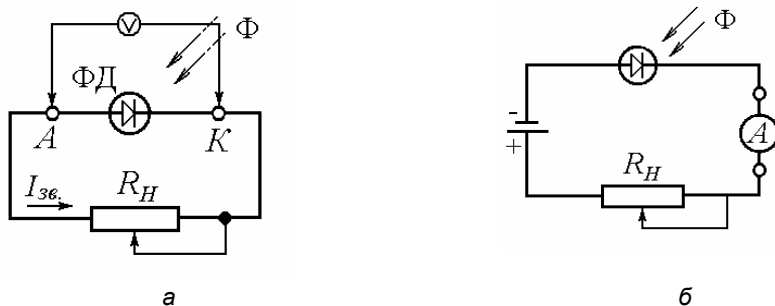


Рис. 2.10. Фотодіод у фотовентильному (а) та фотодіодному (б) режимах

У першому випадку під дією світлового випромінювання генерується фото-е.р.с. У режимі “короткого замикання” у зовнішньому колі між областями n і p ФД проходить максимальний зворотний струм $I_{зв}$, якщо навантаження $R_H = 0$. При ввімкненому навантаженні фотострум зменшується. В режимі холостого ходу ($R_H = \infty$) фото-е.р.с. $E_S = U_S$, оскільки фотострум дорівнюватиме 0. Режим роботи ФД $U_S \geq 0$ називають *генераторним*.

Якщо подати на діод зворотнє зміщення (див.:рис. 2.10, б), він функціонуватиме в ролі фотоприймача, струм якого залежить від освітлення. При достатньо великих зворотних зміщеннях струм не залежить від напруги, його визначають лише за інтенсивністю світла.

Для підвищення ефективності сьогодні запропоновані різновиди фотодіодів: $p-i-n$ фотодіоди, *Шоткі-фотодіоди* (підвищені частотні властивості) та ФД на базі напівпровідникових гетероструктур (високий к.к.д.). Вибираючи пари напівпровідників для гетероструктури, можна побудувати ФД, чутливі практично у довільній частині оптичного діапазону довжин хвиль.

2.1.5. Активні координатно-чутливі фотодіоди

Приладами такого типу називають *фотодіоди*, в яких використовується *поздовжній фотоефект*, а фото-е.р.с. у них залежить не лише від інтенсивності та частоти падаючого випромінювання, але й **координат** світлової плями. Такі ФД є найбільш перспективними і важливими в практичному аспекті з-поміж відомих аналогових координатно-чутливих фотоприймачів.

Координатно-чутливий фотодіод становить собою плоский протяжний $p-n$ перехід, утворений двома областями з різними типами провідності (див. рис. 2.11).

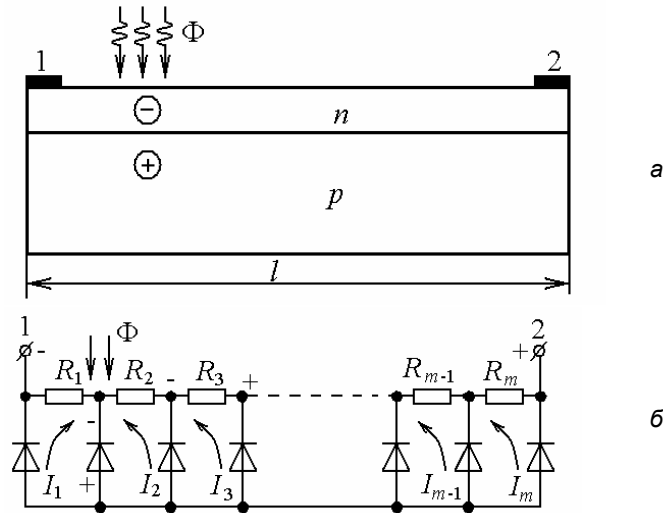


Рис. 2.11. Конструкція координатно-чутливого фотодіода (а) та його еквівалентна схема (б)

Діод такого типу складається не з розділених контактів до p - і n -областей, а з двох контактів (1 і 2) до бази n -типу. Умовою реєстрування поздовжньої фото-е.р.с., що виникає між ділянками області одного типу провідності в напрямку, паралельному площині p - n переходу, є нерівномірне освітлення поверхні фотоприймача. Ці прилади відрізняються простотою виготовлення, високою роздільною здатністю, а головне – для свого функціонування не потребують додаткових джерел живлення, оскільки вихідним сигналом таких фотоприймачів є фото-е.р.с., залежна від координати світлового зонда на поверхні фотоприймача. Зазвичай ця залежність лінійна, а значення фото-е.р.с. досягають одиниць мВ. Механізм появи поздовжньої фото-е.р.с. зумовлений явищами реінжекції.

Принцип дії описаного фотодіода можна пояснити на прикладі його еквівалентної схеми (див.:рис.2.11,б). Оскільки $\rho_p \gg \rho_n$, а товщини p - і n -областей $W_n \ll W_p$, то p -область можна вважати еквіпотенціальною поверхнею. Область p - n переходу і бази можна розглядати як розподілені по довжині діоди та резистори.

При освітленні ділянки ФД в ньому виникає фото-е.р.с. під дією якої в кожному елементарному контурі з діода і резистора течуть струми, які створюють спад напруги на кожному резисторі. Напруга на контактах 1 і 2 – U_{12} є сумою напруг на всіх резисторах. Зокрема:

$$U_{12} = I_2 R_2 + I_3 (R_2 + R_3) + \dots + I_m (R_2 + \dots R_m) - I_1 R_1.$$

При заданому положенні $(x < l/2)$ променя світла на контакті 1 встановиться “– U_{12} ”, а на контакті 2 “+”. За переміщення променя в точку між резисторами $R_2 - R_3$ складове $I_2 R_2$ набуває від’ємного значення і напруга U_{12} зменшиться. У випадку переміщення променя в центр пластини кількість від’ємних і додатних членів у цьому виразі стає однаковою і в результаті – $U_{12} = 0$. При подальшому зміщенні променя в бік контакту 2 знак напруги U_{12} змінюється на протилежний.

Напруга U_{12} завжди менша фото-е.р.с. діода за рахунок рекомбінаційних та інших втрат.

Основними проблемами при розробленні координатно-чутливих фотодіодів є підвищення величини фото-е.р.с. та отримання структур з лінійними характеристиками “напруга–координати”. Конструктивно-технологічно підвищити чутливість можна, використовуючи гетеропереходи. Внаслідок відмінної висоти потенціальних бар’єрів для електронів і дірок у них відбувається більш повне розділення генерованих світлом носіїв заряду, тому струм крізь запірний шар більший, а, отже, зростає поздовжня фотонапруга U_{12} .

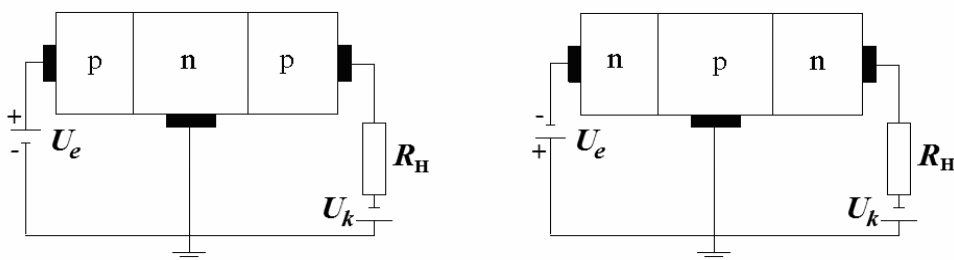
Запропоновані сьогодні схемотехнічні способи зведені до використання зовнішніх резистивних подільників і додаткових джерел живлення. Подання додаткової напруги, наприклад, між електродами 1 і 3, зміщує вихідну характеристику в довільний бік від центру симетрії структури, залежно від напруги, а також змінює чутливість елемента і може бути використана для модуляції вихідного сигналу. Однак використання додаткових елементів та джерел живлення суттєво ускладнює пристрій, що є проблемою при конструюванні автономних систем перетворення фізичних величин.

2.2. Біполярна електроніка

2.2.1. Біполярні транзистори: модель та фізичні основи роботи

Біполярний транзистор – це напівпровідниковий прилад з двома взаємодіючими *p-n-переходами*, сформованими у межах одного монокристала, що володіє підсилювальними властивостями за рахунок явищ інжекції та екстракції неосновних носіїв заряду. Розрізняють *p-n-p-* і *n-p-n-*транзистори. Відмінності між ними не принципові і стосуються здебільшого зовнішніх джерел живлення і несуттєвих, з фізичної точки зору, відмінностей у значеннях рухливості для дірок та електронів. Усі описані закономірності функціонування будуть справедливими для обох типів транзисторів.

Моделі біполярних транзисторів зображені на рисунку 2.12.

Рис. 2.12. Моделі біполярних p - n - p - та n - p - n -транзисторів

У структурах цього типу реалізується біполярна провідність (звідки бере своє походження назва “біполярний транзистор”).

Взаємодія між p - n -переходами можлива, якщо товщина області між p - n -переходами (ширина бази) менша від дифузійної довжини неосновних носіїв заряду. В цьому випадку носії заряду, інжектовані одним із p - n -переходів, при його зміщенні в прямому напрямку, можуть дійти до другого переходу, який знаходиться під зворотним зміщенням, та змінити його струм. Отже, взаємодія p - n -переходів біполярного транзистора виявляється в тому, що струм одного з переходів може керувати струмом іншого переходу.

Область транзистора, розміщеного між p - n -переходами, називають **базою**. Область транзистора, головним призначенням якої є інжекція носіїв у базу, називають **емітером**, а його p - n -перехід – **емітерним**. Область транзистора, головним призначенням якої є екстракція носіїв з бази, називають **колектором**, а відповідний p - n -перехід – **колекторним**.

Якщо на емітерному переході зміщення пряме, а на колекторному – зворотне, то під'єднання транзистора називають **звичним**. При протилежній полярності напруг на переходах під'єднання називають **інверсним**.

Головні характеристики транзистора визначають, насамперед за процесами, що протікають у транзисторній структурі.

Розглянемо детально механізм провідності транзистора при його вмиканні в електричне коло. За звичного під'єднання транзистора емітерний перехід зміщений у прямому напрямку, а колекторний – у зворотному (див.: рис. 2.13). Водночас потенціальний бар'єр емітерного переходу понижується, внаслідок чого відбувається інжекція дірок у базу та електронів в емітер.

Оскільки емітер легований вище, ніж база, потік інжектованих у базу дірок значно перевищуватиме потік електронів. На межах емітерного переходу встановлюється підвищена концентрація дірок в області бази p_n і електронів в області емітера n_p . Значення цих концентрацій визначають за рівнянням:

$$p_{n_1} = p_{n_0} \cdot \exp\left(\frac{qU_e}{kT}\right) \quad (2.1)$$

$$n_{p_1} = n_{pe_0} \cdot \exp\left(\frac{qU_e}{kT}\right),$$

де p_{n_0} – рівноважна концентрація дірок у базі; n_{pe_0} – рівноважна концентрація електронів в емітері.

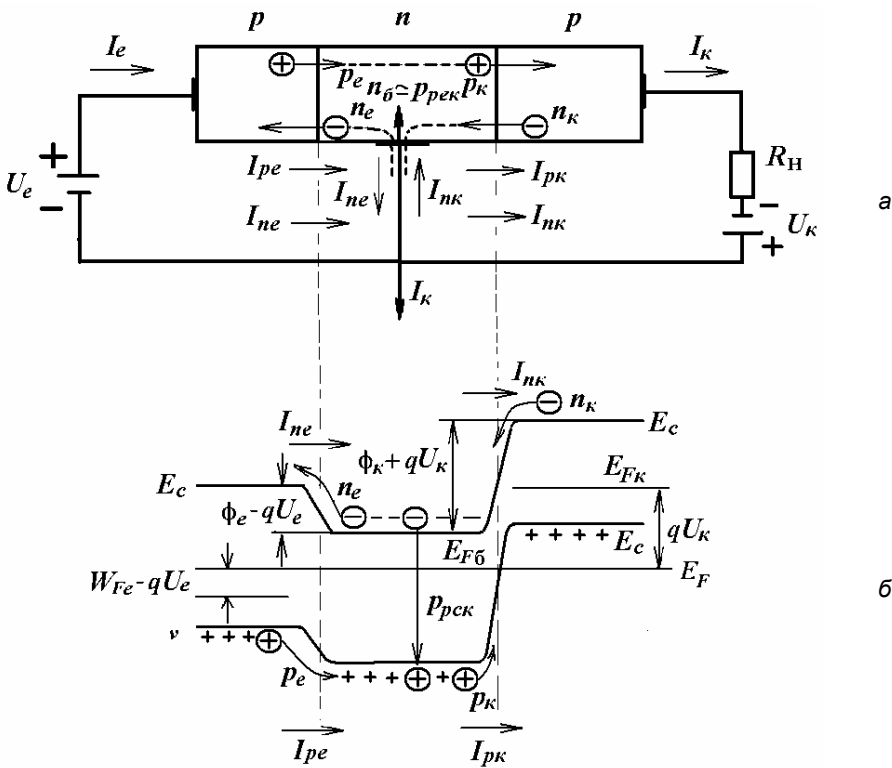


Рис. 2.13. Біполярний p - n - p -транзистор:
а – розподіл струмів і напрямку руху носіїв; б – енергетична діаграма в активному режимі

На рисунку 2.13,а зображена структура бездрейфового p - n - p -транзистора, описаного напрямку руху дірок і електронів та струмів (а). На рисунку 2.13, б – енергетична діаграма для нерівноважного випадку у припущенні, що всі три області напівпровідника володіють однаковими параметрами: ΔE_g , ϵ .

Інжектовані в базу дірки внаслідок дифузії перемічатимуться до колекторного переходу. Якщо ширина бази W_6 значно менша дифузійної довжини дірок

L_p , то майже всі вони дійдуть до колектора і полем запірного шару будуть перекинуті в область колектора. Дірки, інжектвані в базу, утворюють там додатний просторовий заряд, який можна нейтралізувати лише завдяки притоку електронів через базовий контакт. Причиною такого обмеження є те, що з боку емітера і колектора обмін електронами практично не відбувається. Ця нейтралізація аналогічно, як у p - n -переході, здійснюється з максвелівським часом релаксації. Як наслідок, у базі утворюється градієнт концентрації дірок і електронів, які зміщуються у бік колектора. На цьому шляху деяке число дірок рекомбінує з електронами і тому до колектора доходить лише їхня частина. Ці носії безперешкодно екстрагуються колекторним переходом і потрапляють в область колектора, де вони стають основними носіями. Електрони, які залишилися в базі, для відновлення електричної нейтральності можуть вийти лише через базовий контакт.

Електронний струм, пов'язаний з перенесенням дірок, рівний різниці між потоками електронів, що зайшли в базу, і тих, що вийшли з неї для відновлення електричної нейтральності. Отож, електронний струм бази рівний різниці між дірковими складовими струму емітера I_{pe} і струму колектора I_{pk} : $I_{pb} = I_{pe} - I_{pk}$.

За своєю фізичною сутністю, струм бази пов'язаний з перенесенням дірок і зумовлений рекомбінуванням. Повний електронний струм бази рівний: $I_b = I_{nb} + I_{pb}$. Повний струм колектора рівний: $I_k = I_{pk} + I_{nk}$. Очевидно, що сума струмів бази і колектора, що витікають з колектора, має бути рівною струму, що витікає з емітера.

За наявності у вихідному полі резистора навантаження R_H , спад напруги на ньому спричинить пряме зміщення колектора. В цьому випадку, поряд з екстракцією інжектованих емітером дірок, відбуватиметься інжекція дірок власне колектором. Унаслідок цього колекторний струм стане суттєво меншим, ніж емітерний. При достатньо великому зворотному зміщенні потенціальний бар'єр колекторного переходу зростає і за умови $(U_k - I_k R_H) > 0$ інжекції електронів з колектора буде не буде взагалі. Разом з тим отримується підсилення потужності, оскільки струми I_e та I_k приблизно однакові, а опір резистора навантаження перевищує опір емітерного переходу.

Якщо струм колектора зростає при незмінній напрузі живлення, то фізично це означає, що опір колекторного переходу знижується і стає того ж порядку, що й опір емітерного переходу. Отже, в результаті інжекції носіїв з боку відбувається перетворення опору колектора (*transfer resistor*). Опір колекторного переходу понижується пропорційно до зростання струму інжекції. В результаті струм може зростати на чотири–п'ять порядків, а опір колектора на стільки ж знизиться. Оскільки опір колектора стає значно меншим від опору навантаження, спадом напруги на ньому можна знехтувати і вважати, що вся напруга спадає

на опорі навантаження, тобто $U_{дж.к} = U_{вих} \approx I_e \cdot R_H$. Спад напруги на емітері рівний: $U_{еб} = U_{вх} = I_b R_e$. Оскільки опір навантаження R_H значно більший від опору R_e прямозмещеного емітерного переходу, то при однакових струмах $U_{вих} \gg U_{вх}$. Виділена в навантаженні потужність $P_{вих} \approx U_{вих} \cdot I_e$, а потужність в емітерному полі $P_{вх} \approx U_{вх} \cdot I_e$. Оскільки $U_{вих} \gg U_{вх}$, то $P_{вих} \gg P_{вх}$.

Отже, біполярний транзистор є підсилювальним приладом, здатним підсилювати потужність.

2.2.2. Коефіцієнти транзистора

Зрозуміло, що підсилення потужності буде тим більшим, чим більша частина струму, що пройшла через емітер, доходить до колектора. У зв'язку з цим уведений параметр, який називають *коефіцієнтом передавання емітерного струму*:

$$\alpha_N = \left. \frac{I_k}{I_e} \right|_{U_{кб}}. \quad (2.2)$$

Коефіцієнт α_N близький до одиниці і становить $\alpha_N = 0,99 \div 0,995$. Це макроскопічний параметр, однак його визначають за двома мікроскопічними коефіцієнтами:

$$\alpha_N = \gamma \cdot \beta^*,$$

де γ – коефіцієнт інжекції, β^* – коефіцієнт перенесення.

Коефіцієнт інжекції γ визначає частку електронної складової в загальному струмі емітера:

$$\gamma = \left. \frac{I_{pe}}{I_e} \right|_{U_{кб}} = \frac{I_{pe}}{I_{ne} + I_{pe}} \bigg|_{U_{кб}}.$$

Підсилювальні властивості *n-p-n*-транзистора визначає тільки діркова складова струму інжекттованих емітером носіїв заряду, оскільки саме вона доходить до колектора і виконує функцію “*transfer resistor*”.

Електронна складова емітерного струму жодних корисних функцій не виконує, отож, параметр γ має максимально наближатися до одиниці. За рахунок наявності електронної складової струму емітера коефіцієнт інжекції завжди менший від 1 на величину, приблизно рівну $\frac{I_{ne}}{I_{pe}}$. Отже: $\gamma = 1 - \frac{I_{ne}}{I_{pe}}$.

Тому для зменшення відношення $\frac{I_{ne}}{I_{pe}}$, необхідно знижувати концентрацію електронів n_{n_0} у базі та зменшувати товщину бази W_6 . Концентрацію дірок p_{p_0} в емітері та їхню дифузійну довжину L_p з цією метою можна збільшувати. Отож, вираз для коефіцієнта інжекції можна описати як: $\gamma = 1 - \frac{n_{n_0} W_6}{p_{p_0} L_p}$. Враховуючи, що

$$p_{p_0} \approx N_A \text{ і } n_{n_0} \approx N_D, \text{ отримаємо: } \gamma = 1 - \frac{N_D \cdot W_6}{N_A \cdot L_p}.$$

З останнього співвідношення бачимо, що коефіцієнт інжекції тим ближчий до одиниці, чим більша різниця концентрацій домішок в емітерному і базовому шарах і чим менша ширина бази. Тому емітерний шар транзисторів легують максимально (до виродження), а базу намагаються виготовити з мінімальною шириною. Значення коефіцієнта інжекції можуть сягати 0,999.

Принциповою умовою для роботи транзистора є великий коефіцієнт інжекції дірок через емітерний перехід, тобто:

$$\gamma_p = \frac{I_{pe}}{I_e} = \frac{I_{pe}}{I_{pe} + I_{ne}} \rightarrow 1,$$

де I_e – повний струм емітера, а I_{pe} , I_{ne} – діркова та електронна складові. Як бачимо з рисунка 2.13, за такої ситуації електрони в області бази “заперті” з боку емітера за рахунок $\gamma_n \rightarrow 0$, а з боку колектора – високим потенціальним бар’єром ($\phi_0 + qU_k$).

Результуючий електронний струм бази I_{n6} дорівнює різниці:

$$I_{n6} = I_{ne} - I_{nk}.$$

Цей струм безперешкодно витікає через антизапірний контакт бази. Для неосновних носіїв емітерний перехід є інжектуючим, а колекторний – антизапірним. Отож дірки, на відміну від електронів, можуть безперешкодно переміщуватися вздовж бази. При $\gamma_p \approx 1$ дірковий струм емітера I_{pe} практично рівний повному струму емітера: $I_{pe} = \gamma_p I_e \approx I_e$.

Коефіцієнт перенесення β^* засвідчує, яка частина інжектованих у базу дірок доходить до колектора: $\gamma = \frac{I_{pk}}{I_{pe}} \Big|_{U_{кб}}$.

Частина інжектованих дірок рекомбінує в базі, та до колектора не доходить, тому коефіцієнт перенесення завжди менший від одиниці на величину ΔI_{pe} .

Втрати інжектованих у базу електронів ΔI_{pe} тим менші, чим вужча база та більша дифузійна довжина дірок L_p , тому коефіцієнт перенесення визначають:

$$\beta^* \approx 1 - \Delta I_{pe} = 1 - \frac{1}{2} \left(\frac{W_\delta}{L_p} \right). \text{ Зі збільшенням дифузійної довжини } L_p$$

інжектованих у базу дірок знижуються частотні властивості транзисторів, отож, коефіцієнт перенесення підвищують головню за рахунок зменшення товщини бази W_δ .

З рисунка 2.13 нескладно побачити, що зв'язок між емітерним, колекторним і базовим струмами визначають за виразом: $I_e = I_k + I_\delta$. За допомогою виразу для α_N можна записати струм колектора: $I_k = \alpha_N \cdot I_e$.

2.2.3. Схеми під'єднання транзисторів. Механізм підсилення сигналів

Залежно від типу спільного електрода, щодо якого відраховують потенціал, розрізняють три схеми під'єднання транзисторів: схему зі *спільною базою* (СБ), схему зі *спільним емітером* (СЕ) і схему зі *спільним колектором* (СК) (див. рис. 2.14).

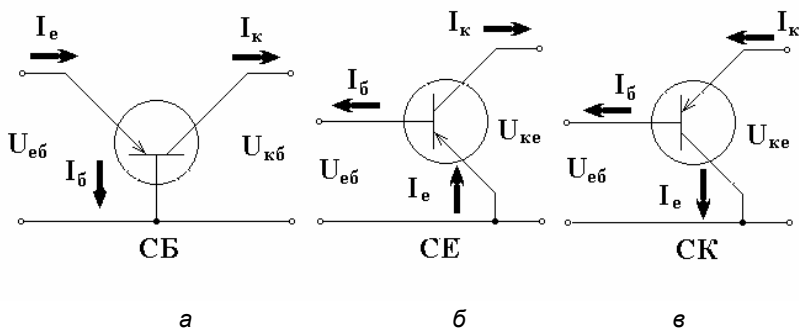


Рис. 2.14. Схеми під'єднання транзисторів:

а – зі спільною базою; б – зі спільним емітером; в – зі спільним колектором

У всіх схемах припускають, що в емітер/ базу заданий постійний струм зміщення $I_{еe} = \frac{E_e}{R_{3M}}$ або $I_{\delta c} = \frac{E_k}{R_k}$.

Характерні особливості цих схем подані в таблиці 2.1.

Схема зі СБ характеризується, порівняно зі схемами СК і СЕ, найнижчим і найвищим вихідними опорами. У схемі зі СБ коефіцієнт підсилення за струмом $K_I < 1$, коефіцієнт підсилення за напругою $K_U > 1$.

Таблиця 2.1

Номер за порядком	Параметр	Схема		
		СЕ	СБ	СК
1	Коефіцієнт підсилення за потужністю	10^3-10^4	100–1000	10–100
2	Коефіцієнт передачі напруги	10–1000	10–1000	<1
3	Коефіцієнт передачі струму	10–100	<1	10–100
4	Вхідний опір, Ом	>100	10–100	> 10^4
5	Вихідний опір, Ом	>10	>100	10–100

Схема зі СЕ характеризується високим вхідним і вихідним опорами, $K_U > 1$, $K_U < 1$. Схема зі СК має найвищий вхідний і найнижчий вихідний опори $K_U > 1$ та $K_U < 1$. Найбільш використовувана схема зі СЕ.

Розглянемо механізм підсилення електричних сигналів транзистором. Для схеми зі СБ коефіцієнт підсилення за струмом $K_{ICB} = \alpha = \Delta I_k / \Delta I_e < 1$, тобто підсилення за струмом не відбувається, однак транзистор зі СБ дає змогу отримати велике підсилення за напругою. Вихідний диференціальний опір транзистора у пологій, горизонтальній області характеристики великий, і в коло колектора можна під'єднати послідовно великий опір навантаження. Для вихідного кола транзистор становить собою генератор струму ΔI_k з великим вихідним внутрішнім диференціальним опором. Зі зміною струму емітера на мале значення напруга на колекторі транзистора змінюється на більше значення:

$$\Delta U_k = (R_k / R_{вих}) \Delta I_k,$$

де $R_k / R_{вих} = R_k R_{вих} / (R_k + R_{вих})$ – еквівалентний опір, який визначають паралельним під'єднанням опорів R_k і $R_{вих}$.

Вхідний диференціальний опір транзистора $R_{вх}$, який визначають за вхідною ВАХ прямозміщеного p - n -переходу, значно менший $R_{вих}$. Зміна вхідної напруги при зміні вхідного струму на ΔI становить:

$$\Delta U_e = R_{вх} \Delta I_e,$$

коефіцієнт підсилення транзистора за напругою для схеми СБ:

$$K_{UCB} = \frac{\Delta U_k}{\Delta U_e} = \frac{\Delta I_k (R_k / R_{вих})}{\Delta I_e r_{вх}} = \alpha \frac{R_k / r_{вих}}{r_{вх}}.$$

При великих значеннях R_k значення K_{UCB} зазвичай значно перевищує одиницю.

Коефіцієнт підсилення за потужністю транзистора для схеми СБ K_{PCB} може бути суттєво більший від одиниці:

$$K_{PCB} = \frac{\Delta P_{вих}}{\Delta P_{вх}} = \frac{\Delta U_k \Delta I_k}{\Delta U_e \Delta I_e} = K_{UCB} K_{ICB} = \alpha^2 \frac{R_K / R_{вих}}{R_{вх}}.$$

Отже, біполярний транзистор є активним елементом електричного кола, оскільки дає змогу підсилювати електричні сигнали з $K_P > 1$. З фізичної точки зору, підсилення змінного сигналу на потужності пов'язаний з відбиранням енергії від джерела живлення вихідного колекторного кола.

У транзисторі, під'єднаному за схемою СЕ, простежується підсилення не лише за напругою, але й за струмом. У такій схемі вхідним струмом є струм бази, а вихідним – струм колектора. Згідно з першим законом Кірхгофа, для струмів транзистора справедлива рівність $I_e = I_k + I_b$. Ураховуючи співвідношення (2.1) і (2.2), отримаємо величину колекторного струму:

$$I_k = \frac{\alpha}{(1-\alpha)} I_b - \frac{I_{k0}}{(1-\alpha)} (e^{\Delta U_k} - 1). \quad (2.3)$$

Цей вираз визначає сім'ю вихідних ВАХ транзистора зі СЕ, тобто залежність $I_k(U_k)$ при $I_b = const$. Множник, на який перемножений струм бази I_b , становить собою коефіцієнт підсилення за струмом транзистора зі спільним емітером, і називають його *коефіцієнтом передавання струму бази*:

$$K_{ICE} = \beta = \Delta I_k / I_b = \alpha / (1-\alpha).$$

У сучасних промислових транзисторах типові значення α лежать у діапазоні від 0,90 до 0,99, що відповідає $\beta = 9 \div 100$. У спеціальних мікропотужних транзисторах β може досягати декількох тисяч. Такі транзистори називають “Супер-бета”. Фізична причина великих значень β полягає в рекомбінаційній природі базового струму, який в n - p - n -транзисторі повністю має діркову природу. Струм дірок, які надходять у базу, порушує електронейтральність бази, внаслідок чого потенціальний бар'єр емітерного n - p -переходу знижується і з n -емітера в базу надходять електрони. В стаціонарному режимі струм рекомбінацій електронів має бути рівним струму дірок, які надходять з базового контакту, тобто постійно має бути рекомбінаційна рівновага цих струмів. Однак час життя дірок у базі дорівнює часу життя електронів τ_n , а електрони проходять базу за значно менший час: $\tau = w^2 / (2D_n)$, де w – товщина квазінейтральної бази. Отож, для рекомбінаційної рівноваги необхідний в τ_k / τ_n разів більший струм електронів з емітера, порівняно зі струмом бази I_b .

Зі сказаного очевидно, що $\beta \approx \frac{\tau}{\tau_\alpha} = 2 \left(\frac{L_n}{W} \right)^2$ або $\alpha \equiv \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{W}{L_n} \right)^2 \right]^{-1}$.

Коефіцієнт підсилення за напругою транзистора зі СЕ:

$$K_{UCE} = \frac{\Delta J_k (R_k / R_{ex}^*)}{\Delta J_e R_{ex}^*} = \beta \frac{(R_k / R_{ex}^*)}{R_{ex}^*},$$
 де R_{ex}^* і $R_{вых}^*$ – вхідний і вихідний опори транзистора зі СЕ.

Коефіцієнт підсилення за напругою та потужності транзистора у схемі СЕ:

$$K_{UCE} = \beta^2 \frac{(R_k / R_{ex}^*)}{R_{ex}^*}$$
 може бути значним, оскільки тут наявне підсилення як за струмом, так і за напругою.

Отож, у більшості підсилюваних каскадів використовують транзистор зі СЕ. Таке під'єднання транзистора є оптимальним також з точки зору узгодження опорів: вхідний опір транзистора зі СЕ R_{ex}' більший від вхідного опору R_{ex} СБ у $(1 + \beta)$ разів.

Транзистор зі СК має коефіцієнт підсилення за напругою не надто менший одиниці, оскільки різниця потенціалів між базою й емітером практично не залежить від струму бази. Підсилення за струмом значне і становить:

$$K_{UCE} = \frac{\Delta J_k}{\Delta J_e R_{ex}^*} = (\beta + 1) \gg 1$$

Потенціал емітера в транзисторі зі СК практично повторює потенціал бази. Отож, схему, побудовану на основі транзистора зі СК, називають *емітерним повторювачем*.

2.2.4. Моделювання транзистора. Модель Еберса-Мола

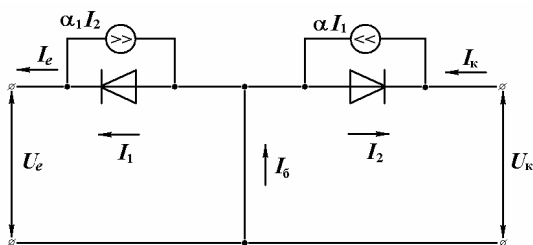


Рис. 2.15. Еквівалентні схеми моделі Еберса-Мола

Модель Еберса-Мола є основною при аналізі роботи транзистора в умовах різних статичних режимів.

В моделі для розрахунку струмів транзистор замінюють його еквівалентною схемою, що відображає фізичні процеси в транзисторі (див.: рис. 2.15). Ця

схема є ідеалізованою.

Вона враховує лише головні явища – проходження струмів через *p-n*-переходи і передавання струмів з одного кола в інше, кожен *p-n*-перехід зобра-

жений у вигляді діода, а їхня взаємодія відображена генераторами струмів. Якщо емітерний перехід відкритий, то в колі колектора проходить струм, який забезпечується генератором αI_1 . При відкритому колекторному переході в колі емітера проходить струм, що забезпечується генератором $\alpha_1 I_2$, де α_1 – інверсний коефіцієнт передавання струму.

Струми діодів визначають за рівняннями:

$$I_1 = I_{e0} [\exp(\Lambda U_e) - 1]; \quad (2.4, a)$$

$$I_2 = I_{k0} [\exp(\Lambda U_k) - 1], \quad (2.4, б)$$

де I_{e0} – струм емітера при $U_k=0$; I_{k0} – струм колектора при $U_e=0$.

Струм емітера і колектора визначають рівняннями:

$$I_e = I_1 - \alpha_1 I_2; \quad (2.5, a)$$

$$I_k = \alpha I_1 - I_2. \quad (2.5, б)$$

Підставляючи (2.4, а) і (2.4, б) в (2.5, а) і (2.5, б) отримаємо:

$$I_e = I_{e0} [\exp(\Lambda U_e) - 1] - \alpha_1 I_{k0} [\exp(\Lambda U_k) - 1]; \quad (2.6, a)$$

$$I_k = \alpha I_{e0} [\exp(\Lambda U_e) - 1] - I_{k0} [\exp(\Lambda U_k) - 1]. \quad (2.6, б)$$

Ураховуючи, що $I_{\bar{6}} = I_e - I_k$, отримаємо рівняння для розрахунку струму бази:

$$I_{\bar{6}} = (1 - \alpha) I_{e0} [\exp(\Lambda U_e) - 1] - (1 - \alpha_1) I_{k0} [\exp(\Lambda U_k) - 1]. \quad (2.7)$$

Рівняння (2.6–2.7) є **математичною моделлю транзистора** і мають назву формул *Еберса-Мола* в однойменній моделі. Вони дають змогу отримати аналітичні вирази для довільної сім'ї характеристик у довільній схемі під'єднання. Наприклад, рівняння 2.8, а дає можливість розрахувати вхідні характеристики для різних значень U_{k+6} :

- 1) при $U_{k6}=0$ (з урахуванням $U_e = -U_{e6}$)

$$I_e = I_{e0} [\exp(-\Lambda U_{e6}) - 1];$$

- 2) при $U_{k6} \gg 0$

$$I_e = I_{e0} [\exp(-\Lambda U_{e6}) - 1] + \alpha_1 I_{k0};$$

- 3) при $U_{k6} \ll 0$

$$I_e = I_{e0} [\exp(-\Lambda U_{e6}) - 1] - \alpha_1 I_{k0} \cdot (-\Lambda U_{k6}).$$

Рівняння (2.6,б) описує сім'ю управляючих і вихідних характеристик. Для схеми зі СБ у цьому рівнянні треба вважати, що $U_e = -U_{eб}$, $U_k = -U_{кб}$, а в схемі зі СЕ – $U_e = U_{еб}$, $U_k = U_{ке} - U_{ке}$. Якщо (2.6, а) розв'язати щодо $I_{e0} [\exp(\Lambda U_e) - 1]$ і результат підставити в (2.6, б), то отримаємо рівняння сім'ї вихідних характеристик схеми зі СБ для різних значень струму I_e :

$$I_k = \alpha I_e - I_{k0} [\exp(\Lambda U_k) - 1]. \quad (2.8,а)$$

При $U_k \ll 0$ це рівняння набуде вигляду:

$$I_k = \alpha I_e + I_{k0}. \quad (2.8, б)$$

Розглянута модель Еберса-Мола характеризує основні процеси в транзисторі. Однак вона не дає змоги враховувати деякі особливості реального транзистора: наявність об'ємних опорів емітера, бази і колектора, зміну ширини бази при зміні колекторної напруги, струми генерування і рекомбінації в p - n -переходах та ін.

2.2.5. Статичні характеристики

Для аналізу транзисторних схем широко використовують статичні характеристики. *Статичними характеристиками транзисторів* називають графіки, які виражають функціональний зв'язок між постійними струмами і напругами на електродах транзистора.

Залежно від того, які струми і напруги вважають незалежними змінними, можливі різні *системи функціонального зв'язку* та відповідні щодо них *сім'ї статичних характеристик*. Загалом зв'язок між струмами і напругами на трьох електродах транзистора можна описати за допомогою шести різних систем (по чотири сім'ї характеристик у кожній системі).

Наприклад, якщо в ролі незалежних змінних прийняти вхідний струм і вихідну напругу: $U_{ex} = f(I_{ex}, U_{вих.})$, $I_{вих.} = f(I_{ex}, U_{вих.})$, то в статичному режимі ці залежності будуть описані чотирма сім'ями характеристик: *вхідними – вихідними* – $I_{вих} = f(U_{вих})|_{I_{ex}}$, *зворотного зв'язку* – $U_{ex} = f(U_{вих})|_{I_{ex}}$, *прямого передавання* – $I_{вих} = f(I_{ex})|_{U_{вих}}$.

Зрозуміло, що для різних схем під'єднання транзистора вхідними та вихідними слугують струми і напруги на його різних електродах. Тому вигляд статичних характеристик залежить від схеми під'єднання транзистора.

Для однозначного встановлення залежності між струмами і напругами транзистора достатньо мати дві сім'ї характеристик з чотирьох описаних. Інші дві

можна відшукати за допомогою перебудов. Практично найбільш поширені вхідні і вихідні характеристики.

Статичні характеристики мають особливе значення при аналізі роботи підсилювальних схем на транзисторах. За статичними характеристиками вибирають оптимальне положення робочої точки транзистора за постійним струмом, обчислюють допустимі амплітуди коливань змінної напруги і струму на вході, аналізують лінійність підсилення та інші параметри схеми.

В реальних транзисторних схемах вхідними струмами і напругами слугують напруги і струми на конкретних електродах.

Характеристики схеми СБ. Для цієї схеми під'єднання характерними є фіксовані (задані) значення струму емітера і колекторної напруги, тобто вихідні (колекторні) характеристики описують як залежність $I_k(U_{кб})|_{I_e}$, а вхідні (емітерні) – як $I_e(U_{еб})|_{U_{кб}}$. Отже, характеристиками схеми СБ є сім'я кривих описаних функціональних залежностей.

Сім'ї вихідних та вхідних характеристик можна отримати, використовуючи формули Еберса-Мола. Тобто:

$$I_k = \alpha_N I_e - I_{к0} (e^{\Lambda U_k} - 1) \quad (2.9)$$

$$U_e = \frac{kT}{q} \ln \left[\frac{I_e}{I_{e0}} + 1 + \alpha_N (e^{\Lambda U_k} - 1) \right]. \quad (2.10)$$

На рисунку 2.16 зображена сім'я вихідних характеристик СБ, побудованих на основі моделі Еберса-Мола. Розглянемо три режими роботи транзистора: нормальний активний (I), насичення (II) і лавинного пробою (III). Активний режим використовують у схемах підсилення, режим подвійної інжекції – в імпульсних ключових схемах, режим лавинного пробою – у схемах на лавинних транзисторах. Лавинні транзистори не так широко використовують, як два попередні, через недостатню стабільність характеристик.

Для активного режиму $\left(|U_k| > 3 \left(\frac{kT}{q} \right) \right)$ формули (2.9) і (2.10) спрощують:

$$I_k = \alpha_N I_e, \quad (2.11)$$

$$\text{та } U_e = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{I_e}{I_{e0}} \right). \quad (2.12)$$

Очевидно, що в активному режимі колекторна напруга не впливає на жодну емітерну / колекторну з розглянутих характеристик. Якщо інжекції з емітера

немає ($I_e = 0$), то залежність $I_k(U_{кб})$ становить собою звичайну ВАХ $p-n$ -переходу. Відмінність полягає у тому, що на рисунку 2.16 зворотна гілка міститься в першому квадранті, а пряма – в третьому внаслідок інжекції з емітера. При $U_{кб} \geq 0$, у колекторі виникає потік електронів $J_{nk} = \alpha_N J_{ne}$, що створює в колекторному колі струм $I_k = \alpha_N I_e$. Струм колектора I_k зростатиме пропорційно потоку інжекттованих з емітера електронів.

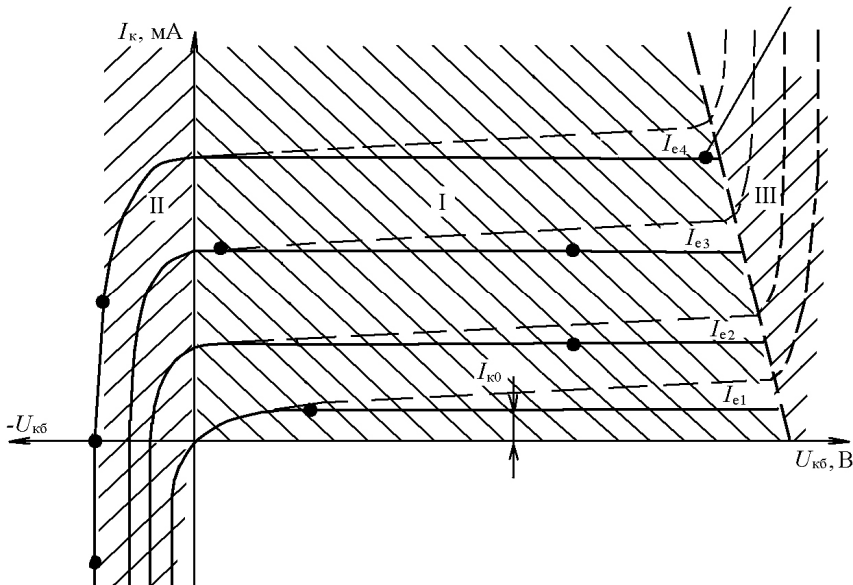


Рис. 2.16. Вихідні характеристики схеми СБ, побудовані згідно з моделлю Еберса-Мола (суцільні лінії). Реальні характеристики (пунктирні лінії):

I – нормальний активний режим, II – насичення, III – лавинного пробію

У разі надходження на колектор прямої напруги він інжектуватиме зустрічний потік електронів. Результуючий потік швидко зменшуватиметься до нуля зі зростанням прямої напруги на колекторі і при подальшому збільшенні прямої напруги набуватиме зворотного напрямку.

Отже, в активному режимі колекторна напруга не впливає на вихідні характеристики схеми СБ. Такий висновок справедливий для більшості практичних випадків. Насправді з підвищенням зворотної колекторної напруги струм колектора в активному режимі слабко зростатиме (пунктирні криві на рисунку 2.16) внаслідок збільшення зворотного колекторного струму $I_{к0}$ і коефіцієнта передачі емітерного струму α_N .

На рисунку 2.17 зображені вхідні характеристики схеми СБ. При $U_{кб} = 0$ вхідна характеристика становить собою звичайну пряму гілку ВАХ емітерного переходу.

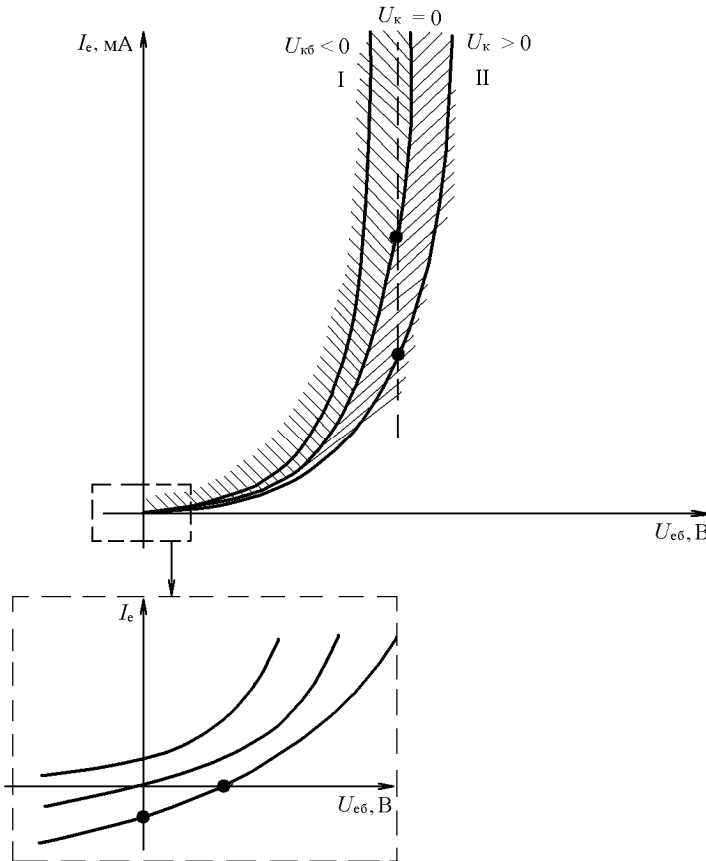


Рис. 2.17. Вхідні характеристики схеми СБ (I, II – області режимів: нормального активного і насичення)

При подаванні на колектор прямої напруги транзистор переходить у режим насичення, за якого результуючий потік електронів з емітера, а, отже, і струм емітера зменшуватимуться, переходитимуть через нуль та змінюватимуть напрям.

Статичні характеристики схеми СЕ. У схемі СЕ керуючим струмом є струм бази. Вихідні (колекторні) характеристики відображають як залежність $I_{к}(U_{кк})|_{I_б}$, вхідні (базові) характеристики – як залежність $I_б(U_{бк})|_{U_{кк}}$.

На рисунку 2.18 зображені сім'ї вихідних (а) та вхідних (б) характеристик схеми СЕ.

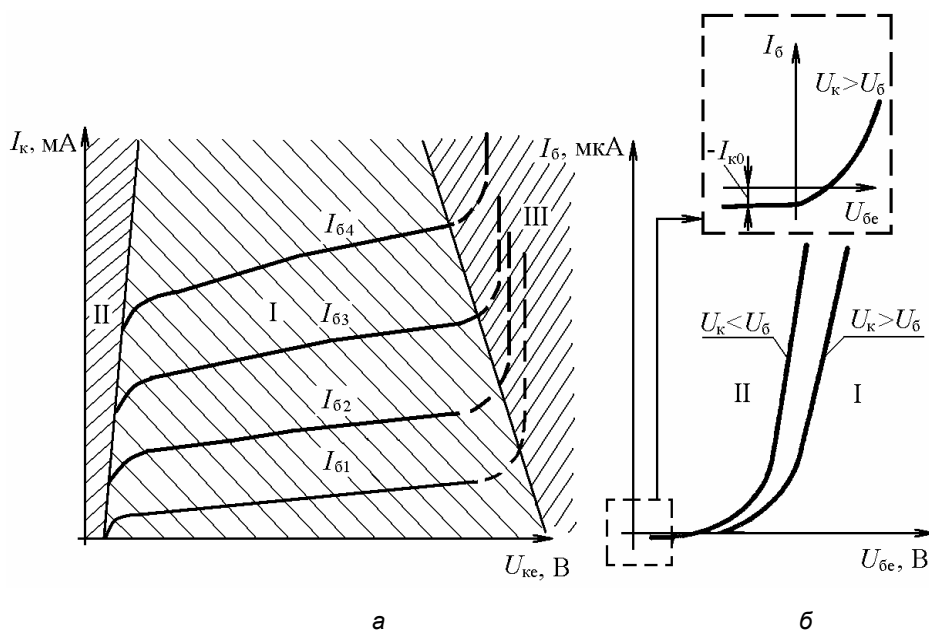


Рис. 2.18. Сім'ї вихідних (а) та вхідних (б) характеристик схеми СЕ
(I, II, III – області режимів: нормального активного, насичення і пробую колекторного переходу)

Вихідні ВАХ мають деякі відмінності. Області нормального активного режиму і режиму насичення розміщені в одному (першому) квадранті, тобто режим подвійної інжекції в схемі СЕ виникає не при від'ємних потенціалах на колекторі, як у схемі СБ, а при малих додатних потенціалах U_K . Адже у схемі СЕ на базу подається додатний потенціал, отож, колекторний перехід відкривається при $U_K \leq U_B$. У схемі СЕ, порівняно зі схемою СБ, вихідні характеристики піднімаються крутіше, струм насичення більший, а пробивна напруга менша (див.: рис. 2.19). Це пояснюють тим, що в схемі СЕ вихідна напруга U_{KE} частково прикладена до емітерного переходу, тому з підвищенням U_{KE} зростають U_{BE} , I_e та $I_K = \alpha_N I_e$.

Вхідні ВАХ мають такі головні особливості. В режимі насичень при $U_K < U_B$ базовий струм суттєво зростає, порівняно з нормальним активним режимом, оскільки в цьому випадку струм бази утворюється в результаті інжекції з двох паралельно під'єднаних переходів – емітерного та колекторного.

У нормальному активному режимі базовий струм зменшується з потенціалом бази, доходить до нуля і змінює свій напрям. Нахил ВАХ у схемі СЕ значно більший, ніж у схемі СБ. Крім того, напруга пробую транзистора у схемі СЕ менша, ніж у схемі СБ.

Вхідні та вихідні характеристики схеми СК аналогічні до характеристик схеми СЕ.

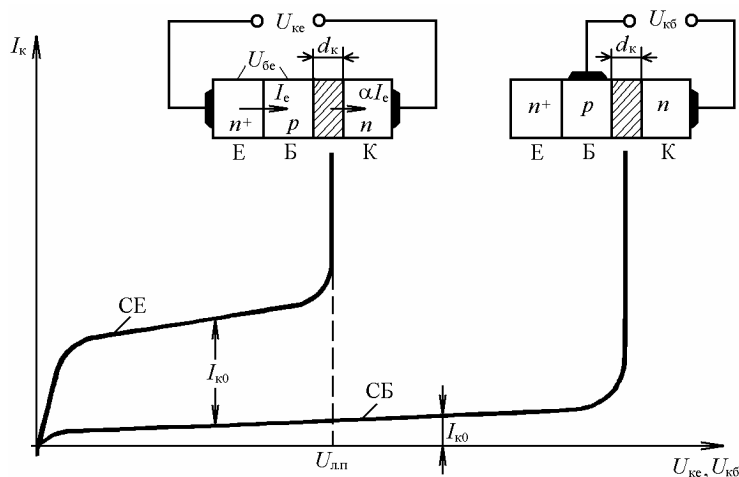


Рис. 2.19. Ілюстрація ходу вихідних характеристик, струмів насичення I_{K0} і пробивних напруг у схемах СБ і СЕ

2.2.6. Поняття робочої точки та навантажувальна характеристика. Підсилювальний каскад на біполярному транзисторі

Аналіз довільної транзисторної схеми зазвичай починають з вивчення її ВАХ. При такому аналізі головною є вихідна характеристика.

Однак, для прикладу, при роботі підсилювального приладу величини вихідної напруги і струму не залишаються незмінними, а зазнають деяких коливань за законом зміни підсилювального сигналу в певному діапазоні значень, що задається зовнішніми колами. Щодо цього у кожен момент часу на сім'ї вихідних характеристик можна вказати єдину точку, що відповідає наявному стану підсилювального приладу.

Якщо розглянути інші характеристики, то виявиться, що і на них ця точка однозначно визначена за умови, що відомі струми і напруги на вхідних і вихідних електродах.

Точку на площині вихідних (або інших) характеристик підсилювального приладу, що зв'язує задані значення напруг і струмів у ньому, називають *робочою точкою*. Зазначимо, що навіть тоді, коли немає вхідного корисного сигналу, підсилювальний каскад продовжує перебувати у деякому конкретному стані, якому відповідає повністю конкретна робоча точка, яку називають *вихідною робочою точкою*, або *робочою точкою за постійним струмом*.

У процесі впливу сигналів на вхідні електроди підсилювального приладу значення струмів і напруг у каскаді змінюються, а робоча точка займає різні по-

ложення. Лінію на площині вихідних характеристик, по якій рухається робоча точка в процесі дії сигналів, називають *лінією навантаження*, або *навантажувальною характеристикою*. В сутності – це *геометричне місце робочих точок*. За власне резисторного характеру навантаження в області лінійного підсилення навантажувальна характеристика має вигляд прямої, що збігається з ВАХ опору навантаження R_H (див.: рис. 2.20).

На рисунку 2.20 подані графіки зміни всіх струмів і напруг транзистора у схемі СЕ при гармонічному входному сигналі, побудовані за статичними характеристиками транзистора (графоаналітичний розрахунок транзисторного каскаду підсилення).

Лінія навантаження відповідає експлуатаційним параметрам транзистора в довільній області його застосування. Найтипівіше це продемонстровано у схемі підсилювального каскаду. Елементарна схема такого підсилювача зображена на рисунку 2.21.

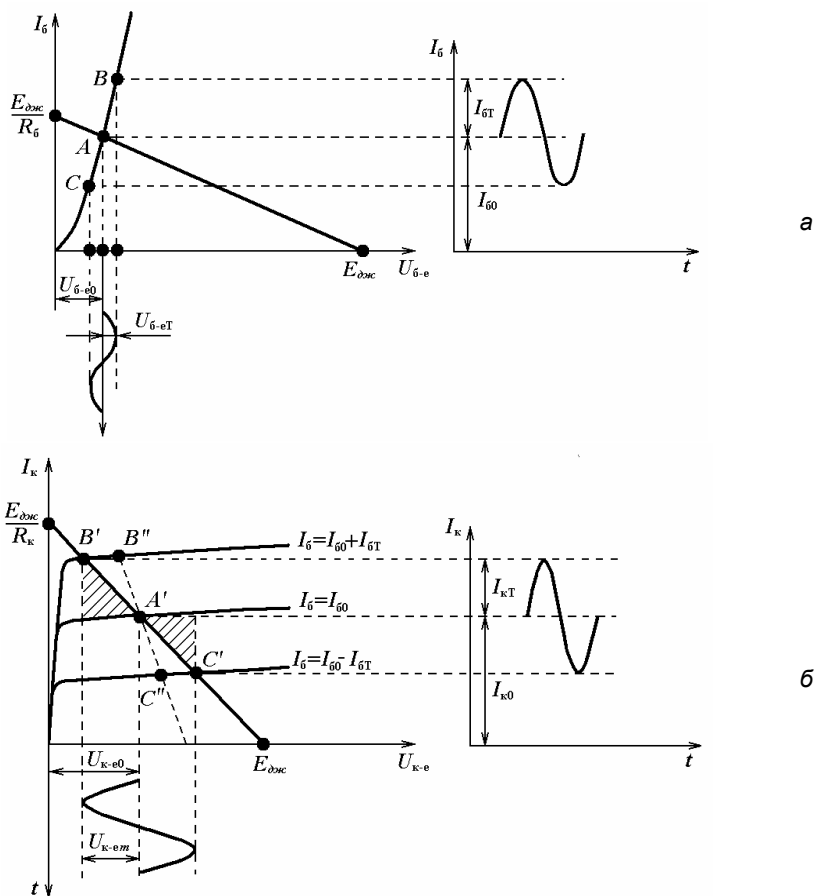


Рис. 2.20. Графічний аналіз струмів і напруг у підсилювальному каскаді схеми СЕ та його навантажувальна характеристика

Схема складається з транзистора, у колекторне коло якого під'єднано резистор R_k , а в базове – резистор R_b . Ці резистори забезпечують необхідний режим роботи транзистора за постійного струму. Підсилювальний сигнал подається на базу транзистора через конденсатор C_b . Наявність сигналу змінює напругу U_{be} і, отже, струм I_b , а також струм I_k і напругу U_{ke} . Якщо режим роботи за постійним струмом обраний правильно, то зміна напруги U_{ke} точно відображатиме зміну напруги U_{be} , проте з більшою амплітудою. Відбудеться підсилення сигналу.

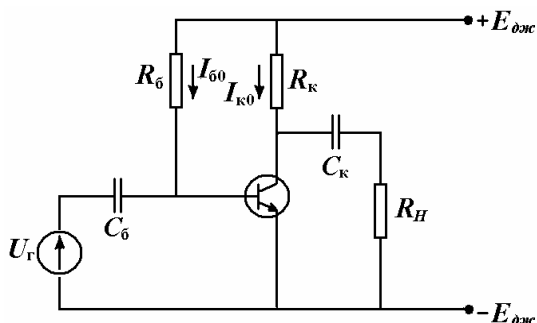


Рис. 2. 21. Схема простого підсилювача на базі транзистора при увімкненні СЕ

Для визначення параметрів схеми у таких випадках застосовують графічний аналіз, який наочно відображає процеси в режимі підсилення сигналу. На рисунку 2.20, а зображені часові діаграми струмів і напруг у базовому колі, а на рисунку 2.20, б – у колекторному. Для цього у системі $I_k = f(U_{ke})$ будують лінію навантаження колекторного кола (див.: рис. 2.20, б). Точки перетину цієї лінії з вихідними характеристиками визначають режим роботи колекторного кола при фіксованому струмі бази. **Вихідною робочою точкою** (ВРТ) слугує перетин лінії навантаження з тією вихідною характеристикою, при якій виконується умова $U_{ke0} = E_{джс}/2$ (точ. А'). У цій точці протікає струм бази $I_b = I_{b0}$.

Для отримання значення I_{b0} на залежності $I_b = f(U_{be})$ будують лінію навантаження кола бази (див.: рис. 2.20, а). З цією метою на вхідній характеристиці виділяють точку А (вихідна робоча точка базового кола, в якій $I_b = I_{b0}$). І проводять пряму лінію, що простягається через точки А та $E_{джс}$. Нахил цієї лінії визначає значення опору R_b .

Задавши режим роботи за постійним струмом, будують графіки часових залежностей струмів і напруг.

За наявності зовнішнього навантаження лінія навантаження змінює свій нахил (пунктир на рис. 2.20, б), оскільки опір для змінного струму зменшується, причому режим роботи транзистора за постійним струмом не змінюється, отож

лінія навантаження проходить через цю ж точку A' , проте перетинає вихідні характеристики, що відповідають максимуму і мінімуму струму бази, у точках B'' і C'' . Площа заштрихованих трикутників, яка визначає вихідну потужність змінного струму зменшується.

З аналізу очевидно, що підсилення електричних сигналів відбувається через перетворення потужності джерела постійного струму $P_0 = E_{\text{дж}} \cdot I_{\text{к0}}$ у потужність змінного струму $P_{\text{вих}} = U_{\text{ке.т}} \cdot I_{\text{к.т}} / 2$, що виділяється в навантаженні.

За допомогою описаних графічних побудов можна розрахувати основні параметри підсилювального каскаду, зокрема: 1) $K_U = \frac{U_{\text{вих.т}}}{U_{\text{вх.т}}}$ – коефіцієнт

підсилення за напругою; 2) $K_I = \frac{I_{\text{вих.т}}}{I_{\text{вх.т}}}$ – коефіцієнт підсилення за струмом;

3) $K_P = \frac{P_{\text{вих}}}{P_{\text{вх}}} = \frac{\frac{1}{2} U_{\text{вих.т}} \cdot I_{\text{вих.т}}}{\frac{1}{2} U_{\text{вх.т}} \cdot I_{\text{вх.т}}}$ – коефіцієнт підсилення за потужністю;

4) $R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх.т}}}{I_{\text{вх.т}}}$ – вхідний опір; 5) $R_{\text{вих}} = \frac{U_{\text{вих.х.х.}}}{I_{\text{вих.к.з.}}}$ – вихідний опір; 6) $\eta = \frac{P_{\text{вих}}}{P_0}$ –

коефіцієнт корисної дії, де $P_0 = E_{\text{дж}} \cdot I_{\text{к0}}$ – потужність, споживана від джерела живлення.

Отже, фіксування положення вихідної робочої точки транзистора за постійним струмом здійснюється зовнішніми колами зміщення. Такі кола можуть мати різну конфігурацію, яка залежить від декількох факторів: типу транзистора, схеми під'єднання, необхідності забезпечення стійкості до температурних впливів і незалежності від параметрів конкретного транзистора.

Для прикладу, у схемі СЕ розповсюджені два способи забезпечення заданого положення робочої точки за постійним струмом: схема з фіксованим струмом та схема емітерно-базової стабілізації. Зокрема, у першій схемі стабільність усіх показників каскаду за постійним струмом основана на підтриманні стійкого значення струму бази транзистора. Це досягають створенням безальтернативного кола протікання струму через резистор бази R_6 та емітерний перехід. Стабільність струму бази у такій схемі веде до стабільності струму колектора, оскільки $I_{\text{к0}} = \beta \cdot I_{\text{б0}}$, де β – статичний коефіцієнт передавання струму бази схеми СЕ.

У схемі емітерно-базової стабілізації стан вихідної робочої точки каскаду стабілізується шляхом підтримання незмінного значення напруги на переході емітер–база транзистора. Цього досягають застосуванням поділювача напруг на двох резисторах, під'єданого до бази транзистора. Струм через нього значно

перевищує всі можливі значення струму бази $I_{\text{б}0}$. Стабільність напруги $U_{\text{б}0}$, на емітерному переході автоматично стабілізує струм колектора $I_{\text{к}0}$, транзистора.

Остання схема емітерно-базової стабілізації виявляється значно зручнішою за масового виробництва, тому має значно ширше застосування.

2.2.7. Диференціальні параметри транзистора. Системи h - та y -параметрів

Диференціальні параметри встановлюють взаємозв'язок між безмежно малими приростами струмів і напруг. Незалежно від схеми під'єднання, транзистор розглядають як чотириполіусник (див. рис. 2.22), на вході якого діють напруги U_1 і струм I_2 . Незалежно від схеми під'єднання транзистора, величинам U_1 , I_1 , U_2 , I_2 відповідатимуть певні струми і напруги. Наприклад, для схеми зі СЕ $U_1 = U_{\text{б}е}$, $I_1 = I_{\text{б}}$, $U_2 = U_{\text{к}е}$, $I_2 = I_{\text{к}}$. Ці напруги і струми взаємопов'язані нелінійними функціональними залежностями, які можна описати або аналітично, як математичні рівняння, або графічно, як статичні характеристики.

Можливі шість варіантів вибору незалежних і залежних змінних для опису функціонального зв'язку струмів і напруг у чотириполіуснику. Реально найчастіше застосовують два з них: систему h -параметрів та систему y -параметрів.

Система h -параметрів. Якщо незалежними змінними вважати струм I_1 і напругу U_2 , то функціональний зв'язок струмів і напруг потрібно записати у формі $U_1 = f(I_1, U_2)$, $I_2 = f(I_1, U_2)$. Повні диференціали цих функцій набудуть вигляду:

$$dU_1 = \frac{\partial U_1}{\partial I_1} dI_1 + \frac{\partial U_1}{\partial U_2} dU_2, \quad (2.13, a)$$

$$dI_2 = \frac{\partial I_2}{\partial I_1} dI_1 + \frac{\partial I_2}{\partial U_2} dU_2. \quad (2.13, б)$$

Позначаючи часткові похідні перед незалежними змінними в (2.13, а) і (2.13, б) символами h_{11} , h_{12} , h_{21} і h_{22} , рівняння чотириполіусника можна записати так:

$$dU_1 = h_{11} dI_1 + h_{12} dU_2, \quad (2.14, a)$$

$$dI_2 = h_{21} dI_1 + h_{22} dU_2. \quad (2.14, б)$$

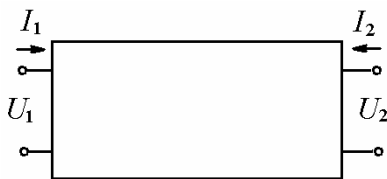


Рис. 2.22. Схематичне представлення чотириполіусника

Отримуємо зміст h -параметрів: $h_{11} = \left. \frac{dU_1}{dI_1} \right|_{dU_2=0}$ – вхідний опір транзистора;

$h_{12} = \left. \frac{dU_1}{dU_2} \right|_{dI_1=0}$ – коефіцієнт зворотного зв'язку за напругою; $h_{21} = \left. \frac{dI_2}{dI_1} \right|_{dU_2=0}$ – ди-

ференціальний коефіцієнт передавання струму; $h_{22} = \left. \frac{dI_2}{dU_2} \right|_{dI_1=0}$ – вихідна провід-

ність транзистора.

На практиці числові значення параметрів визначають за статичними характеристиками транзистора, замінюючи безмежно малі прирости струмів і напруг скінченними приростами. Параметри залежать від схеми під'єднання транзистора (третій індекс “е”, “б”, “к”) для схем зі СЕ, СБ або СК.

Приклад схеми зі СЕ. Параметри h_{11e} , h_{12e} визначають за вхідними характеристиками транзистора

Система y -параметрів. У системі y -параметрів незалежними змінними вважають U_1 і U_2 , а залежними змінними є I_1 та I_2 . У такому випадку повні диференціали функцій рівні:

$$dI_1 = \frac{\partial I_1}{\partial U_1} dU_1 + \frac{\partial I_1}{\partial U_2} dU_2; \quad (2.15, a)$$

$$dI_2 = \frac{\partial I_2}{\partial U_1} dU_1 + \frac{\partial I_2}{\partial U_2} dU_2. \quad (2.15, б)$$

Або:

$$dI_1 = y_{11} dU_1 + y_{12} dU_2; \quad (2.16, a)$$

$$dI_2 = y_{21} dU_1 + y_{22} dU_2. \quad (2.16, б)$$

Звідси зміст y -параметрів: $y_{11} = \left. \frac{dI_1}{dU_1} \right|_{dU_2=0}$ – вхідна провідність; $y_{12} = \left. \frac{dI_1}{dU_2} \right|_{dU_1=0}$

– провідність зворотного передавання; $y_{21} = \left. \frac{dI_2}{dU_1} \right|_{dU_2=0}$ – провідність у прямому

передаванні; $y_{22} = \left. \frac{dI_2}{dU_2} \right|_{dU_1=0}$ – вихідна провідність.

Числові значення y -параметрів можна визначити за характеристиками транзистора аналогічно тому, як це виконано для h -параметрів. Крім того,

у-параметри можна розглядати, знаючи значення h -параметрів. З рівнянь (2.14, а), (2.14, б) можна визначити незалежні змінні:

$$dI_1 = \frac{1}{h_{11}} dU_1 - \frac{h_{12}}{h_{11}} dU_2; \quad (2.17, а)$$

$$dI_2 = \frac{h_{21}}{h_{11}} dU_1 + \left(\frac{h_{12}h_{21}}{h_{11}} - h_{22} \right) dU_2. \quad (2.17, б)$$

Порівнюючи (2.16, а) з (2.6, а) і (2.16, б) з (2.6, б), знаходимо:

$$y_{11} = \frac{1}{h_{11}}; y_{12} = -\frac{h_{12}}{h_{11}}; y_{21} = \frac{h_{21}}{h_{11}}; y_{22} = \frac{h_{22}h_{11} - h_{21}h_{12}}{h_{11}}. \quad (2.18)$$

Зазвичай на практиці використовують саме ці рівняння для визначення системи у-параметрів.

2.2.8. Транзистори Дарлінгтона

Метою синтезу складових транзисторів є створення потужного високовольтного транзистора, призначеного для роботи в режимі перемикання, що характеризується переходом із закритого стану з високою зворотною напругою у відкритий стан з великим струмом колектора, тобто з високим коефіцієнтом підсилення по струму β (СЕ).

Значення цього коефіцієнта в дискретному транзисторі, як відомо, визначається взаємозв'язком дифузійної довжини носіїв L , що рухаються крізь базу, та шириною бази біполярного транзистора W через співвідношення

$\beta \approx \frac{2L}{W^2}$. Як відомо, оптимізація цих параметрів можлива в певних межах і лише

для транзисторів типу n - p - n . Отож, технологічне виготовлення дискретного транзистора з високим β є проблематичним.

Дарлінгтон запропонував схемотехнічне вирішення цієї проблеми, згідно з яким певним чином з'єднані два біполярні транзистори мають характеристики як один транзистор з високим коефіцієнтом передавання β емітерного струму. Таке з'єднання було назване *складовим транзистором*, або *схемою Дарлінгтона*. Схемотехнічно – це каскадне з'єднання транзисторів, під'єднаних за схемою зі спільним колектором. Наприклад, база першого транзистора T_1 з'єднана з емітером другого транзистора T_2 . Колектори обох транзисторів з'єднані між собою і цей вивід є колекторним виходом складового транзистора. База транзистора T_1 слугує базою складового транзистора, а емітер транзистора T_2 – емітером складового транзистора (див.: рис. 2.54).

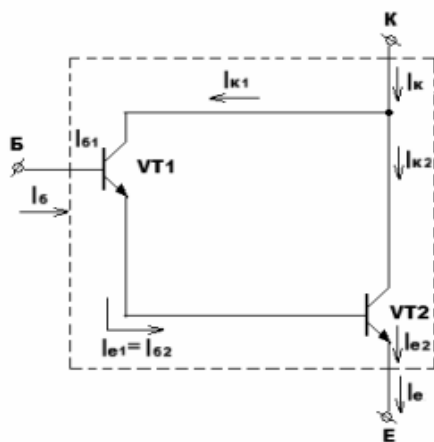


Рис. 2.23. Схема складового транзистора Дарлінгтона

Таке з'єднання транзисторів сприймають як один транзистор. Головною особливістю схеми є велике значення коефіцієнта підсилення струму бази.

З рисунка 2.23 видно, що при знехтуванні тепловими струмами струм колектора рівний $I_k = I_{k1} + I_{k2}$, де $I_{k1} = \beta_1 I_{e1}$ і $I_{k2} = \beta_2 I_{e2} = \beta_2 I_{e1}$.

Якщо врахувати, що $I_{e1} = (\beta_1 + 1) I_{b1} = (\beta_1 + 1) I_6$, то $I_k = \beta_1 I_6 + (\beta_1 + 1) \beta_2 I_6 = (\beta_1 + \beta_1 \beta_2 + \beta_2) I_6 = \beta_1 \beta_2 I_6$.

Тобто $\beta_e = \beta_1 \beta_2$ – коефіцієнт підсилення струму бази складового транзистора в активному режимі дорівнює добутку коефіцієнтів підсилення транзисторів T_1 і T_2 і може бути достатньо великим за величиною.

У запропонованій схемі транзистори функціонують з різними струмами бази ($I_{e2} > I_{e1}$), отож $\beta_1 \neq \beta_2$. Транзистор T_1 працює в мікрорежимі, тому значення β_1 невелике. На практиці для збільшення струму I_{e1} і зменшення струму I_{e2} між базою та емітером транзистора T_2 під'єднують струмовідвідний резистор, опір якого R_6 менший від вхідного опору R_{bx} транзистора T_2 , в результаті чого зростає β_1 . У цьому випадку результуючий коефіцієнт підсилення струму бази виявляється більшим, ніж без резистора R_6 .

Вхідний опір описаного транзистора можна розрахувати за:

$$R_{bx.c} = \frac{U_{bx}}{I_{b1}} = R_{bx.1} + R_{bx.2} (\beta_1 + 1).$$

Це рівняння ілюструє, що вхідний опір складового транзистора перевищує вхідні опори окремих транзисторів.

Високі значення коефіцієнта підсилення у складових транзисторах реалізуються лише в статичному режимі, тому їх широко використовують у вхідних каскадах операційних підсилювачів. У схемах на високих частотах складові

транзистори вже не володіють такими перевагами. Навпаки, їхня гранична частота підсилення за струмом і швидкодія менші, ніж аналогічні параметри в окремих транзисторах T_1 і T_2 .

Вихідний опір складового транзистора визначають за співвідношенням:

$$R_{\text{вх.с}} = \left\| \left(\frac{R_{\text{вх.1}}}{(\beta_2 + 1)} \right) \right\|.$$

Отже вихідний опір описаного транзистора менший, ніж вихідні опори окремо взятих транзисторів.

2.2.9. Ключ на біполярному транзисторі

Схемне використання біполярних транзисторів базується на їхніх властивостях, зумовлених схемою ввімкнення та типом транзистора.

Для прикладу розглянемо простий ключ на біполярному транзисторі. Він є головним функціональним елементом цифрових логічних схем. Його робота ґрунтується на здатності транзистора перемикатися з одного стійкого стану в інший, що суттєво відрізняються значеннями вихідних опорів. Типова принципова схема реалізації ключового ефекту зображена на рисунку 4.24, а. Вона містить транзистор n - p - n -типу, ввімкнений за схемою зі спільним емітером, та відповідні навантажувальні опори в колі бази ($R_{\text{б}}$) та колектора ($R_{\text{к}}$). Вхідне коло $U_{\text{Г}}$ реалізується в ланці “емітер – база”, а вихід $U_{\text{вих}}$ – “колектор–емітер”. На вхід може бути поданий низький рівень напруги U^0 або, високий U^1 .

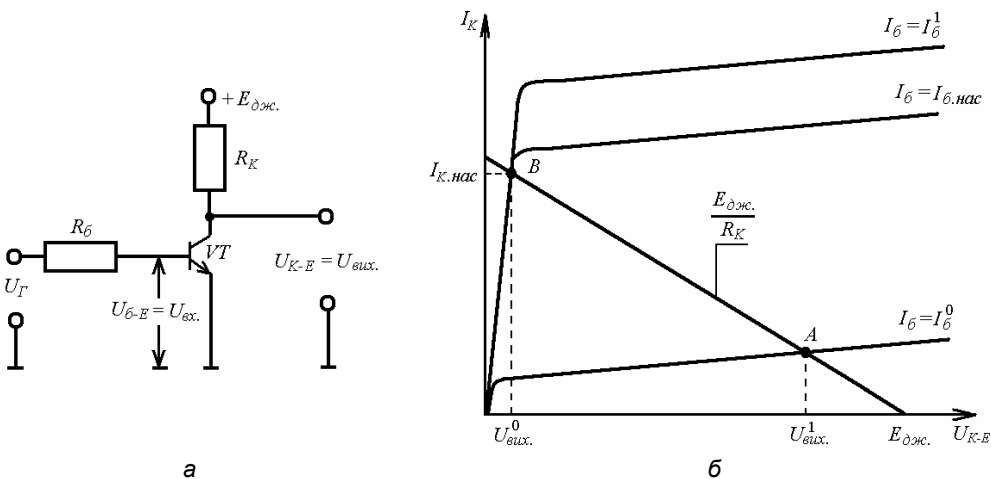


Рис. 2.24.

а – схема електронного ключа на біполярному транзисторі; б – вихідна ВАХ

На вході системи ввімкнене джерело керуючих сигналів U_{Γ} з внутрішнім опором R_{δ} , що живить базове коло транзистора струмом $I_{\delta} = U_{\Gamma} / R_{\delta}$.

Нехай напруга U_{Γ} має лише два значення: U^0 і U^1 . Струм бази, отже, також набуде значення $I_{\delta}^0 \approx 0$ і $I_{\delta}^1 \approx U_1 / R_{\delta}$. Якщо $I_{\delta} = I_{\delta}^0$, то режим роботи ключа визначають точкою A (див.: рис. 2.24, б), якщо $I_{\delta} = I_{\delta}^1$ – точкою B . Точка B розміщується в області режиму насичення транзистора. Ступінь насичення транзистора оцінюють коефіцієнтом насичення $k_{\text{нас}} = I_{\delta}' / I_{\delta, \text{нас}}$, де $I_{\delta, \text{нас}}$ – мінімальна величина струму бази, при якому транзистор переходить у режим насичення при заданій величині опору R_H .

Головною статичною характеристикою ключа є *передавальна характеристика* – залежність вихідної напруги $U_{\text{вих}} = U_{\kappa-e}$ від вхідної напруги $U_{\text{вх}} = U_{\delta-e}$. Її будують шляхом суміщення вихідних і вхідних характеристик, як це відображено на рисунку 2.25 для випадку $R_H = \infty$.

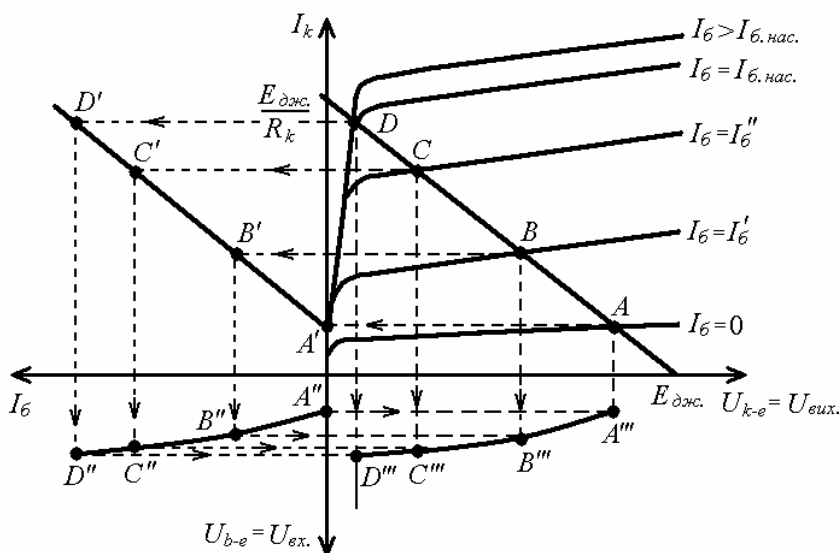


Рис. 2.25. Ілюстрація побудови передавальної характеристики ключа

Потім у системі координат $I_{\kappa} = f(U_{\kappa-e})$ необхідно провести навантажувальну лінію і точки її перетину (A, B, C, D) з вихідними характеристиками перенести в систему координат $I_{\kappa} = f(I_{\delta})$. Таким чином буде побудована управляюча характеристика. На наступному етапі точки A', B', C', D' необхідно перевести на вхідну характеристику, отримавши точки A'', B'', C'', D'' . Потім, у системі ко-

ординат $U_{\text{вих}} = f(U_{\text{б-е}})$, побудувати передавальну характеристику за точками A''', B''', C''', D''' .

Вплив зовнішнього навантаження. Важливе значення на роботу ключа має вплив зовнішнього навантаження. Якщо навантаженням є активний опір R_H (див.: рис. 4.41, а), то режим роботи у відкритому і закритому станах визначається згідно з рисунком 4.26, б. На полі вихідних характеристик транзистора необхідно побудувати ВАХ навантаження $I_H = f(U_{K-E})/R_H$. Точки її перетину з результуючими характеристиками будуть характеризувати режим роботи ключа у відкритому і закритому станах. Очевидно, що найбільш суттєво змінюється положення точки A , що й визначає рівень $U_{\text{вих}}^1$. Вплив навантаження на вихідну напругу ключа оцінюють за вихідною характеристикою $U_{\text{вих}} = f(I_H)$. У загальному випадку таких характеристик може бути дві: одна для низького рівня вихідної напруги, друга для високої.

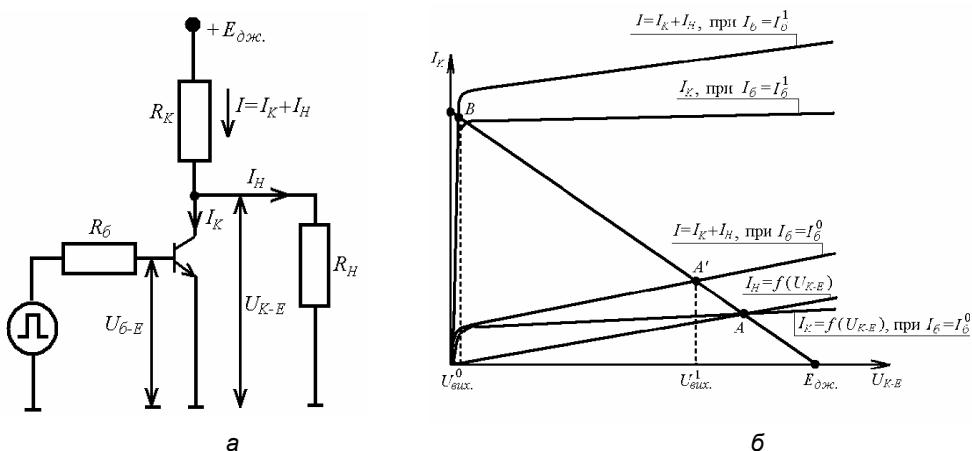


Рис. 2.26. Схема ключа з навантаження R_H (а) та визначення режиму роботи ключа з ВАХ транзистора (б)

Швидкодія ключа. Швидкодія ключів на біполярних транзисторах залежить від інерційності процесів, пов'язаних з нагромадженням та розсмоктуванням надлишкових зарядів, унаслідок чого стає неможливий миттєвий перехід транзистора з одного стану в інший. Швидкодію таких електронних ключів оцінюють за середнім часом затримання поширення сигналу: $t_{\text{зт.п.с.}} = (t^{0,1} + t^{1,0})/2$, де $t^{0,1}$ – час затримання поширення при переході вихідної напруги від $U_{\text{вих}} = U^0$ до $U_{\text{вих}} = U^1$; $t^{1,0}$ – час затримання поширення при переході вихідної напруги від $U_{\text{вих}} = U^1$ до $U_{\text{вих}} = U^0$.

Затримання $t^{0,1}$ і $t^{1,0}$ ураховують порівно, що відповідає рівням перепаду $U_{\text{Л}} = (U^1 + U^0)/2$. Підвищення швидкодії електронних ключів досягають шляхом зменшення часу життя нерівноважних носіїв заряду, що відбувається при введенні в базу транзистора домішки золота. Більш ефективним методом підвищення швидкодії є шунтування колекторного переходу діодом Шоткі.

Завадостійкість ключа. Крім керуючого сигналу, на вході ключа може виникнути напруга завади, яка або підвищує, або понижує вхідну напругу. Якщо на вході діє напруга U^0 , то небезпечними є перешкоди, що мають додатну полярність. Якщо на вході діє напруга U^1 , то небезпечними є завади, що мають від'ємну полярність. Завадостійкість прийнято оцінювати максимально допустимими величинами напруг відкриваючої і закриваючої завад $U_3^0 = U_{\text{пор}}^0 - U^0$ і $U_3^1 = U^1 - U_{\text{пор}}^1$. Ці напруги зображені на рисунку 2.27.

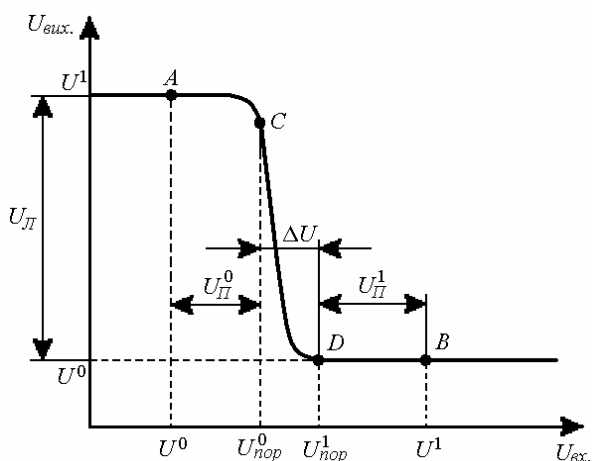


Рис. 2.27. Передавальна характеристика, що ілюструє величини завадостійкості

Порогові напруги $U_{\text{пор}}^0$ і $U_{\text{пор}}^1$ визначають за точками C і D, в яких виконується умова $dU_{\text{вих.}}/dU_{\text{вх.}} = 1$. Ці точки називають *точками одиничного підсилення*. Щоб оцінити завадостійкість, може бути використаний т. зв. коефіцієнт завдостійкості $K_3^0 = U_n^0/U_0$ і $K_3^1 = U_n^1/U_{\text{Л}}$, де $U_{\text{Л}} = U^1 - U^0$. Для підвищення завадостійкості необхідно зменшувати ширину області перемикання, рівну різниці $U_{\text{пор}}^1$ і $U_{\text{пор}}^0$, та збільшувати розмах сигналу $U_{\text{Л}}$. В ідеальному випадку виконуються умови $U_{\text{пор}}^0 = U_{\text{пор}}^1$, $U^0 = 0$, $U^1 = E_{\text{дж.т.}}$, тоді $K_3^0 = K_3^1 = 0,5$.

2.2.10. Використання біполярних транзисторів для побудови температурних сенсорів . Комірка Брока (Brokaw Cell)

Використовуючи температурну залежність спаду напруги на прямо зміщеному p - n переході база–емітер транзистора, яка описується рівнянням:

$$U_{BE} = (kT/q) \ln(1/I_S), \quad (2.19)$$

де I – струм через p - n перехід, I_S – зворотний струм насичення, можна створювати температурні сенсори. Однак безпосереднє застосування формули (2.19) для точного вимірювання температури неможливе внаслідок двох причин: по-перше, є значний розкид “початкового” прямого спаду напруги на переході, зумовлений особливостями технології виготовлення; по-друге, суттєвий вклад у значення $U_{BE}(T)$ температурної залежності I_S .

Для виключення даних ефектів визначення температури проводять по вимірюванні різниці напруг ΔU_{BE} двох p - n переходів, а точніше, напруг база–емітер двох інтегральних транзисторів з різною густиною струмів емітера. Для цього використовують транзистори з різними площами емітерних переходів або набір однакових транзисторів, з’єднаних паралельно.

Зокрема, якщо взяти N транзисторів, ідентичних першому (див.: рис. 2.28) і припустити, що I_C – загальний струм колектора, порівну розподілений між всіма транзисторами, то нове значення напруги база–емітер визначатиметься співвідношенням:

$$U_N = kT/q \ln(I_C/NI_S).$$

Жодна з цих ланок не використовується в ролі самостійного сенсора через сильну температурну залежність струму I_S . Однак різниця напруг ΔU_{BE} одного транзистора Q_1 і транзистора Q_2 , утвореного N паралельно з’єднаними такими ж транзисторами, при рівних струмах колектора пропорційна величині абсолютної температури і не залежить від I_S :

$$\begin{aligned} \Delta U_{BE} = U_{BE} - U_N &= \frac{kT}{q} \left[\ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) - \ln\left(\frac{I_C}{NI_S}\right) \right], \\ \Delta U_{BE} = U_{BE} - U_N &= \frac{kT}{q} \ln \left[\frac{\left(\frac{I_C}{I_S}\right)}{\left(\frac{I_C}{NI_S}\right)} \right] = \frac{kT}{q} \ln(N). \end{aligned} \quad (2.20)$$

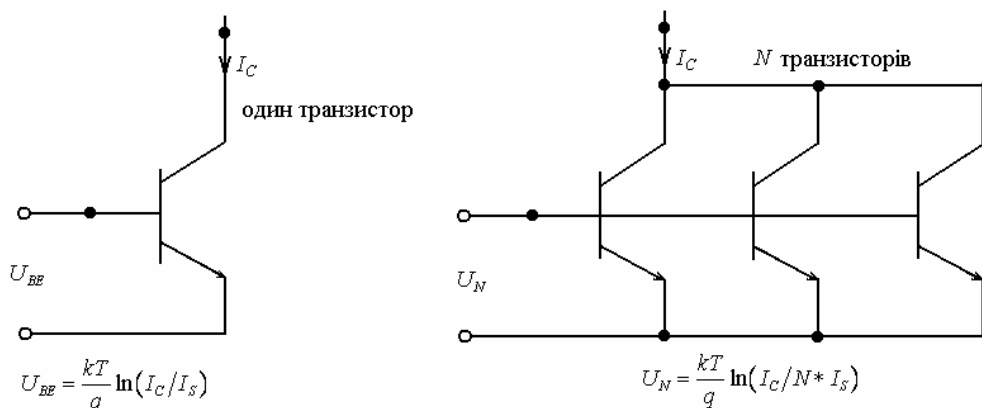


Рис. 2.28. Схеми з'єднань біполярних транзисторів та основні співвідношення для біполярних термосенсорів

Електричне коло, яке описується приведеними співвідношеннями, відоме як комірка Брока (Brokaw Cell) (див.: рис. 2.29).

У схемі напруга $\Delta U_{BE} = U_{BE} - U_N$ прикладена до резистора $R2$. Струм емітера транзистора $Q2$ рівний $\Delta U_{BE} / R2$. Приблизно цій же величині дорівнює і колекторний струм I_2 розглядуваного транзистора. Протікаючи через резистор R , він створює на ньому спад напруги, рівний $\Delta U_{BE} \cdot R / R2$. Отже, напруга на інвертуючому виході ОП рівна $U_{inv} = U_{1N} - \Delta U_{BE} \cdot R / R2$. Напруга на неінвертуючому виході рівна цій же величині з точністю до десятків мкВ. Оскільки в колекторі $Q1$ встановлено резистор, що має таке ж значення номіналу R , то струми I_1 та I_2 є рівними. Сумується їхнє проходження на резисторі $R1$. Спад напруги на ньому пропорційний абсолютній температурі (PTAT) і задається функцією:

$$U_{PTAT} = \frac{2R1(U_{BE} - U_N)}{R2} = 2 \frac{R1}{R2} \frac{kT}{q} \ln(N).$$

Опорна напруга, що виробляється коміркою $U_{BANDGAP}$, знімається з бази $Q1$, вона є сумою $U_{BE}(Q1)$ і U_{PTAT} . Як і U_{PTAT} , $U_{BE}(Q1)$ також лінійно залежить від абсолютної температури, але з її ростом спадає (називається комплементарна до абсолютної температури СТАТ). Сума U_{PTAT} і U_{STAT} при певних значеннях відношення $R1/R2$ і N є незалежною від температури.

Схема реалізована при побудові описаної комірки Брока, може бути використана як базова для різних інтегральних температурних сенсорів, які формують на виході температурнозалежні струми або напруги.

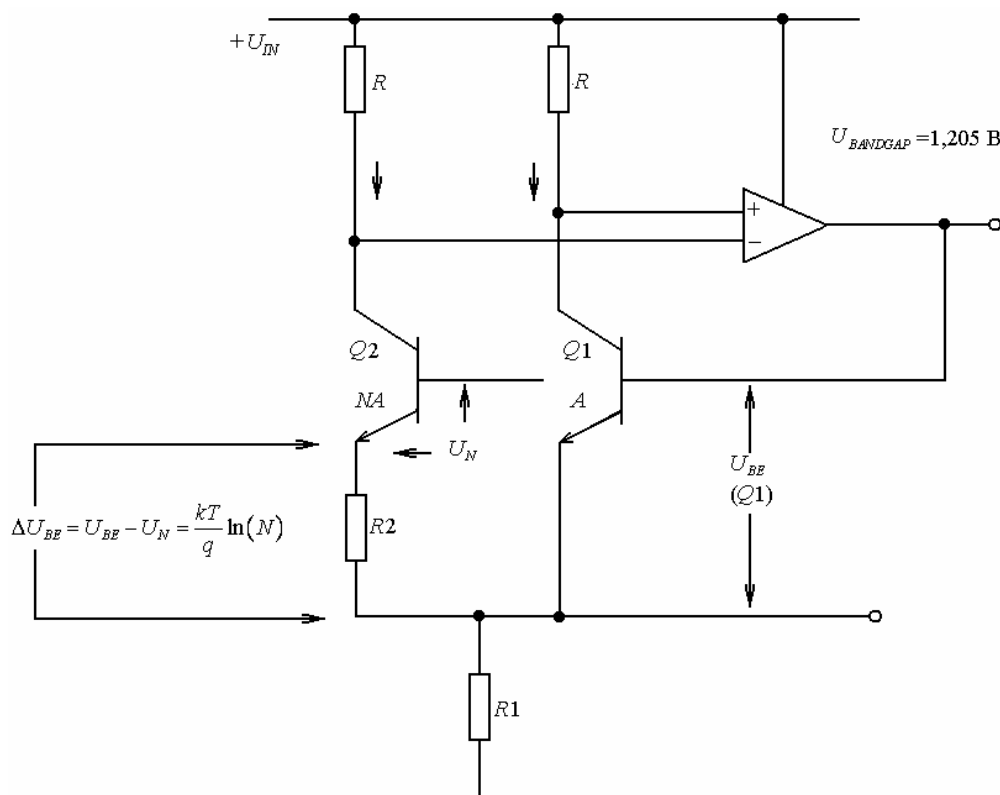


Рис. 2.29. Класичний температурний сенсор (комірка Брока)

2.2.11. Генератори стабільного струму

Генератори стабільного струму (ГСС) застосовують для живлення підсилювальних каскадів стабільним струмом, незалежним від навантаження та температури. Найпростіший генератор СС складається з джерела живлення $E_{дж}$ та послідовно під'єданого до нього резистора R , опір якого у багато разів перевищує опір навантаження R_H (див.рис.: 2.30, а).

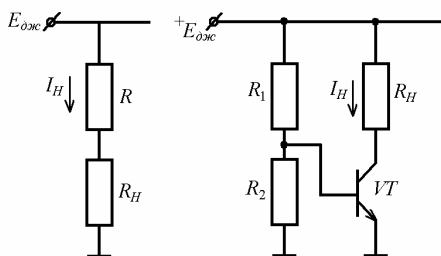


Рис. 2.30. Схема найпростішого ГСС (а) та використання струмозадаючого транзистора (б)

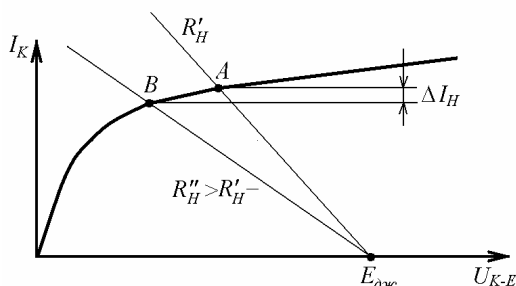


Рис. 2.31. Визначення струму навантаження в схемі (б)

Струм, який протікає через опір навантаження:

$$I_H = E_{джс} / (R_H + R) \approx E_{джс} / R. \quad (2.21)$$

Диференціюючи (4.1) отримаємо:

$$\Delta I_H / I_H = \Delta R_H / R \quad (2.22)$$

Отже, збільшуючи R , можна зменшити зміну струму навантаження ΔI_H до необхідної величини. Однак застосування подібної схеми недоцільне, оскільки велика кількість потужності від джерела живлення використовується на нагрівання струмозадаючого резистора R .

Більш раціональним є використання замість струмозадаючого резистора R струмозадаючого транзистора VT (див.:рис. 2.31). Тут струм навантаження I_H визначають за перетином навантажувальної лінії з вихідною характеристикою транзистора. Якщо опір навантаження рівний R'_H , то струм навантаження визначають за точкою А; якщо ж опір навантаження збільшується до R''_H , то струм навантаження визначають за точкою В. Відносна зміна струму в цьому випадку буде рівна:

$$\Delta I_H / I_H = \Delta R_H h_{22E}.$$

Найбільш широке використання отримав ГСС, названий “відбивачем”, або “дзеркалом” струму (див.: рис. 2.32).

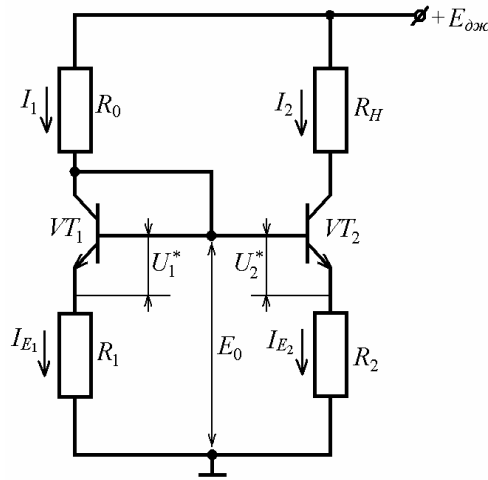


Рис.2.32. ГСС типу "дзеркало" струму

У цій схемі навантаження вмикається у коло колектора струмозадаючого резистора VT_2 , режим роботи якого задається нелінійним подільником напруги, що складається з транзистора VT_1 (у діодному режимі) і резисторів R_0 і R_1 . Нехтуючи струмом бази, можна вважати, що $I_{E1} \approx I_1$ і $I_{E2} \approx I_2$. Бази транзисторів з'єднані разом та володіють однаковим потенціалом, рівним E_0 . Для лівої гілки $E_0 = I_1 R_1 + U_1^*$, для правої $E_0 = I_2 R_2 + U_2^*$. Отже, $I_1 R_1 + U_1^* = I_2 R_2 + U_2^*$.

Тут U_1^* і U_2^* – прямі напруги на емітерних переходах VT_1 і VT_2 . Транзистори створюють в єдиному технологічному процесі, тому $U_1^* = U_2^*$, тобто $I_1 R_1 = I_2 R_2$.

Звідки отримаємо: $I_2 = I_1 \frac{R_1}{R_2}$.

Отже, струм I_2 пропорційним струму I_1 , тобто струм I_2 дзеркально відображає струм I_1 . Якщо $R_2 = R_1$, то $I_2 = I_1$, якщо $R_1 > R_2$, то $I_2 > I_1$ та навпаки. Змінюючи R_1 і R_2 , можна встановлювати необхідну величину стабільного струму. За $R_1 \ll R_0$ струм у лівій гілці $I_1 \approx (E_{ож} / R_0)$. Цей струм слабо залежить від температури, тому струм I_2 , що живить навантаження, яким є підсилювальний каскад, практично не залежить від температури.

2.2.12. Схеми зсуву потенціалу

Особливостями АІМС є те, що напруга з виходу попереднього каскаду передається на вхід наступного без розділювальних конденсаторів. Водночас на вхід наступного каскаду надходять одночасно змінна та постійна напруги. З метою отримання необхідного режиму роботи наступного каскаду за постійним

струмом, необхідно зазвичай знизити постійну напругу. Цього досягають за допомогою схеми зсуву потенціалу. Типові схеми з такою функцією, що реалізуються в АІМС зображені на рисунку 2.33.

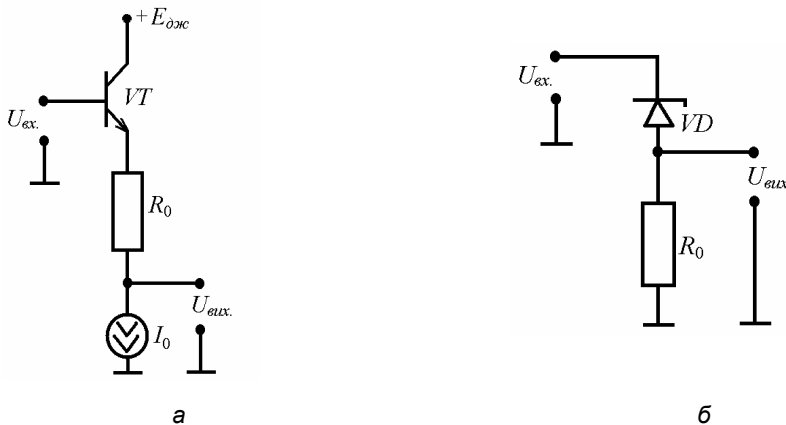


Рис. 2.33. Схеми зсуву потенціалу на біполярному транзисторі (а) та стабілітроні (б)

Схема “а” містить транзистор ГСС I_0 та резистор R_0 . На вході схеми діють напруги $U_{ex} = U_{ex.0} + U_{ex.m} \sin \omega t$, на виході – $U_{vix} = U_{vix.0} + U_{vix.m} \sin \omega t$. Постійну напругу на виході схеми визначають за співвідношенням: $U_{vix.0} = U_{ex.0} - I_0 R_0$.

Змінюючи R_0 , отримують необхідну постійну напругу $U_{vix.0}$, що визначає режим роботи чергового каскаду. Змінна напруга на виході схеми рівна:

$$U_{vix.m} = U_{ex.m} \frac{R_i}{R_i + R_0}.$$

Тут $U_{ex.m}$ і $U_{vix.m}$ – амплітуди вхідної і вихідної напруг; R_i – внутрішній опір ГСС за змінним струмом. Оскільки $R_i \gg R_0$, напруга $U_{vix.m} \approx U_{ex.m}$.

Для виконання функції зсуву потенціалів в АІМС застосовують також схему, зображену на рисунку 2.33, б. Вона містить стабілітрон з низьким диференціальним опором та резистор R_0 . Для цієї схеми справедливі співвідношення:

$$U_{vix} = U_{ex} - U_{стаб.}$$

$$U_{vix.m} = U_{ex.m} \frac{R_0}{R_i + R_0}.$$

За умови $R_i \ll R_0$ виконується: $U_{vix.m} \approx U_{ex.m}$.

2.2.13. Підсилювальні каскади з динамічним навантаженням

Відомо, що коефіцієнт підсилення каскаду на біполярному транзисторі пропорційний опорі навантаження R_H :

$$K_U = -(h_{21E}/h_{11E})R_H.$$

Однак збільшення R_H змінює режим роботи транзистора за постійним струмом, тому можливості збільшення опору дуже обмежені. Зазвичай величину R_H вибирають так, щоб постійна напруга U_{K-E0} , була рівна 1/2 від напруги джерела живлення $E_{дж}$. Разом з тим виконується умова: $R_H = (E_{дж} - U_{K-E0})/I_{K0}$.

Тут $I_{K0} = \alpha I_{E0}$ – постійна складова струму колектора. Враховуючи, що постійну складову струму емітера визначають за співвідношенням $I_{E0} = U_T / \tau_E$, де τ_E – опір емітерного переходу, отримаємо:

$$R_H = E_{дж} \tau_E / 2\alpha U_T.$$

Ураховуючи, що $K_U = -\alpha R_H / \tau_E$, матимемо коефіцієнт підсилення:

$$K_U = -E_{дж} / U_T.$$

За $E_{дж} = 10\text{В}$ і $U_T = 0,026\text{В}$ – $K_U \cong 200$.

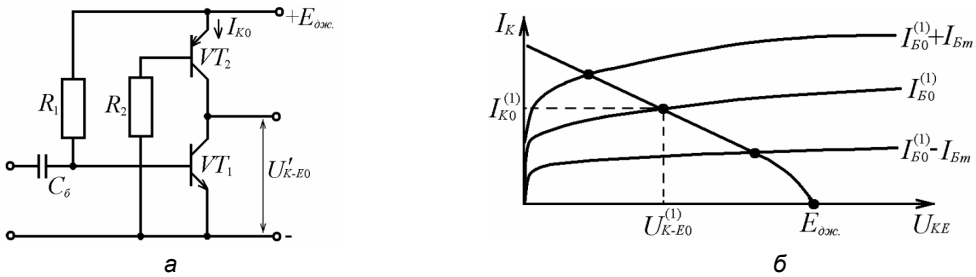


Рис. 2.34. Схема підсилювального каскаду з навантажувальним транзистором в колі колектора (а); вибір режиму роботи основного транзистора за постійним струмом з використанням вихідних характеристик транзисторів VT_1 та VT_2 (б)

Підвищити коефіцієнт підсилення каскаду можна, включивши в коло колектора елемент, що володіє малим опором за постійним струмом і великим – за змінним. Таку властивість має транзистор, опір якого постійному струму в активному режимі роботи рівний $R_{K0} = U_{K-E0} / I_{K0}$, а опір змінному струму – $R_{K-} = \Delta U_{K-E} / \Delta I_K$. Схема підсилювального каскаду, в якому в коло колектора ввімкнений навантажувальний транзистор $p-n-p$ -типу, зображена на рисунку 2.34, а.

Режим роботи основного транзистора за постійним струмом визначають шляхом побудови на полі вихідних характеристик активного транзистора вихідної характеристики навантажувального транзистора (див.: рис. 2.34, б), перетин якої з вихідною характеристикою, що відповідає струму $I_{B0}^{(1)}$, задає значення постійного струму $I_{K0}^{(1)}$, і постійної напруги $U_{K-E0}^{(1)}$.

Коефіцієнт підсилення в цьому випадку рівний:

$$K_u = -h_{21E}^{(1)} / h_{11E}^{(1)} h_{22E}^{(2)}.$$

Застосування динамічного навантаження дає змогу збільшити коефіцієнт підсилення напруги приблизно на один порядок.

2.2.14. Каскадні схеми

Каскадні схеми відрізняються від звичайних підсилювальних схем тим, що підсилювальні каскади в них увімкнені послідовно за постійним струмом. Най-більш поширена комбінація, в якій перший каскад увімкнений за схемою зі СЕ, а другий – за схемою СБ (див.:рис. 2.35).

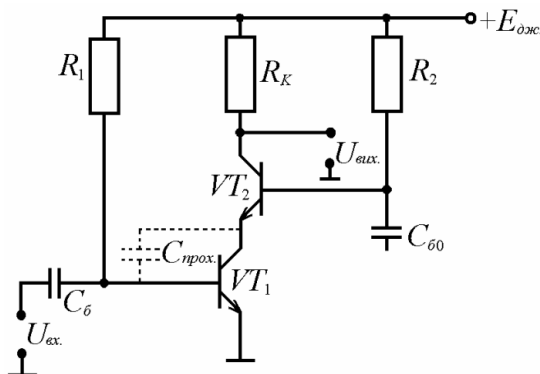


Рис. 2.35. Каскадна схема з комбінацією увімкнення каскадів за схемою зі СЕ та СБ

Навантаженням першого каскаду є вхідний опір другого, рівний h_{11B} , тому:

$$K_U^{(1)} = \frac{h_{21E}}{h_{11E}} h_{11B} = \frac{h_{21E}}{h_{11E}} \frac{h_{11E}}{h_{21E} + 1} = -\frac{h_{21E}}{h_{21E} + 1} < 1.$$

Тобто перший каскад не дає підсилення за напругою, тому вхідна ємність розглядуваної каскадної схеми, яку визначають за співвідношенням $C_{вх.екв.} = C_{бч} + (K_U + 1)C_{прох.}$, зростає незначно.

Другий каскад, увімкнений за схемою СБ, підсилює:

$$K_U^{(2)} = \frac{h_{21E}}{h_{11E}} R_K = \frac{h_{21E} / (h_{21E} + 1)}{h_{11E} / (h_{21E} + 1)} R_K = \frac{h_{21E}}{h_{11E}} R_K.$$

Результуючий коефіцієнт підсилення:

$$K_U = K_U^{(1)} K_U^{(2)} = -\frac{-h_{21E}^2}{(h_{21E} + 1) h_{11E}} R_K \approx -\frac{h_{21E}}{h_{11E}} R_K.$$

Отже, каскадна схема так само підсилює, як і звичайний каскад за схемою СЕ, але водночас вхідна ємність каскаду не зростає.

2.2.15. Вихідні каскади

Каскади цього типу працюють переважно на низькоомне навантаження, тому в ролі вихідних каскадів зазвичай використовують емітерні повторювачі (схема СК), які володіють низьким вихідним опором. Вихідні каскади, забезпечуючи необхідну потужність у зовнішньому навантаженні, мають володіти високим к.к.д., що досягається шляхом застосування двотактних схем (див: рис. 2.36, а).

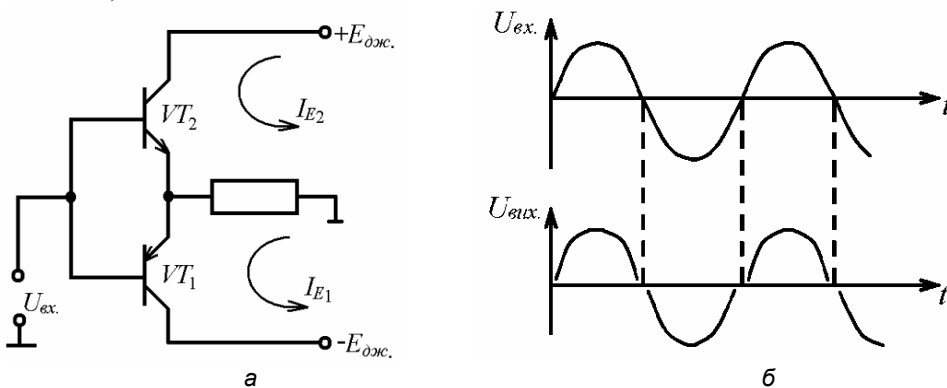


Рис. 2.36. Двотактна схема вихідного каскаду (а); вхідна та вихідна напруги (б)

У цьому випадку через транзистор VT_2 проходить струм у додатні півперіоди вхідної напруги, а через транзистор VT_1 – від’ємні. Внаслідок того, що помітний струм транзистора проявляється при $U_{вх} > 0,7$ В, струм через навантаження впродовж деяких проміжків часу не проходить, тому вихідна напруга при проходженні через нуль має сходитки (див: рис. 2.36, б), тобто вихідна напруга не повторює вхідну.

Цей недолік усувають шляхом увімкнення між базами транзисторів змішувальних діодів (див: рис. 2.37, а), зсуваючи управляючі характеристики

транзисторів на 0,7 В. У результаті залежність $I_{вих} = f(U_{вх})$ отримують лінійною (див.:рис. 2.37, б).

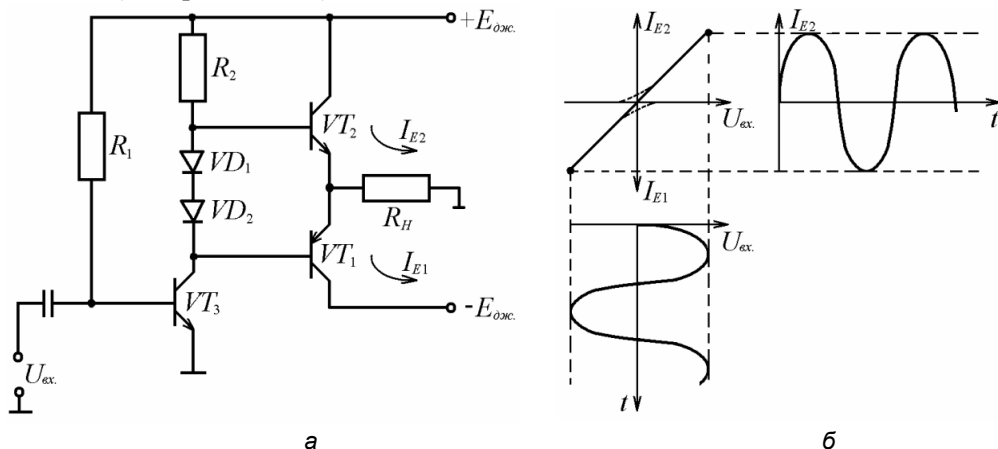


Рис. 2.37. Вихідні каскади зі зміщувальними діодами (а); залежність для каскаду $U_{вих} = f(U_{вх})$ (б)

Підвищення к.к.д. двотактної схеми зумовлене тим, що при $U_{вх} = 0$ струм від джерела живлення не є необхідним. Якщо ж на базу транзистора подана синусоїдальна напруга, то струм крізь транзистор протікає лише впродовж половини періоду. Разом з тим імпульси струму амплітудою I_{Em} можна розкласти в ряд Фур'є. У припущенні $U_{вх} = E_{джс}$ розраховують потужність, яка виділяється у навантаженні:

$$P_{вих.} = \frac{1}{2} U_{вих.т} \cdot I_{Em} = \frac{1}{2} E_{джс} \cdot I_{Em}.$$

Розкладання імпульсів струму в ряд Фур'є дає змогу визначити постійну складову струму, що споживається від джерела: $I = \frac{1}{\pi} I_{Em}$.

Оскільки в схемі працюють два транзистори, споживаний струм необхідно подвоїти. Отож, від джерела споживається потужність:

$$P_0 = 2I E_{джс} = \frac{2}{\pi} I_{Em} E_{джс}.$$

Зважаючи на сказане, к.к.д. двотактної схеми: $\eta = \frac{P_{вих}}{P_0} = \frac{\pi}{4}$, тобто рівний 78%.

Транзистори типів $n-p-n$ та $p-n-p$, що становлять собою двотактну схему, мають володіти однаковими параметрами.

2.2.16. Диференціальні каскади

Диференціальний каскад (ДК) за своєю сутністю є мостовою схемою, в плечах якої ввімкнені ідентичні елементи (див.: рис. 2.38).

В АІМС унаслідок того, що всі елементи створені в єдиному технологічному процесі, забезпечується практична ідентичність резисторів і транзисторів. ДК живиться від двополярного джерела живлення $E_{\text{одж}}$ з заземленою середньою точкою, що дає змогу подавати сигнали безпосередньо на бази транзисторів. Якщо входи транзисторів заземлені, то струми транзисторів однакові, і внаслідок ідентичності резисторів R_{K1} і R_{K2} напруга на диференціальному виході $U_{\text{вих.д}}$ між колекторами дорівнюватиме нулю. Якщо на входи схеми подані сигнали однакові за величиною і фазою (синфазні), то струми обох транзисторів будуть змінюватися на однакову величину. Так само будуть змінюватися напруги $U_{\text{вх.1}}$ і $U_{\text{вх.2}}$, а напруга $U_{\text{вих.д}}$ і далі буде зберігатися рівною нулю. Якщо на входи схеми подані однакові за величиною, але зсунуті за фазою на 180° , сигнали (диференціальні), то зростання струму в одному плечі буде супроводжуватися зменшенням струму в протилежному, внаслідок чого виникне напруга на диференціальному виході.

Отже, схема в ідеальному випадку реагує на диференціальний сигнал і не реагує на синфазний. Зміна температури, паразитні наведення, флуктуації параметрів транзисторів можна розглядати як синфазні входні впливи. Отже, ДК володіє дуже високою стійкістю роботи і малочутливий до перешкод.

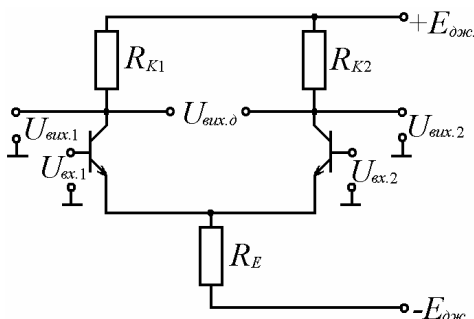


Рис. 2.38. Диференціальний каскад, виконаний за мостовою схемою

2.3. Польова електроніка

2.3.1. Польові транзистори: управління струмом та класифікація

Польовим, або **уніполярним**, **транзистором** називають трьохелектродний напівпровідниковий прилад, в якому струм створюють основні носії заряду під дією поздовжнього електричного поля, а управління величиною струму відбувається поперечним електричним полем, створеним напругою керуючого електрода. Обидві назви цих транзисторів доволі точно відображають їхні головні особливості: проходження струму в каналі зумовлене тільки одним типом зарядів, а управління струмом каналу здійснюється за допомогою електричного поля.

Усі польові транзистори за своїми конструктивними особливостями можна розділити на дві групи:

1) *польові транзистори з керованими p - n переходами* – (*Junction Field Effect Transistor*) (JFET), в яких ізоляція каналу від джерела керуючої напруги забезпечується p - n -переходом, зміщеним у зворотному напрямку (канальні, або уніполярні транзистори);

2) *польові транзистори з ізольованим затвором* – (*Metal—Oxide (Insulator)—Semiconductor Field Effect Transistor*) (MOSFET, MISFET), де ізоляція забезпечується діелектричними властивостями двоокису кремнію (найчастіше), що відділяє канал струму від електрода затвора (МДН- або МОН-транзистори). Відомі два різновиди таких транзисторів:

- а) з вбудованим (створеним технологічно) каналом;
- б) з індукованим (зовнішнім полем) каналом інверсного типу.

2.3.2. Будова, фізичні основи роботи та характеристики польового транзистора з керованим p - n -переходом

Польовий транзистор з керованим p - n -переходом (ПТКП) – це польовий транзистор, керування потоком основних носіїв у якому відбувається за допомогою електронно-діркового переходу, зміщеного в зворотному напрямку. Таким електричним переходом, за допомогою якого відбувається керування потоком основних носіїв заряду в польовому транзисторі, може бути p - n -перехід, гетероперехід або випрямляючий перехід Шоткі. Польові транзистори з керованим гетеропереходом виготовляють здебільшого методом епітаксії сполук типу $A^{III}B^V$ на кристали арсеніду галію. Однак найпоширеніші сьогодні польові транзистори з керованим p - n -переходом у кристалах кремнію. Отож, розглянемо польові транзистори з керованим p - n -переходом.

Структура і принцип дії. Принцип роботи *польового транзистора з керованим переходом* ґрунтується на модуляції площі поперечного перерізу, а, отже, й опору провідного каналу в об'ємі напівпровідника під дією ефекту поля.

Транзистор цього типу складається з напівпровідникового кристала, що володіє омичними контактами на кінцях, і p - n -переходу на боковій грані (див.: рис. 2.39). Цей p - n -перехід називають *затвором*, він електрично зміщений у зворотному напрямку. Оскільки p - n -перехід несиметричний ($p_p > n_n$), область його об'ємного заряду розміщена здебільшого в n -напівпровіднику. Струм між омичними контактами протікає по каналу, що залишається між областю об'ємного заряду p - n -переходу і протилежною гранню бруска. Електрод польового транзистора, через який у провідний канал входять носії заряду, називають *витоком* (В), а електрод, через який з каналу виходять носії заряду, називають *стоком* (С). Електрод польового транзистора, через який подають

підсилювальний сигнал і за допомогою якого управляють потоком носіїв, називають *затвором* (3).

Зі зміною зворотної напруги на керуючому p - n -переході змінюється ширина області збідненого просторового шару, а, отже, й поперечний переріз області, в межах якої проходить керований потік головних носіїв заряду. Область напівпровідника, в якій потік головних носіїв заряду керований таким способом, називають *провідним каналом*. У зв'язку з незначною величиною зовнішніх струмів, потужність, необхідна для керування струмом стоку (споживається від джерела сигналу в колі затвор), виявляється надзвичайно малою. Тому польовий транзистор може підсилити електричні сигнали як за потужністю, так і за струмом і напругою.

Провідний канал може мати електропровідність як n -, так і p -типу, тому розрізняють польові транзистори з n - та p -каналами. Всі полярності напруг зміщення, що подаються на електроди польових транзисторів з n - та p -каналами, протилежні.

Керування струмом стоку, тобто струмом від зовнішнього щодо потужного джерела живлення в колі навантаження, відбувається зі зміною зовнішньої напруги на p - n -переході затвора (або на двох p - n -переходах одночасно).

Від біполярного транзистора, польовий транзистор відрізняється, по-перше, принципом дії: в біполярному транзисторі керування вихідним сигналом здійснюється вхідним струмом, а в польовому транзисторі – вхідною напругою або електричним полем. По-друге, польові транзистори мають значно більший вхідний опір, що пов'язано зі зворотним зміщенням p - n -переходу затвора. По-третє, польові транзистори можуть мати низький рівень шуму (передусім на низьких частотах), оскільки в польових транзисторах не використовують явище інжекції неосновних носіїв заряду, а канал польового транзистора, відокремлений від поверхні напівпровідникового кристала. Процеси рекомбінації носіїв у p - n -переході і в базі біполярного транзистора, а також генераційно-рекомбінаційні процеси на поверхні кристала напівпровідника супроводжуються виникненням низькочастотних шумів.

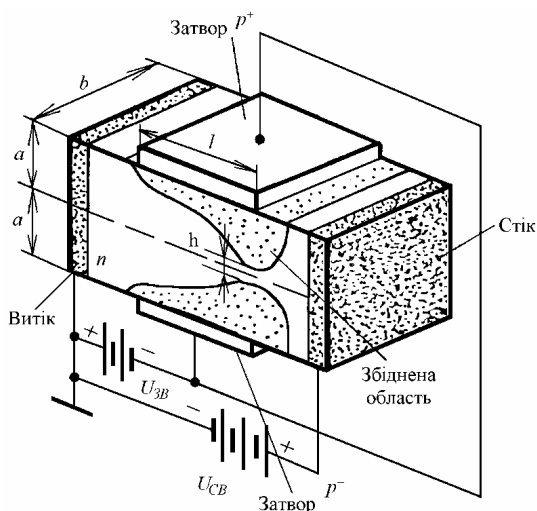


Рис. 2.39. Схематичне зображення польового транзистора з керованим p - n -переходом

Найважливішими характеристиками для польових транзисторів цього типу є сім'я вихідних статичних характеристик та сім'я характеристик передавання (вхідних). Вихідні статичні характеристики відображають залежність струму стоку від напруги стоку щодо витоку при різних значеннях напруги на затворі, тобто $I_C = f(U_{BC})|_{U_3}$. На рисунку 2.40, а зображена сім'я вихідних характеристик за деякого значення $U_{CB}=U_{C0}$.

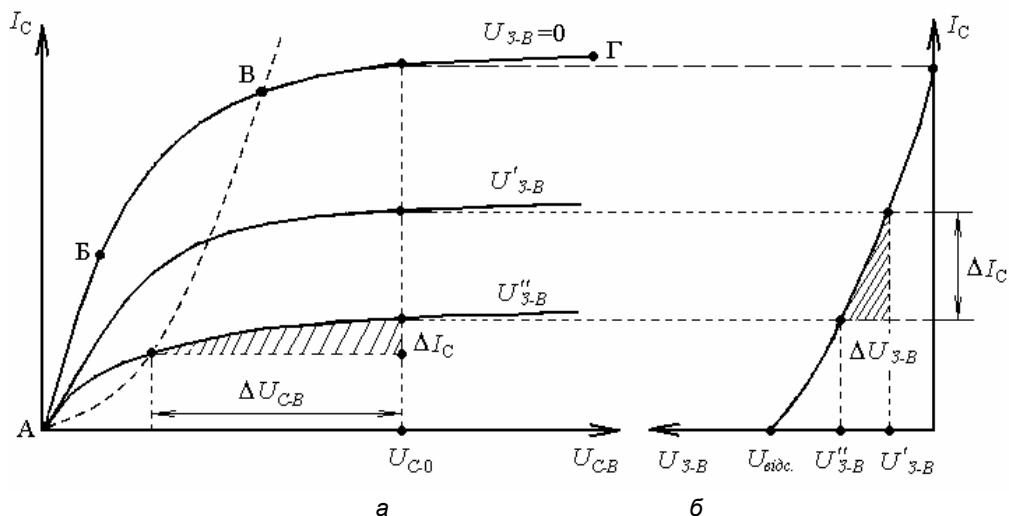


Рис. 2.40. Сім'я вихідних статичних характеристик (а) та перехідна (б) вольт-амперна характеристики ПТКП

Перша частина вихідної характеристики, яку називають *крутою частиною*, сублінійна, тобто струм стоку зростає повільно зі зростанням напруги на стоку. Це пояснюють збільшенням товщини p - n -переходу затвора поблизу стоку, оскільки зі збільшенням напруги на стоку зростає абсолютне значення зворотної напруги на p - n -переході затвора. Струм стоку, проходячи по каналу, створює його нееквівіпотенціальність. Найбільшу товщину p - n -переходу і, отже, найменший поперечний переріз каналу, отримують з боку стоку. Другою фізичною причиною, що зумовлює сублінійність вихідної характеристики, є зменшення рухливості носіїв заряду в каналі при збільшенні в ньому напруженості електричного поля.

У разі деякої напруги на стоку $U_{CB \text{ нас}}$ – *напруги насичення* – перекривається канал через збільшення товщини p - n -переходу затвора. Струм стоку при дальшому збільшенні напруги на стоку майже не зростає.

При напрузі між затвором і витоком, рівній нулю, і при напрузі на стоку, рівній або перевищуючій напругу насичення, струм стоку називають *початко-*

вим струмом стоку $I_{\text{Споч.}}$. Частину характеристики, що відповідає насиченню струму стоку, називають *пологою частиною*.

Якщо збільшувати напругу на стоку, збільшуватиметься довжина перекритої частини каналу і зросте його статичний опір. Якщо б довжина перекритої частини каналу збільшувалася пропорційно до напруги на стоку, то струм стоку не змінювався б навіть при напругах на стоку, що перевищують напругу насичення. Однак довжина перекритої частини збільшується внаслідок товщини p - n -переходу зі зростанням напруги на стоку, а товщина p - n -переходу пропорційна або кореню квадратному, або кореню кубічному з напруги. Тому в пологій частині характеристики спостерігається деяке збільшення струму стану при збільшенні напруги на стоку, а товщина p - n -переходу пропорційна або кореню квадратному, або кореню кубічному з напруги.

З прикладанням до стоку додатної щодо стоку напруги по каналу пройде струм і зворотна напруга на переході змінюватиметься вздовж осі X , зростаючи у напрямку до стоку. Тому товщина збідненого шару зростатиме порівняно з рівноважним значенням, а товщина каналу – зменшуватиметься в напрямку стоку і при достатньо великій напрузі $U_{\text{СВ}}$ відбудеться відсікання каналу.

Загалом відсікання каналу відбувається за рахунок зростання до значення $|-U_{\text{З відс.}}|$. У результаті цього процесу та утворення “горловини” струм стоку насичується. Коли $|-U_{\text{ЗВ}}| + U_{\text{СВ}} > |-U_{\text{З відс.}}|$, “горловина” зміщується у напрямку до стоку, а довжина каналу зменшується. Таким шляхом можна визначити напругу насичення:

$$U_{\text{С нас.}} = U_{\text{СВ}} = |-U_{\text{З відс.}}| - |-U_{\text{ЗВ}}|.$$

У разі додатної полярності на затворі він інjektуватиме в область каналу неосновні носії заряду, тому польовий транзистор працюватиме як біполярний у режимі подвійної інжекції.

Якщо подавати на затвор напругу такої полярності щодо витоку, яка відповідає зворотному зміщенню p - n -переходу затвора, і збільшувати цю напругу за абсолютним значенням, зменшуватиметься початковий поперечний переріз каналу. Тому початкові ділянки вихідних статичних характеристик при напругах на затворі, відмінних від нуля, мають інший нахил, який відповідає більшим початковим статичним опорам каналу.

Розглянемо закономірності формування перехідної характеристики (див.: рис. 2.40, б). Зазвичай вона відповідає режиму насичення, в якому струм $I_{\text{С}}$ слабо залежить від напруги $U_{\text{СВ}}$. Фізично зміна струму стоку $I_{\text{С}}$ від напруги $U_{\text{ЗВ}}$ зумовлена зміною товщини каналу: чим більша від’ємна напруга $U_{\text{ЗВ}}$, тим тонший канал, менша його провідність і, отже, струм. Залежність струму $I_{\text{С}}$ від напруги $U_{\text{ЗВ}}$ у режимі насичення апроксимують квадратичною залежністю:

$$I_C = I_{C\max} \left(1 - \frac{U_{3B}}{U_{\text{відс.}}} \right)^2. \quad (2.23)$$

Перехідна і вихідні характеристики взаємопов'язані. Володіючи сім'єю вихідних характеристик, нескладно побудувати перехідну характеристику, переносячи відповідні точки з однієї системи координат в іншу, як це проілюстровано на рисунку 2.40.

2.3.3. Диференціальні параметри

Струм стоку залежить від напруги на затворі U_{CB} . Отож, вираз для повного диференціала струму стоку можна подати як:

$$dI_C = \frac{\partial I_C}{\partial U_{3B}} dU_{3B} + \frac{\partial I_C}{\partial U_{CB}} dU_{CB}.$$

У цьому виразі частинні похідні, що визначають приріст струму при зміні напруг, можна розглядати як диференціальні параметри транзистора.

Крутість $S = \frac{\partial I_C}{\partial U_{3B}}$ характеризує ступінь керуючої дії затвора. Її вимірюють

в мА/В і визначають за перехідною характеристикою, як проілюстровано на рисунку 2.40, б, замінюючи безмежно малі прирости скінченними, тобто

$$S = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{3B}}.$$

Теоретично крутість можна визначити:

$$S = \frac{-2I_{C\max}}{U_{\text{відс.}}} \left(1 - \frac{U_{3B}}{U_{\text{відс.}}} \right) = \frac{2}{3R_{ко}} \left(1 - \frac{U_{3B}}{U_{\text{відс.}}} \right). \quad (2.24)$$

Очевидно, що крутість обернено пропорційна опору каналу, який рівний

$$R_{ко} = \frac{\rho L}{zh_0}. \quad (2.25)$$

Отже, щоб отримати високу крутість, необхідно володіти каналом з якнайменшою довжиною L і великою шириною z . Збільшувати товщину каналу h і зменшувати питомий опір недоцільно, оскільки це спричиняє збільшення від'ємної порогової наруги. Практично ширина каналу в сотні тисяч разів перевищує його довжину.

Окрім того, крутість максимальна при малих U_{3B} . Однак такий режим роботи не вигідний з енергетичної точки зору, оскільки через транзистор протікає вели-

кий струм I_C і розсіюється велика потужність. Отож, зазвичай обирають $U_3 \geq 0,75 \times U_{30}$.

Вихідна провідність $G_i = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{CB}}$ характеризує вплив напруги стоку на струм стоку. Її визначають за вихідними характеристиками (див. рис. 2.40, а), замінюючи безмежно малі прирости скінченними, тобто $G_i = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{CB}}$, де ΔI_C – зміна струму (вертикальний катет характеристичного трикутника), спричинена зміною напруги ΔU_{CB} (горизонтальний катет характеристичного трикутника). Величина вихідної провідності дуже мала й зумовлена зміною довжини каналу при зміні напруги стоку. Чим коротший канал, тим більша відносна зміна його довжини при одному і тому ж прирості ΔU_{CB} , а, отже, тим більша провідність G_i . Часто замість параметра G_i застосовують обернену величину $R_i = \frac{1}{G_i}$. Цей параметр називають *внутрішнім опором транзистора*.

Крім розглянутих параметрів, використовують параметр, що характеризує порівняльну дію напруг стоку і затвора на струм стоку. Цей параметр називають *коефіцієнтом підсилення* μ . Він рівний відношенню приростів напруг стоку і затвора, що зумовлюють однакові за величиною і протилежні за напрямком прирости струму стоку:

$$\mu = -\frac{dU_{CB}}{dU_{3B}}. \quad (2.26)$$

Знак “мінус” у цій формулі враховує той факт, що додатному приросту dU_{CB} , який збільшує струм на величину dI_C , відповідає від’ємний приріст dU_{3B} , що зменшує струм на ту ж саму величину dI_C . Завдяки цьому забезпечується постійність струму I_C .

Параметр μ пов’язаний з параметрами S і R . Повний диференціал струму стоку, виражений через диференціальні параметри, рівний:

$$dI_C = SdU_{3B} + \frac{1}{R_i}dU_{CB}.$$

$$\text{Якщо } dI_C=0, \text{ то } SdU_{3B} + \frac{1}{R_i}dU_{CB} = 0.$$

Звідки отримаємо:

$$SR_i = -\frac{dU_{CB}}{dU_{3B}}.$$

Урахувавши (2. 26), матимемо:

$$SR_i = \mu.$$

Співвідношення пов'язує між собою диференціальні параметри польового транзистора.

Згідно з виразом (2.25), для підвищення крутості характеристики S необхідно збільшувати ширину каналу z . Та при збільшенні ширини каналу недопустимо зростає напруга відсікання і напруга насичення, яка відповідає входженню транзистора в режим насичення. Оскільки режим насичення є основним режимом роботи польового транзистора, то напруга відсікання має бути малою. З огляду на сказане, ширину каналу намагаються зробити невеликою, незважаючи на деяке зменшення крутості характеристики.

2.3.4. Польові транзистори з ізольованим затвором

Польовий транзистор, що має один або декілька електрично ізольованих від провідного каналу затворів, називають *польовим транзистором з ізольованим затвором* (ПТІЗ).

Структуру польового транзистора з ізольованим затвором зображено на рисунку 2.41. У кристалі напівпровідника з високим питомим опором, який називають *підкладкою*, створені дві сильнолеговані області з протилежним типом електропровідності, сформовані методом іонного легування. На ці області нанесені металічні електроди – *витік* і *стік*. Витік зазвичай з'єднують з підкладкою. Відстань між сильнолегованими областями витоку і стоку може бути меншою, ніж декілька мікрометрів. Поверхня кристала напівпровідника між витоком і стоком покрита тонким (порядку 0,1 мкм) шаром діелектрика. На шар діелектрика нанесений металічний електрод – *затвор*. Як затвор сучасна мікроелектроніка використовує високолегований полікремній, а також деякі комбінації полікремнію та силіцидів. Отримана структура складається з шарів *металу, діелектрика і напівпровідника*, тобто це *МДН-структура*.

Польовий транзистор з ізольованим затвором, у якому як ізоляційний шар між металічним затвором і провідним каналом використовують діелектрик, називають *польовим транзистором типу метал–діелектрик–напівпровідник*, або *МДН-транзистором*.

Випрямляючі електричні переходи під витоком і стоком можуть бути виготовлені не тільки у вигляді *p-n*-переходів, але й у вигляді випрямляючих переходів Шоткі, тобто шляхом нанесення металічних електродів витоку і стоку безпосередньо на підкладку. Використання випрямляючих переходів Шоткі під витоком і стоком може забезпечити певні переваги в технології виготовлення таких транзисторів, а також покращити їхні характеристики.

Вихідним напівпровідником для польових транзисторів з ізолюваним затвором є кремній. Тому як діелектрик під затвором використовують шар діоксиду кремнію SiO_2 , вирощений на поверхні кристала кремнію шляхом високотемпературного окиснення.

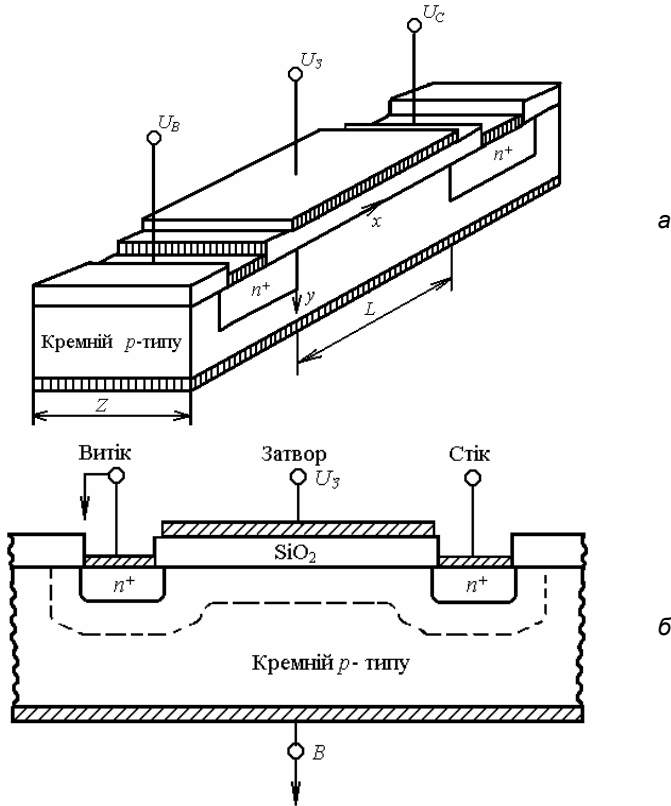


Рис. 2. 41. Структура польового транзистора з ізолюваним затвором

Польовий транзистор з ізолюваним затвором, в якому як ізоляційний шар між кожним металічним затвором і провідним каналом використано оксид напівпровідника, називають *польовим транзистором типу метал-оксид-напівпровідник*, або *МОН-транзистором*. Однак для цих транзисторів частіше використовують узагальнений термін – *МДН-транзистори*.

Головними параметрами структури є довжина каналу L – відстань між металургічними межами n^+ - p -переходів стоку і витоку, ширина каналу z , товщина шару ізолятора d , глибина переходів r_j і рівень легування підкладки N_A . В кремнієвих інтегральних схемах окремий МДН-транзистор оточений з метою ізоляції областю з товстим шаром оксиду, який називають *польовим*, або *пасивуючим* (на відміну від тонкого шару підзатворного оксиду).

Розглядаючи роботу приладу, всі напруги відраховуватимемо від потенціалу стоку, тобто вважатимемо його заземленим. Коли напруги на затворі немає, електрична ланка *стік–витік* діє як два n^+p -переходи, під'єднані назустріч один до одного. Водночас у ній може протікати малий струм, рівний струму витоку зворотно-зміщеного переходу. Якщо ж до затвора прикладене достатньо велике додатне зміщення, то поблизу межі з діелектриком утворюється інверсний шар, або канал, який з'єднує n^+ -області стоку і витоку. Провідність цього інверсного каналу модулюється зі зміною напруги на затворі. Напруга зворотного зміщення підкладки також впливає на провідність інверсного каналу.

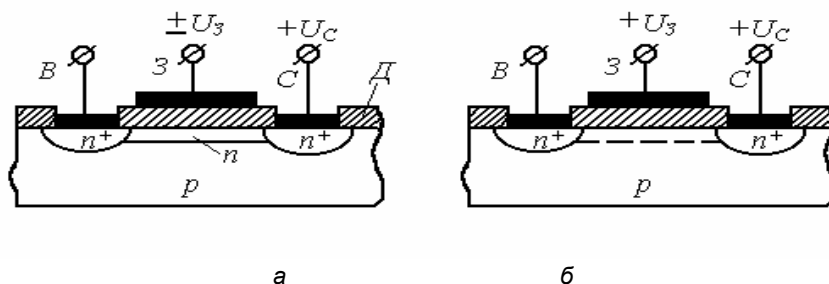


Рис. 2.42. Схематична будова МДН-транзисторів із вбудованим (а) та індукованим або інверсним (б) каналами

Відомі два різновиди МДН-транзисторів: з вбудованим каналом і з індукованим каналом (див.: рис. 2.42). У транзисторі з *вбудованим каналом* струм через канал протікає при поданні на стік додатної напруги при нульовій напрузі на затворі. При поданні на затвор від'ємної напруги виникає вертикальне електричне поле між підкладкою і затвором, яке виштовхує електрони з каналу, в результаті чого провідність каналу зменшується. При додатній напрузі канал збагачується електронами і його провідність зростає.

Модулюється опір провідного каналу МДН-транзистора внаслідок зміни напруги на затворі додатної або від'ємної полярності. МДН-транзистор з вбудованим каналом може працювати у двох режимах: *збагачення* та *збіднення* каналу носіями заряду. Ця особливість МДН-транзисторів з вбудованим каналом відображається і на зміщенні вихідних статичних характеристик, коли змінюється напруга на затворі та її полярність (див.: рис. 2.43).

МДН-транзистор із вбудованим каналом може працювати при будь-якій полярності напруги на затворі. В разі додатної напруги область каналу збагачується електронами, внаслідок чого його опір зменшується, а при від'ємній – навпаки. Відповідно змінюється струм між витіком і стоком.

У транзисторі з *індукованим каналом* при поданні на стік додатної напруги і за нульової напруги на затворі провідного каналу між джерелом і стоком немає.

Якщо подавати на затвор додатну напругу, виникає поперечне електричне поле, спрямоване перпендикулярно до поверхні напівпровідника, яке виштовхує з приповерхневого шару дірки та притягує електрони.

Збіднена область поширюється від поверхні в підкладку на глибину Δ , величина якої рівна:

$$\Delta = [2\varepsilon(\Psi_s)/qN_A]^{1/2}.$$

Якщо $U_{зв}$ починає перевищувати $U_{пор}$, то глибина збідненої області насичується при

$$\Delta_{max} = [2\varepsilon(2\varphi_B)/qN_A]^{1/2}$$

і електрони притягуються до поверхні, утворюючи інверсійний шар. Вважають, що він є, по суті, прямокутною областю, рівномірно заповненою носіями на глибину, рівну приблизно 100 Å. Фактично концентрація носіїв в інверсійному шарі спадає приблизно експоненціально в напрямку від поверхні вглиб. Носії в інверсійній області рухомі, утворюють поблизу поверхні провідний шар, що з'єднує витік зі стоком. У разі подальшого збільшення $U_{зв}$ потенціал на поверхні лише повільно збільшується щодо $2\varphi_B$, а зростаюча напруга затвора спадає на окислі. Отже, напруга затвора сприяє створенню провідного каналу між витокom і стоком.

Напруга на стоку забезпечує потік електронів від витoku до стоку. При $U_{зв} > U_{пор}$ і $U_{св} > 0$ (підпороговий режим) у каналі протікає невеликий, але потенціально важливий струм. Оскільки область між витокom і стоком збіднена, то струм, що протікає, зумовлений дифузсією. Підпороговий струм впливає на швидкість, з якою може відбуватися відкривання або закривання приладу, а також на величину потужності, що розсіюється в очікувальному режимі. Якщо $U_{зв}$ перевищуватиме $U_{пор}$, а $U_{св}$ підтримуватиметься на рівні, меншому, ніж $(U_{зв} - U_{пор})$, то утворений інверсійний шар створюватиме можливість протікання струму, причому структура поводить себе як резистор, керований напругою. Якщо й далі збільшувати $U_{св}$, то збіднена область поблизу стоку розширюється, оскільки вона перебуває під зворотним зміщенням, а інверсна область навпаки – зменшується. Збільшення напруги стоку зумовлює додаткове зменшення глибини інверсного шару. В результаті цього спостерігається відхилення від лінійної залежності між струмом каналу і напругою стоку. Збільшення $U_{св}$ зумовлює цілковите збіднення

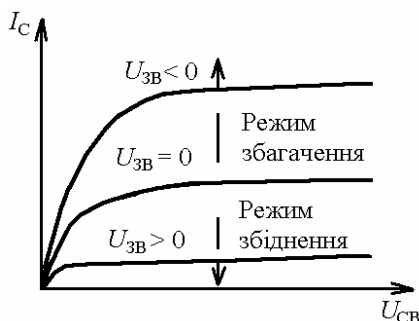


Рис. 2.43. Вихідні статичні характеристики МДН-транзистора з вбудованим каналом р-типу

інверсної області поблизу стокового кінця. Результатом є виникнення стану, який називають *відсіканням*. У режимі відсікання збіднена область наявна між кінцем інверсійної області і переходом стоку. Напругу стану, що зумовлює виникнення відсікання, називають *напругою насичення* ($U_{\text{св нас}}$). При збільшенні $U_{\text{св}}$ до значень, що перевищують $U_{\text{св нас}}$, область відсікання розширюється в напрямку стоку. При напругах, менших $U_{\text{св нас}}$, спад напруги вздовж каналу приблизно лінійним. Однак після того, як напруга зміщення починає переважати $U_{\text{св нас}}$, додаткове збільшення напруги падає на область між точкою відсікання та витоком. Отож, струм, який відзначається спадом напруги між точкою відсікання і витоком, залишатиметься приблизно постійним.

Тонкий шар товщиною Δ називають *збідненим рухомими носіями заряду*: в ньому переважають від'ємні заряди акцепторів. Чим більша напруга $U_{\text{зв}}$, тим товстіший збіднений шар. При деякій напрузі $U_{\text{зв}} = U_{\text{пор}}$, названій *пороговою напругою*, концентрація електронів n_s на поверхні напівпровідника стає **рівною** концентрації дірок p_p в об'ємі напівпровідника. При напрузі $U_{\text{зв}} > U_{\text{пор}}$ концентрація електронів n_s на поверхні виявляється більшою, ніж концентрація дірок в об'ємі напівпровідника: на поверхні утворюється (індукується) канал товщиною d_k з електронною провідністю, відокремлений від підкладки збідненим шаром. Змінюючи напругу $U_{\text{зв}}$, можна змінювати товщину каналу d_k , а, отже, і його провідність.

У МДН-транзисторах з вбудованим каналом (див.: рис. 2.42, а) поблизу поверхні напівпровідника під затвором при нульовій напрузі на затворі щодо витоку є *інверсний шар* – канал, який з'єднує витік зі стоком.

У МДН-транзисторах з індукованим каналом (див.: рис. 2.42, б) провідного каналу між сильнолегованими областями стоку і витоку немає, отож, помітний струм стоку виникає тільки при певній полярності і при певному значенні напруги на затворі щодо витоку, яку називають *пороговою напругою* ($U_{\text{зв пор}}$). При від'ємному потенціалі на затворі (для структури, зображеної на рис. 2.42, а) внаслідок проникнення електричного поля через діелектричний шар у напівпровідник при малих напругах на затворі (які менші, ніж $U_{\text{зв пор}}$) поблизу поверхні напівпровідника під затвором виникає збіднений основними носіями заряду шар і область об'ємного заряду, яка складається з іонізованих некомпенсованих домішкових атомів. При напругах на затворі, які перевищують порогове значення $U_{\text{зв пор}}$, поблизу поверхні напівпровідника під затвором виникає інверсний шар, який і є провідним каналом між витоком і стоком. Зі зміною напруги на затворі змінюється концентрація носіїв заряду в провідному каналі, а також товщина або поперечний переріз провідного каналу, тобто відбувається модуляція опору провідного каналу. Основною причиною модуляції опору провідного каналу в МДН-транзисторах з індукованим каналом є зміна концентрації носіїв заряду в провідному каналі.

Зі зміною опору провідного каналу змінюється і струм стоку (схема під'єднання МДН-транзистора аналогічна до схеми під'єднання польового транзистора з керуючим переходом, яку зображено на рисунку 2.39, де полярність джерел живлення залежить від типу електропровідності провідного каналу). Так відбувається управління струмом стоку в МДН-транзисторі з індукованим каналом.

Оскільки затвор відокремлений від підкладки діелектричним шаром, у колі затвора тече надзвичайно малий струм. Тому малою є і потужність, яка споживається від джерела сигналу в колі затвора і яка необхідна для керування великим струмом стоку. Отже, МДН-транзистор з індукованим каналом може підсилювати електричні сигнали за напругою і потужністю.

Зображені на рисунку 2.40 структури польових транзисторів з ізольованим затвором мають підкладку з електропровідністю p -типу. Тому сильнолеговані області під витоком і стоком, а також індукований і вбудований канали мають електропровідність n -типу. Якщо ж аналогічні транзистори створені на підкладці з електропровідністю n -типу, то канал у них матиме електропровідність p -типу.

На рисунку 2.44,а зображено сім'ю вихідних характеристик МДН-транзистора з індукованим каналом для різних значень напруги U_{3B} . Як бачимо, за малих значень напруги U_{3B} , коли канал не перекритий, струм лінійно наростає при збільшенні U_{CB} . Далі зростання U_{CB} зумовлює звуження каналу і ріст струму сповільнюється. При напрузі $U_{CB} = U_{3B} - U_{пор}$ канал перекривається і транзистор переходить у режим насичення. У разі подальшого зростання U_{CB} канал скорочується. Механізм проходження струму через перекритий канал аналогічний, як і в транзисторі з керованим p - n -переходом.

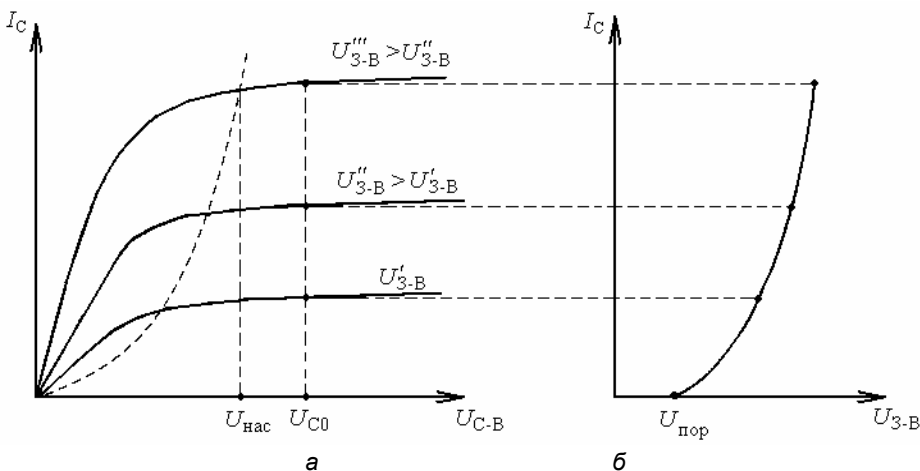


Рис. 2.44. Сім'я вихідних (а) та перехідна (б) характеристики МДН-транзистора з індукованим каналом

На рисунку 2.44,б зображена перехідна характеристика МДН-транзистора, що відповідає деякій постійній напрузі U_{co} . При $U_{зв} < U_{пор}$ каналу між витоком і стоком немає, тому струм стоку практично рівний нулю. При $U_{зв} > U_{пор}$ між витоком і стоком канал є, товщина його збільшується при зростанні $U_{зв}$, що й зумовлює зростання струму стоку I_C від напруги $U_{зв}$. Вплив температури на струм стоку спричинений аналогічно, як і в транзисторі з керованим p - n -переходом. Зі зростанням температури знижується рухливість носіїв заряду в каналі, а, отже, струм стоку зменшується. Водночас зменшується контактна різниця потенціалів, що спричиняє зростання струму стоку.

Повний набір різних типів транзисторів, які мають практичне використання, вичерпується шістьма різновидностями. Їхні типові передавальні характеристики зображені на рисунку 2.45.

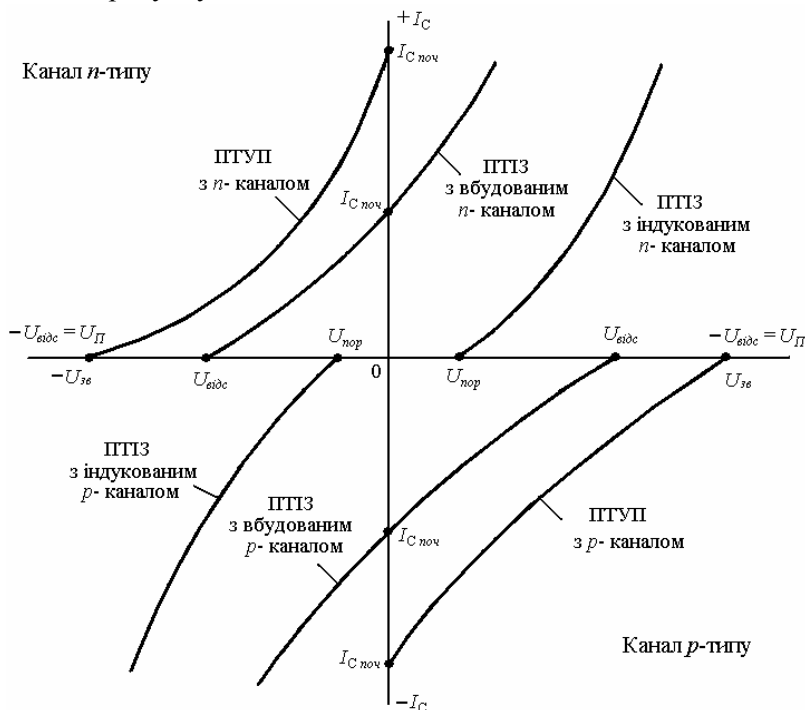


Рис. 2.45. Типові передавальні характеристики польових транзисторів

Використовуючи ці характеристики, можна встановити полярність керуючої напруги, напрямку струму в каналі та діапазон зміни керуючої напруги.

Розглянемо деякі особливості цих характеристик. Усі характеристики польових транзисторів з каналом n -типу розміщені у верхній половині графіка, а, отже, мають додатний струм, рівнозначний додатному напрямку на стоку. І навпаки, всі характеристики приладів з каналом p -типу розміщені в нижній половині графіка,

а, отже, мають від'ємне значення струму і від'ємну напругу на стоку. Характеристики ПТКП при нульовій напрузі на затворі мають максимальне значення струму, який називають *початковим* $I_{C.поч.}$. При збільшенні запірної напруги струм стоку зменшується і при напрузі відсікання $U_{відс.}$ стає близьким до нуля.

Характеристики ПТ з індукованим каналом за нульової напруги на затворі мають нульовий струм. Струм стоку в таких транзисторах виникає при напрузі на затворі більшій, ніж порогове значення $U_{пор.}$. Збільшення напруги на затворі зумовлює збільшення струму стоку.

2.3.5. Параметри МДН-транзистора. Схеми під'єднання

На практиці використовують такі малосигнальні параметри:

– крутість

$$S = dI_C / dU_{3B} |_{U_{CB}=const},$$

що характеризує крутість прохідної ВАХ транзистора у точці спокою (див.: рис. 2.44);

– внутрішній (вихідний) опір $r_C = dU_{CB} / dI_C |_{I_C=const}$,

що характеризує нахил вихідної ВАХ на пологій ділянці (див.: рис. 2.44);

– коефіцієнт підсилення за напругою

$$K_U = dU_{CB} / dU_{3B} |_{I_C=const}.$$

Описані параметри пов'язані між собою:

$$K_U = S r_C.$$

Внутрішній опір зумовлений зміною довжини каналу з ростом напруги на стоку: зворотнорозширюючий p - n -перехід розширюється зі збільшенням U_{CB} , збільшується питома крутість d . Струм стоку I_C також збільшується. Можна виразити параметр r_C через електрофізичні параметри МДН-структури:

$$r_C = L \sqrt{\frac{2qN}{\epsilon_0 \epsilon_m}} \frac{\sqrt{U_{CB}}}{I_C},$$

де L – довжина каналу; N – концентрація донорної домішки; ϵ_m – відносна діелектрична проникність підкладки – кремнію.

Крутість характеристики в області підсилення визначають за виразом:

$$S = \mu_s \omega C_3 (U_{3B} - U_{пор.}) / L,$$

де μ_s – рухливість носіїв у каналі; ω – ширина каналу провідності.

Для отримання статичних параметрів МДН-транзистора використовують схемний метод, який дає змогу з'єднати затвор і стік між собою та вимірювати залежність струму стоку від прикладеної стокової напруги. Схему під'єднання зображено на рисунку 2.46.

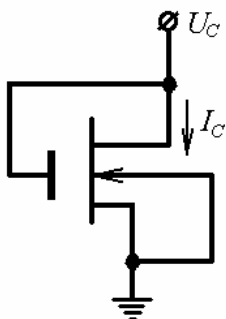


Рис. 2.46. Схеми вимірювання вхідної характеристики МДН-транзистора

Оскільки в такій схемі U_C завжди рівне U_3 , то транзистор перебуватиме в режимі насичення струму. Отже, його можна описати рівнянням, згідно з яким залежність $(I_C)^{1/2}$ від U_C має бути лінійною. Типовий приклад такої залежності зображений на рисунку 2.44. Порогову напругу $U_{пор}$ визначають з цього графіка як точку перетину графіка з віссю напруг, а значення $k/2$ визначають за нахилом графіка.

На практиці порогову напругу іноді визначають як затворну напругу, за якої через транзистор протікає певний невеликий струм стоку. Зазвичай роль порогової напруги покладають на затворну напругу, при якій струм стоку для $U_{BC}=1$ В становить 1 мкА на один мкм ширини стокової області.

Використовуючи характеристику $I_C(U_{BC})$ при $U_{BC} \rightarrow 0$, можна визначити величину $\mu C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)$, а, отже, ефективну рухливість носіїв у каналі. Нахил вихідної характеристики на початку координат $\frac{\partial I_C}{\partial U_{BC}}$ (провідність стоку при нульовому зміщенні) визначають за виразом:

$$\frac{\partial I_C}{\partial U_{BC}} = \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right) (U_3 - U_{пор}) \quad \text{при } U_{BC} \rightarrow 0.$$

Повторивши це вимірювання для декількох затворних напруг, можна знайти довірливе значення коефіцієнта в рівнянні струму та обчислити μ_n (μ_p).

Власна швидкодія. Власна швидкодія МДН-транзистора обмежена двома внутрішніми механізмами. По-перше, основне обмеження залежить від часу перенесення носіїв заряду через канал; по-друге, швидкодія МДН-транзистора також обмежується перезарядженням ємностей, властивих самому приладу в процесі часової зміни сигналу.

Згідно з першим механізмом, час пролітання носія через канал можна записати у вигляді:

$$\tau = \int_0^L \frac{dy}{v_y} = \int_0^L \frac{dy}{\mu_n \mathcal{E}_y},$$

де \mathcal{E}_y – напруженість електричного поля в каналі. Його координатний розподіл задають виразом:

$$\mathcal{E}_y(y) = -(U_3 - U_{\text{пор}}) / 2L \left(1 - \frac{y}{L}\right)^{1/2}.$$

Підставивши його в попередній вираз для τ та проінтегрувавши, отримаємо:

$$\tau_{tr} = \frac{4}{3} \frac{L^2}{\mu_n (U_3 - U_{\text{пор}})}.$$

Цей вираз описує власну швидкодію транзистора, зумовлену параметрами носіїв (μ), геометричними розмірами приладу (L) та прикладеним зміщенням уздовж каналу ($U_3 - U_{\text{пор}}$).

Ця формула вказує на шляхи підвищення швидкодії МДН-транзисторів. Зокрема, довжина каналу. З цим шляхом і пов'язаний увесь розвиток мікроелектроніки, однак можливості цього напрямку вичерпуються. Другий шлях – це підвищення рухливості носіїв у каналі. Перспективним у цьому напрямку є вибір нових матеріалів з високим μ (GaN, AlGaAg), або застосування новітніх технологій, що дають змогу дещо підняти цей параметр (наприклад, технологія напруженого кремнію збільшує рухливість електронів на 20–30%). І третій шлях – підвищення робочої напруги. Однак він має дуже обмежені можливості внаслідок загрози електричного пробивання матеріалу.

2.3.6. Польовий транзистор Шоткі

Польовий транзистор Шоткі (ПТШ) – це транзистор, в якому управління потоком носіїв у каналі провідності відбувається за допомогою електрично зміщеної структури Шоткі, що відіграє роль затвора.

Після всебічного вивчення властивостей ПТКП стало зрозуміло, що для модуляції опору провідного каналу за рахунок зміни поперечного перерізу може бути ефективно використана бар'єрна структура Шоткі (Me-н/к). Тому такі транзистори були названі ПТШ. Ураховуючи аналогічну природу модуляції опору каналу, ПТКП та ПТШ мають спільну теорію формування ВАХ, однак суттєво відмінні технології та збудовані потенціали.

На сьогодні розроблена велика кількість різноманітних топологій металізації польових транзисторів з затвором Шоткі. На рисунку 2.47 зображений попереч-

ний переріз активної області структури польового транзистора між контактами витоку (В) і стоку (С).

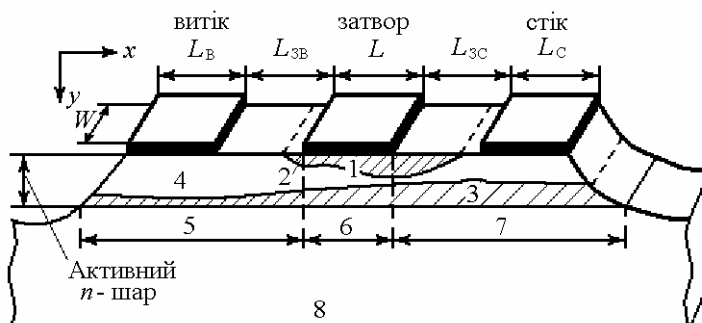


Рис. 2.47. Поперечний переріз структури ПТШ:

- 1 – збіднена область під затвором; 2 – зовнішня частина збідненої області;
3 – збіднена область над підкладкою; 4 – провідний канал; 5 – зовнішня область стоку;
6 – внутрішня область транзистора; 7 – зовнішня область стоку;
8 – підкладка або буферний шар

Епітаксіальний n -шар вирощують на напівізолюючій напівпровідниковій підкладці або на проміжному буферному шарі, який покращує властивості кристалічної ґратки на межі розділу n -шару і високоомного напівпровідника, а також протидіє дифузії домішок з підкладки в n -шар.

ПТШ на епітаксійному шарі, зі застосуванням буферного шару, володіють великою крутизною та меншим рівнем шумів, порівняно з транзисторами без буферного шару. Роль затвора Шоткі виконує вузька смужка (0,5–1 мкм) напильного металу. Контакти витоку і стоку омичні.

Струм у каналі ПТШ зумовлений дрейфуванням основних носіїв, тому швидкодія приладу залежить лише від швидкості зміни заряду під затвором.

Використання бар'єра Шоткі дає змогу зменшити ємність $C_{ЗВ}$, що забезпечує значне зростання $f_{гр}$. Зокрема, експериментальні зразки ПТШ працюють на частотах до 30 ГГц.

2.3.7. Деякі схеми практичного використання польових транзисторів

МДН-транзистори експлуатують у двох основних режимах: підсилювальному та ключовому.

Схема підсилювального каскаду. Найпростішу схему підсилювального каскаду на МДН-транзисторі з активним навантаженням R_n зображено на рисунку 2.48.

Принцип підсилення потужності в МДН-транзисторах можна розглядати з точки зору передавання носіями заряду енергії постійного електричного поля

(енергії джерела живлення у вихідному колі) змінному електричному полю. В МДН-транзисторі до виникнення каналу майже вся напруга джерела живлення в колі стоку спадала на напівпровіднику між витокom і стоком, створюючи велику постійну складову напруженості електричного поля. Під дією напруги на затворі в напівпровіднику під затвором виникає канал, по якому від витокu до стоку рухаються носії заряду – дірки. Дірки, рухаючись у напрямку постійної складової електричного поля, розганяються цим полем і їхні енергії збільшуються завдяки енергії джерела живлення в колі стоку. Одночасно з виникненням каналу і появою в ньому рухомих носіїв заряду зменшується напруга на стоку, тобто миттєве значення змінної складової електричного поля в каналі спрямоване протилежно до постійної складової. Тому дірки гальмуються змінним електричним полем, віддаючи йому частину своєї енергії.

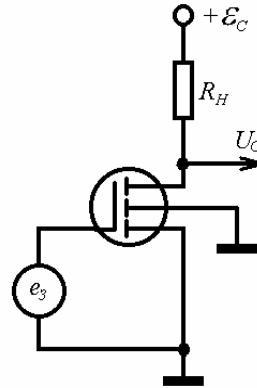


Рис. 2.48. МДН-транзистор у підсилювальному режимі: схема під'єднання зі спільним витокom

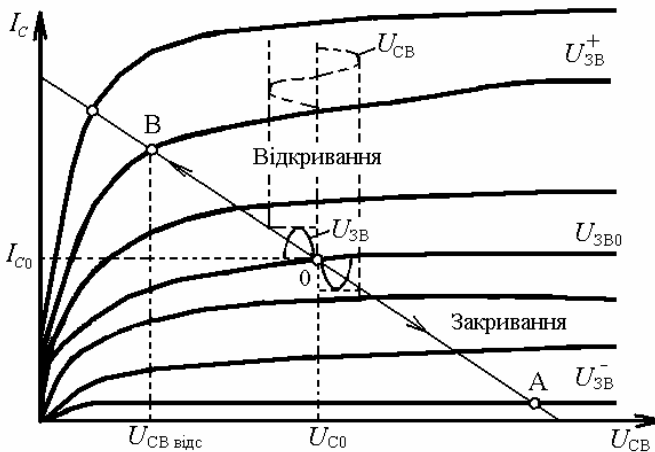


Рис. 2.49. Положення робочої точки МДН-транзистора в підсилювальному режимі на вихідних ВАХ

Через послідовне з'єднання резистора R_H і транзистора тече струм стоку:

$$j_C = (\varepsilon_c - U_{CB}) / R_H.$$

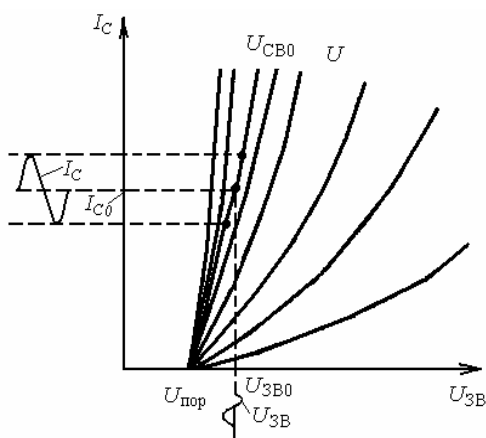


Рис. 2.50. Положення робочої точки МДН-транзистора у підсилювальному режимі на перехідних ВАХ

межі активної області (див: рис. 2.49).

Кількісно підсилювальний режим характеризують параметрами малого сигналу, які описують вихідну і прохідну ВАХ МДН-транзистора поблизу точки статичного стану цього режиму – поблизу точки спокою.

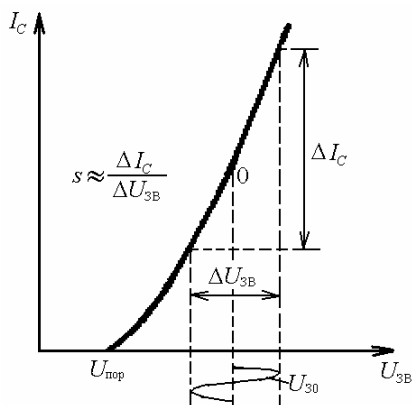


Рис. 2.51. Графічний спосіб визначення крутості вхідної характеристики МДН-транзистора

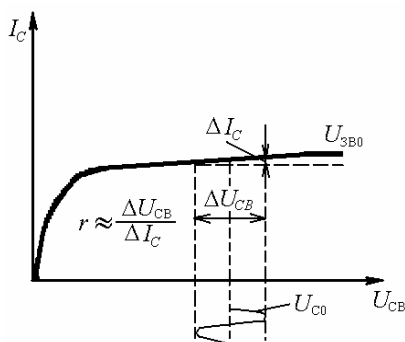


Рис. 2.52. Графічний спосіб визначення вихідного опору МДН-транзистора

Ключ на польовому транзисторі. Для електронних ключів в ІМС зазвичай використовують МДН-транзистори з індукованих каналом, в яких без напруги на затворі ($U_{3-B} = 0$) ключ знаходиться у розімкнутому стані, а при поданні напруги, що перевищує її порогове значення ($U_{3-B} = U_{пор}$), ключ знаходиться у

замкнутому стані. Схема такого ключа з резистивним навантаженням зображена на рисунку 2.53.

На рисунку 2.54 зображений принцип побудови передавальних характеристик.

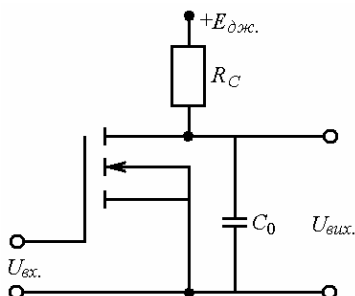


Рис.2.53. Схема ключа на ПТ з резистивним навантаженням

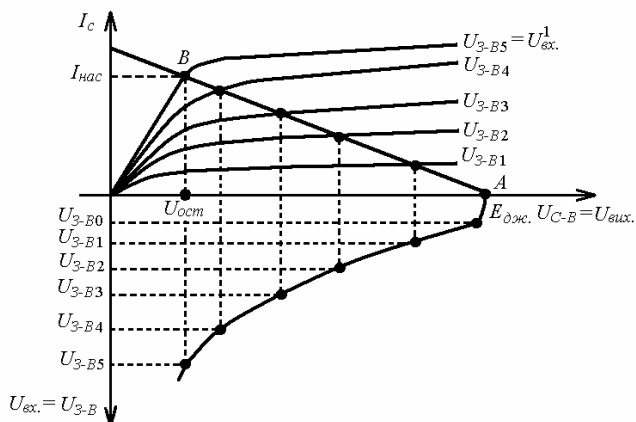


Рис. 2.54. Побудова передавальних характеристик ключа на ПТ

Якщо $U_{3-B} = 0$, то режим ключа визначають за точкою A , причому $U_{вих.} = E_{дж.}$. Якщо $U_{3-B} = 1$, то робоча точка переміщується на висхідну ділянку вихідної характеристики (точ. B). На транзисторі встановлюється залишкова напруга $U_{зал.}$, величина якої тим менша, чим більші R_C і U_{3-B} . Перехідні процеси, визначають швидкодію ключа. Час увімкнення ключа, що визначається розрядженням паразитної ємності C_0 через відкритий канал транзистора R_{K0} , визначають приблизно $t_{вкл.} = 2,3 R_{K0} C_0$. Час вимкнення визначається зарядом ємності C_0 через резистор R_C . Його розраховують за формулою: $t_{вкл.} = 2,3 R_C C_0$. Швидкодія ключа головню визначається часом його вимкнення.

2.3.8. Система позначень польови х транзисторів

Польовий транзистор має три основні електроди: керуючий електрод – *затвор* $З$ (G – *gate*) і вхідний та вихідний електроди – *стік* $С$ (D – *drain*) та *витік* – $В$ (S – *source*). Якщо канал, для прикладу, n -типу, то носії заряду, що надходять з каналу, – електрони, а полярність напруги стоку додатна. Можливий також четвертий електрод Π , який з'єднують з пластиною вихідного напіпровідника – підкладкою.

Графічне позначення транзисторів містить максимальну інформацію про їхню будову. Канал транзистора зображають вертикальною штриховою або суцільною лінією. Штрихова лінія відображає індукований канал, а суцільна –

вбудований. Стік і витік діють як невідпрямляючі контакти, отож їх зображають під прямим кутом до каналу. Підкладку позначають як електрод зі стрілкою, напрям якої вказує тип провідності каналу. Затвор відображають вертикальною лінією, паралельною до каналу. Електрод затвора повернутий до електрода витоку.

На рисунку 2.55 зображені основні позначення польових транзисторів.

Стрілка в позначенні польових транзисторів – це тип каналу: спрямована до каналу – для каналу n -типу, і від каналу – p -типу. Практично напрям стрілки збігається з напрямом струму стоку в стоковому електроді і дає змогу визначити полярність керуючої ($З - В$) і вихідної ($С - В$) напруг. Полярність керуючої та вихідної напруг для МДН-транзистора з індукованим каналом однакова, для польових транзисторів з вбудованим каналом – протилежна.

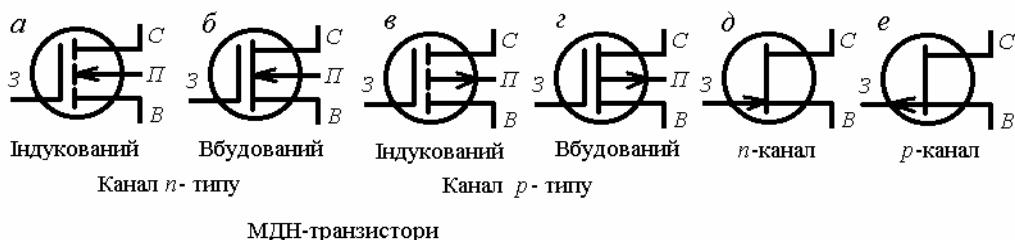


Рис. 2.55. Умовні позначення польових транзисторів з ізолюваним затвором (а – е) та з керованим p - n -переходом (д, е)

В умовному позначенні МДН-транзистора також відображений факт ізоляції керуючого електрода – затвора від вихідних електродів – стоку та витоку, тобто відкритий стан характеризується замиканням лише кола *стік – витік* (керуюче коло залишається ізолюваним).

Умовне позначення польових транзисторів з керованим p - n -переходом показане на рисунку 2.55 (д, е). Оскільки ПТКП можуть функціонувати лише зі збідненням каналу, то вбудований канал позначений суцільною лінією, яка має контакти з електродами стоку і витоку. Напрямок стрілки на виводі затвора означає тип провідності каналу.

Отже, повний набір різновидів польових транзисторів, наведений у довідковій літературі, вичерпується тільки шістьма.

Відповідно до чинних стандартів, позначення типу польового транзистора містить чотири елементи. Перший елемент – цифра 2 або літера К, що свідчать про матеріал виготовлення – на основі кремнію. Другий елемент – літера П, описує приналежність до класу польових приладів. Третій елемент – цифра, якою позначають основне призначення транзистора, визначаючи граничну частоту і розсіювальну потужність. Четвертий і п'ятий елементи –

це порядковий номер розробки цього типу транзистора, їх позначають цифрами від 01 до 99. Шостий елемент позначення (літери від А до Я) класифікує прилади за групами або будь-яким параметром. Використовують також семиелементне позначення транзисторів, які вирізняються тризначним номером розробки. Наприклад, КП7235Г означає: кремнієвий польовий транзистор з граничною частотою до 30 МГц і розсіювальною потужністю понад один Ват, призначений для використання у пристроях широкого застосування, номер розробки 235, група Г з класифікаційним параметром: крутість $S = 6 \div 12$ мА/В.

2.3.9. Напівпровідникові прилади з зарядовим зв'язком

Прилад з зарядовим зв'язком (ПЗЗ) – це напівпровідниковий прилад, що володіє великою кількістю близько розміщених та ізольованих від підкладки затворів (МДН-структур) під якими може відбуватися перенесення до стоку інформаційних пакетів неосновних носіїв заряду, інжекттованих з витоку в канал, або генерованих унаслідок оптичного поглинання.

Принцип роботи ПЗЗ полягає в тому, що у кожній окремій МДН-структурі можна створити локальний приповерхневий заряд неосновних носіїв і перемішувати його вздовж поверхні від одної МДН-структури до іншої, змінюючи відповідним чином послідовність тактових імпульсів, які подаються на затвори.

Такі прилади зазвичай створюють на основі n -Si, а на затвори подають від'ємні робочі напруги, за модулем менші порогової. Тому в n -напівпровіднику під затвором створюється збіднена основними носіями заряду область у вигляді потенціальної ями. У потенціальній ямі нагромаджуються неосновні носії заряду (дірки), що створюють інформаційний пакет. Він згодом і відіграє роль носія інформації. Пакет дірок під затвором може зберігатися впродовж певного часу. Введення зарядового пакета під затвор називають *режимом записування інформації*, а напругу, що забезпечує цей процес, – *напругою запису*.

Розглянемо принцип дії ПЗЗ на прикладі тритактної схеми зсувного регістра, яку можна описати як структуру МДН-транзистора з багатьма затворами (див.:рис. 2.56, а). Прилад умовно складається з трьох секцій.

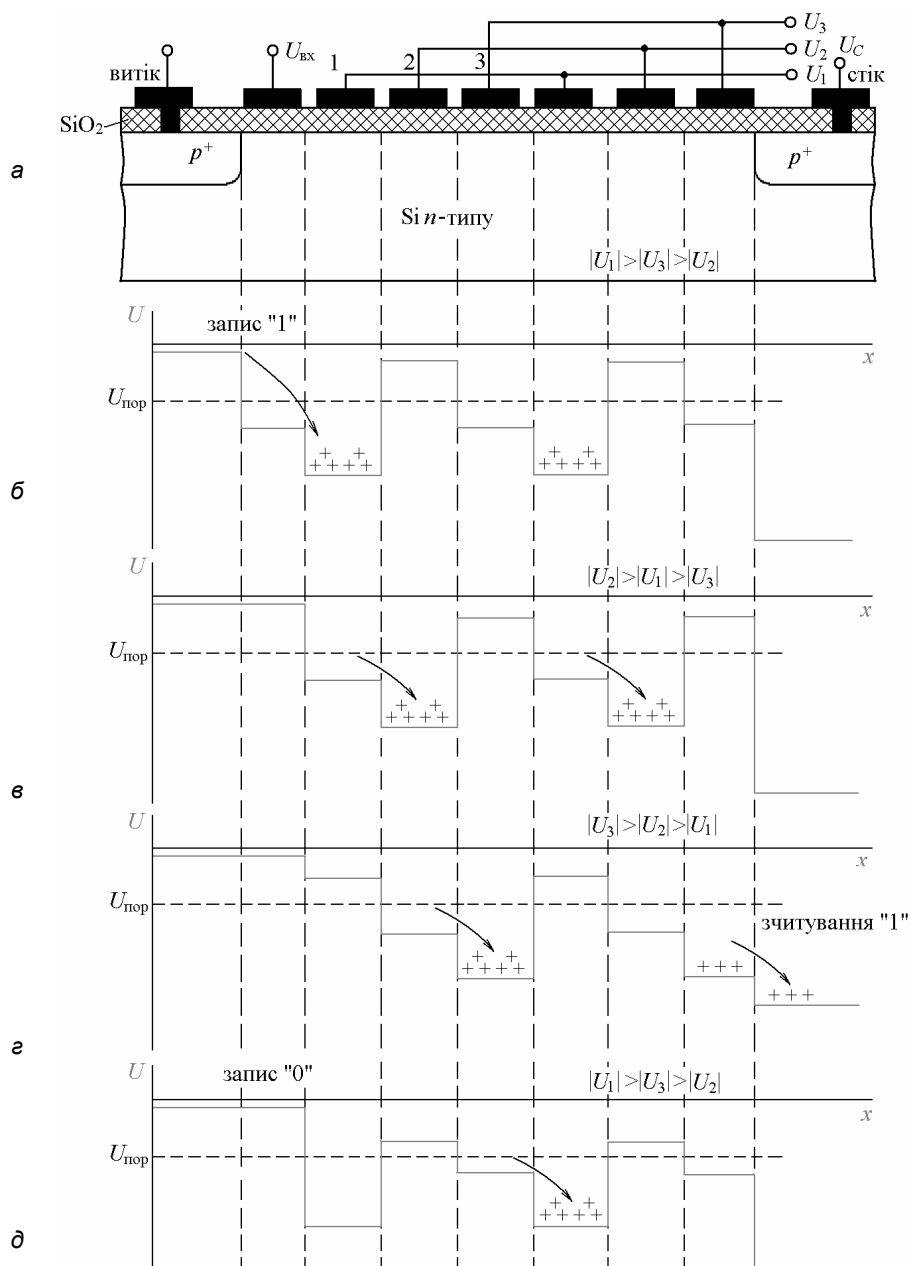


Рис. 2.56. Структури ПЗЗ з тритактним живленням затворів секції перенесення (а) та ілюстрація принципу його дії (б, в, г, д):

б – запис логічної одиниці шляхом інжекції пакета дірок у потенціальну яму під першим затвором секції перенесення; в – запис логічної одиниці шляхом інжекції пакету дірок у потенціальну яму під другим затвором секції перенесення; г – зчитування логічної одиниці на виході пристрою при екстракції дірок з потенціальної ями в p^+ -область стоку; д – запис логічного нуля коли немає від'ємного потенціалу на вхідному затворі

Перша – вхідна секція – включає в себе витік з p^+ -областю під ним та вхідний затвор, що виконує роль ключа для керування руху дірок з дифузійної p^+ -області витоку в першу потенційну яму.

Друга – секція перенесення – складається з низки затворів, керуючих потенціалом на границі Si–SiO₂. Напруги на затворах секції перенесення мають вигляд імпульсів різної амплітуди, які змінюють одна одну циклічним переставлянням (див.: рис. 2.56, б, д). При такій зміні напруги на затворах потенціальні ями переміщуються до виходу приладу, захоплюючи за собою пакети носіїв заряду-дірок.

Третя – вихідна секція – включає в себе p – n - перехід стоку. Він зміщений у зворотному напрямку і призначений для екстракції дірок з потенційних ям.

Робота ПЗЗ-структури полягає у такому. Нехай на початковому такті роботи на вхідний затвор подана напруга $U_{\text{вх}}$, достатня для утворення провідного каналу під вхідним затвором ($|U_{\text{вх}}| > |U_{\text{пор}}|$). Якщо на першому затворі секції перенесення є достатньо велика від’ємна напруга, тобто якщо під першим затвором є глибока потенціальна яма для дірок, то дірки виходитимуть з витоку і проходитимуть по каналу під вхідним затвором секції перенесення (див.:рис. 2.56, б).

Напруга на вхідному затворі $U_{\text{вх}}$ вимикається до початку наступного такту зміни напруги на затворах секції перенесення. Тому провідний канал під вхідним затвором зникає. Так записується інформація, якій відповідає деякий заряд дірок $Q_{\text{н}}$, нагромаджених у потенціальній ямі під першим затвором у результаті інжекції з витоку. Для запису інформації (логічний “0”) на вхідний затвор не подають вхідну напругу.

Інжекція дірок з в p^+ -області витоку в потенціальну яму під першим затвором (див.: рис. 2.56, д) не буде наявна і в ній може виявитися лише відносно невеликий заряд дірок $Q_{\text{н}}$ за рахунок теплового генерування носіїв заряду, або неповного звільнення потенціальної ями на попередніх тактах роботи.

Після зміни напруг на затворах секції перенесення більш від’ємна напруга буде на другому затворі, тому пакет дірок пересунеться в потенціальну яму під другим затвором секції перенесення (див.: рис. 2.56, г, д).

Якщо в потенціальних ямах, переміщених до p – n -переходу стоку, нема носіїв заряду, то і струму у колі стоку не буде. І лише тоді, коли потенціальна яма, що містить дірки, підійде до p – n - переходу стоку, відбудеться екстракція цих дірок і в колі стоку пройде імпульс струму, або зміниться напруга на стоку (див.: рис. 2.56, з).

Описана структура ПЗЗ з тритактним живленням затворів секції перенесення володіє деякими недоліками, зокрема: 1)металічні затвори необхідно розміщувати на дуже малій відстані один від одного (1–3 мкм), що ускладнює технологію виготовлення; 2) за малої відстані між електродами можливе за-

бруднення тонкого шару SiO_2 , розміщеного між електродами; 3) значна кількість перетинів ліній металізації значно ускладнює технологію.

Ці недоліки усуваються в інших конструкціях подібних приладів, наприклад: двотактних приладах з зарядовим зв'язком, ПЗЗ з низкою прихованих затворів, на ланцюжках МДН-транзисторів, поверхнево-зарядовому транзисторі.

До основних параметрів ПЗЗ відносять такі.

Нижня межа тактової частоти, яка визначається часом нагромадження заряду інформаційного пакета (дірок) у порожніх потенціальних ямах і становить для реальних приладів одиниці–десятки кГц.

Верхня межа тактової частоти задається часом перетікання заряду з однієї потенціальної ями в іншу і визначається десятками МГц.

У діапазоні робочих частот, далеких від граничних, повного передавання інформаційного заряду не відбувається. Це пов'язано з явищами захоплення носіїв заряду поверхневими енергетичними рівнями пасток захоплення. Тому для кількісного оцінення такого ефекту використовують *параметр ефективного передавання заряду* $\eta = (Q_{i1} - Q_{i0}) / (Q_{i+1} - Q_{i0})$, що засвідчує, яка частка заряду переноситься з однієї потенціальної ями в іншу $i+1$. Значення ефективності передавання η зазвичай близьке до одиниці, тому зручніше користуватися коефіцієнтом втрат (неефективністю передавання) $K_{\Pi} = 1 - \eta$. Для типових ПЗЗ коефіцієнт втрат становить менше 10^{-4} .

Щоб усунути втрати інформаційного заряду в реальних ПЗЗ використовують схеми регенерування. Зчитуваний із ПЗЗ сигнал підсилюється, з формуванням його рівнів, а потім записується інформація ланцюжків ПЗЗ. Для тривалого зберігання інформації ланцюжки ПЗЗ замикають у кільце. Регенерування інформаційного заряду може бути суміщене з виведенням інформації.

На сьогодні відомі три напрямки практичного використання ПЗЗ: 1) запам'ятовуючі пристрої ЕВМ; 2) пристрої перетворення зображення в електричні сигнали; 3) пристрої оброблення аналогової інформації.

2.4. Основи напівпровідникової мікроелектроніки.

Структура інтегральних мікросхем

2.4.1. Типи інтегральних мікросхем

Сучасна комп'ютерна електроніка характеризується всезростаючим використанням в ролі елементної бази інтегральних мікросхем (ІМС). Інтегральними вони названі так, бо всі елементи в них нероздільно пов'язані між собою, тому схему розглядають, як єдине ціле. Необхідно зазначити, що ІМС широко використовують в електронній апаратурі не як метод комплексної мініатюризації, а

насамперед як засіб підвищення надійності електронних пристроїв через розв'язання проблеми міжз'єднань.

Сама концепція мікросхеми, як мікроелектронного виробу з набором активних і пасивних елементів, була запропонована та практично реалізована у 1958 році незалежно двома американськими дослідниками –Дж. Кілбі (Texas Instruments) та Робертом Нойсом (Fairchild Semiconductor). У 1961 році об'єднана компанія Fairchild Semiconductor Corporation випустила у вільний продаж перші мікросхеми, які інтенсивно почали використовувати у калькуляторах та військових обчислювальних системах.

У сучасному розумінні ІМС – *це конструктивно закінчений виріб електронної техніки, що виконує певну функцію перетворення інформації та містить сукупність електрично пов'язаних між собою електрорадіоелементів (транзисторів, діодів, конденсаторів та ін.), виготовлених в єдиному технологічному циклі.*

Зазвичай мікросхеми класифікують за такими ознаками:

- технологією виготовлення (напівпровідникові, гібридні, плівкові);
- ступенем інтеграції (малі, середні, великі, надвеликі, ультравеликі);
- типом оброблюваної інформації (аналогові, цифрові, аналогово-цифрові);
- конструктивним оформленням (корпусні, безкорпусні);
- базовими матеріалами (кремнієві, арсенід-галієві).
- конструктивним оформленням (корпусні та безкорпусні).

Напівпровідникова ІМС – це інтегральна мікросхема, всі елементи та міжелементні з'єднання якої виконані в об'ємі та на поверхні напівпровідника (підкладки).

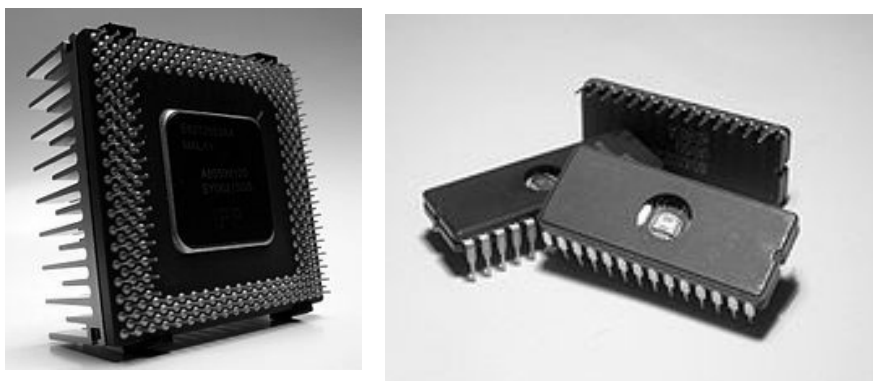


Рис. 2.57. Загальний вигляд типових сучасних мікросхем

Головними активними елементами напівпровідникових інтегральних мікросхем можуть бути біполярні або польові транзистори. В ролі польових використовують МДН-транзистори з індукованим каналом. Відповідно напівпровідникові ІМС поділяють на БПІ (біполярні) та МДН-інтегральні мікросхеми. Зазначимо, що фізичні принципи роботи активних елементів в ІМС мають деякі особливості, не характерні дискретним аналогам, і які необхідно враховувати при проектуванні ІМС з прогнозованими параметрами.

Частину напівпровідникової ІМС, виконану нероздільно від кристала називають *елементом*. Загальноприйнятими параметрами оцінення складності мікросхеми є: ступінь інтеграції $k = \lg N$ та ступінь функціональної складності $F = \lg L$. Тут N – кількість компонентів, L – кількість двовходових логічних елементів (вентилів). Значення \lg округлюють до цілого числа. Промисловість випускає ІМС від першого (менше 10 комп.) до шостого (більше 1 млн. комп.).

Щільність упакування – це відношення кількості компонентів до об'єму (іноді до площі) кристала. Ця величина в напівпровідникових ІМС становить 10^7 ел/см³ і більше.

Сучасна класифікація мікросхем за ступенем інтеграції приведена у таблиці 2.2

Таблиця 2.2

Класифікація мікросхем за ступенем інтеграції

Скорочене позначення	Розшифрування	Рік впровадження	Кількість транзисторів
MIC (<i>SSI</i>)	мала інтегральна схема (<i>small-scale integration</i>)	1964	від 1 до 10
CIC (<i>MSI</i>)	середня інтегральна схема (<i>medium-scale integration</i>)	1968	від 10 до 500
BIC (<i>LSI</i>)	велика інтегральна схема (<i>large-scale integration</i>)	1971	від 500 до 20 000
HBIC (<i>VLSI</i>)	надвелика інтегральна схема (<i>very large-scale integration</i>)	1980	від 20 000 до 1 000 000
UBIC (<i>ULSI</i>)	ультра-велика інтегральна схема (<i>ultra-large-scale integration</i>)	1984	від 1 000 000 і більше

Аналогові та цифрові мікросхеми випускають серіями. *Серія* – це група МС, що мають єдине конструктивно-технологічне виконання та відрізняються фізичними параметрами базових елементів і їхнім функціональним призначенням. Мікросхеми однієї серії зазвичай мають однакову напругу джерел живлення, погоджені по вхідних і вихідних опорах, рівнях сигналів. Наприклад, серія 74НС — серія цифрових CMOS мікросхем загального призначення з TTL-

сумісними входами та виходами, а серія 54НС — її варіант з розширеним температурним діапазоном військового призначення (також називають підсерією).

Для кількісної характеристики технологічного процесу мікросхеми використовують *мінімальні контрольовані розміри* топології схеми (зокрема, довжини каналу ПТ та його затвору). Для прикладу, у 1970 роках мінімальний контрольований розмір становив 2-8 мкм, а у 2010 році — вже 32 нм. Загалом увесь сучасний процес розвитку комп'ютерної елементної бази характеризується неухильним зменшенням характерних лінійних розмірів елементів і як наслідок — зростанням продуктивності комп'ютерних систем.

2.4.2. Структура активних елементів напівпровідникових інтегральних мікросхем

Структура біполярних транзисторів напівпровідникових інтегральних мікросхем. Основними схемними елементами напівпровідникових мікросхем є біполярні транзистори типу $n-p-n$. Їх формують на напівпровідниковій підкладці p -типу в ізольованих від неї локальних областях n -типу, які називають *кишенями*. Ізоляція кишень від підкладки може бути забезпечена декількома способами. Найбільш ефективною є ізоляція за допомогою двоокису кремнію (див.: рис. 2.58, а).

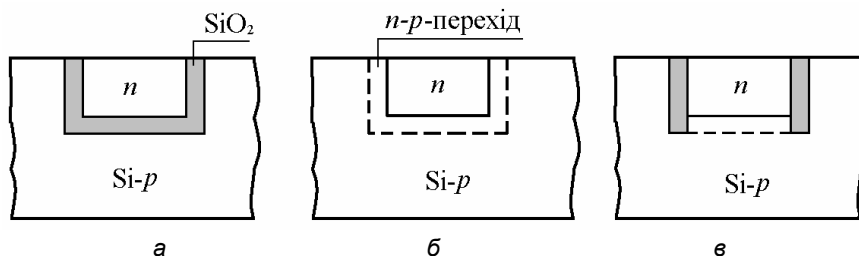


Рис. 2.58. Способи ізоляції біполярних транзисторів

Однак такий спосіб технологічно складний. Найбільш простий спосіб ізоляції за допомогою зворотно зміщеного $p-n$ -переходу (див.: рис. 2.58, б), але він недосконалий через наявність зворотного струму. Основним методом ізоляції в сучасних ІМС є метод комбінованої ізоляції, що поєднує ізоляцію діелектриком і зворотним зміщеним $p-n$ -переходом (див.: рис. 2.58, в).

Найбільш поширені транзистори, що мають вертикальну структуру, в якій всі виводи від областей транзистора розміщені в одній площині на поверхні підкладки (див.: рис. 2.59). Таку структуру назвали *планарною*. Вона складається з емітерної (1), базової (2), і колекторної (3) областей. Під колекторною областю розміщений прихований n^+ шар (4). Від зовнішніх впливів структура захищена

оксидним шаром SiO_2 (5), в якому сформовані вікна (6) для приєднання металічних контактів (7) до відповідних областей структури.

Робочою областю транзистора є область, розміщена під дном емітера. Решта областей структури пасивна. Вони збільшують об'ємний опір колекторної і базової областей транзистора. Опір базової області r'_o інтегрального транзистора приблизно такої ж величини, як в дискретного (10–20 Ом), а опір колекторної області r'_k суттєво більший: у дискретного транзистора він становить 1–2 Ом, в інтегрального – 10–50 Ом. Унаслідок цього вихідні характеристики інтегрального транзистора в режимі насичення будуть більш пологими, ніж у дискретного.

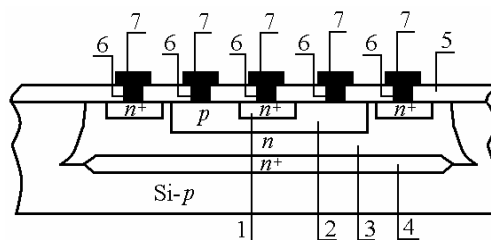


Рис. 2.59. Планарна структура біполярного транзистора n - p - n -типу

Для зменшення опору r'_k у структуру введений прихований n^+ шар (4), який не має зовнішніх виводів. Цей шар шунтує розміщений над ним високоомний колекторний шар n -типу, забезпечуючи низькоомний шлях струму від активної області до колекторного контакту. Зменшення вдвічі опорів r'_o і r'_k досягається також за рахунок створення двох виводів від кожної з областей транзистора.

Вертикальна структура інтегрального транзистора, ізольованого від підкладки p - n -переходом, є, по суті, чотиришаровою, тобто її можна представити як таку, що складається з двох транзисторів активного транзистора $VT1$ типу n^+p-n і паразитного транзистора $VT2$ типу $p-n-p$. Тому еквівалентна схема, крім опорів пасивних областей і паразитного транзистора $p-n-p$, містить розподілені ємності трьох переходів. Наявність цих ємностей визначає частотні та імпульсні властивості інтегрального транзистора, які дещо гірші, ніж у дискретного. Практично гранична частота вертикальних транзисторів типу $p-n-p$ лежить у межах 600–800 МГц.

Багатоємітерні транзистори. Транзистори цього типу, володіючи спільним колектором і базою, містять до восьми емітерів. Структура багатоємітерного транзистора (БЕТ) зображена на рисунку 2.60.

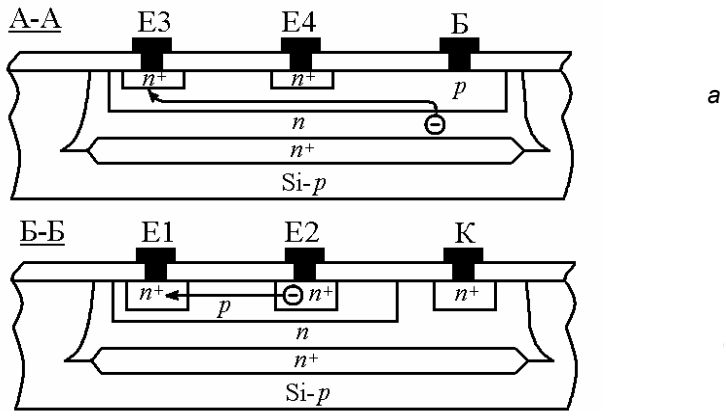


Рис. 2.60. Структура типового багатоемітерного транзистора

Особливість роботи БЕТ полягає в тому, що в довільному стані схеми колекторний перехід завжди відкритий, а емітерні переходи можуть бути або відкриті, або закриті. Водночас можливі три комбінації станів p - n -переходів. Якщо всі емітерні переходи відкриті, то в транзисторі є режим насичення і струми протікають так, як показано на рисунку 2.61, а, причому I_k суттєво менше струмів I_{e1} та I_{e2} , оскільки послідовно з колекторним переходом увімкнений опір r'_k , що більший від опору r'_e . Якщо на емітерні переходи подані зворотні напруги від джерела керуючих сигналів, то транзистор працює в інверсному режимі (див.: рис. 2.61, б).

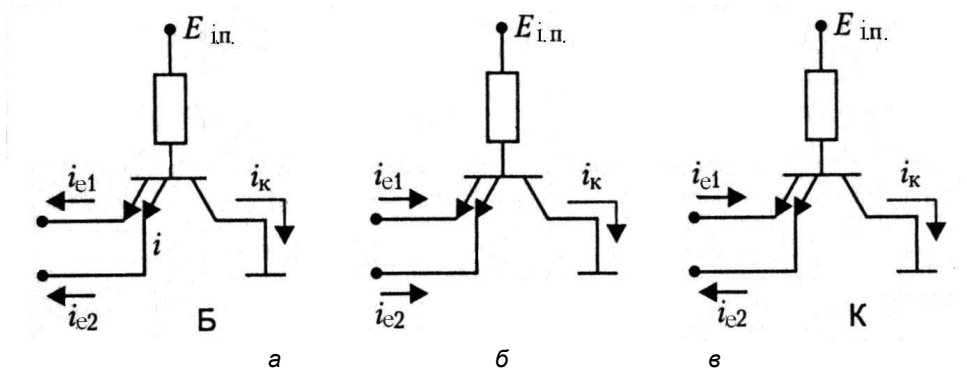


Рис. 2.61. Напрямки струмів у БЕТ-транзисторі

Оскільки на відкритому колекторному переході напруга $\sim 0,7$ В, то в емітерних колах будуть протікати великі від'ємні струми від джерел керуючих сигналів. Для зменшення цих струмів необхідно зменшити інверсний коефіцієнт передачі транзистора α_i , що досягається шляхом штучного збільшення опору пасивної бази. Для цього зовнішній вивід бази з'єднують з активною областю транзистора через вузький перешийок (див.: рис. 2.60, а). Струм бази створює на ньому спад напруги, внаслідок чого пряма напруга на колекторному переході буде більша в області пасивної бази і менша в області активної бази, тому інжекція електронів з колектора в базу відбуватиметься переважно в області пасивної бази (див.: рис. 2.60, б). Водночас зростає довжина шляху, що проходять електрони крізь базу, в результаті чого інверсний коефіцієнт передачі α_i зменшується до 0,005–0,05.

Якщо один з сусідніх переходів відкритий, а другий закритий (див.: рис. 2.61, б), то відчувається вплив горизонтальної паразитної структури типу $p-n-p$ (див.: рис. 2.61, в), утвореної сусідніми емітерами та розділяючою їх p -областю. Через цю структуру протікає струм, який споживається від джерела керуючих сигналів, під'єданого до закритого переходу. Для послаблення паразитного транзисторного ефекту необхідно збільшувати відстань між сусідніми емітерами до 10–15 мкм. БЕТ становлять основу цифрових ІМС транзисторно–транзисторної логіки (ТТЛ).

Структура діодів у напівпровідникових інтегральних мікросхемах. У напівпровідникових ІМС для створення діодів не використовують спеціально сформовані діодні структури. З цією метою в ролі діода використовують один із переходів вертикального транзистора типу $n-p-n$.

Використовуючи схемні закорочення в транзисторній структурі (див.: рис. 2.62, а), можна отримати п'ять різних варіантів діодного використання транзистора.

Для кожного з варіантів є своя еквівалентна схема (див.: рис. 2.62, б). Всі варіанти характеризуються різною швидкодією, яка визначається величиною нагромаджених у базі та колекторі надлишкових зарядів.

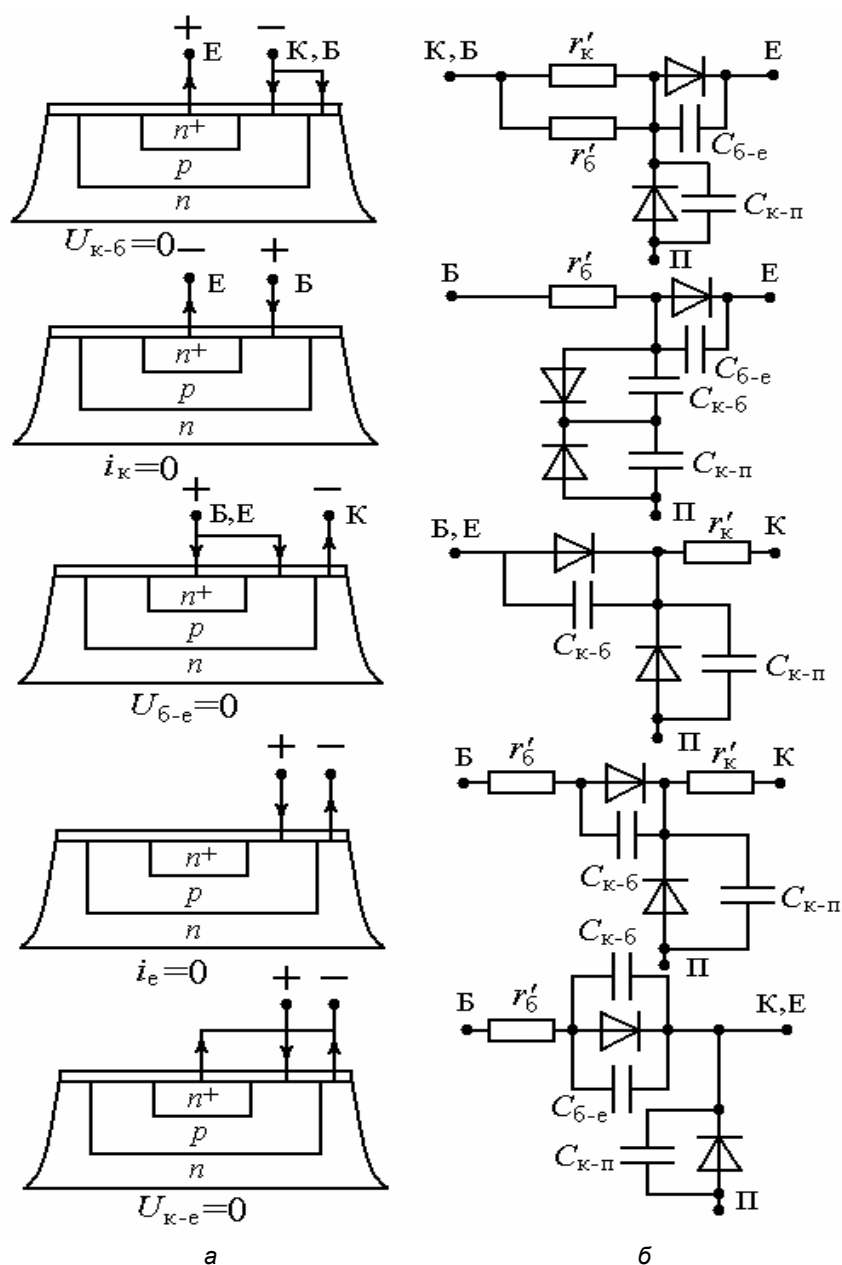


Рис. 2.62. Варіанти діодного ввімкнення $n-p-n$ -транзистора (а), їхні еквівалентні схеми (б)

Параметри типових схем діодного ввімкнення біполярних транзисторів подані в таблиці 2.3

Таблиця 2.3

Параметри типових схем діодного ввімкнення біполярних транзисторів

Параметри	Схеми ввімкнення				
	$U_{к-б}=0$	$I_k=0$	$U_{б-е}=0$	$I_e=0$	$U_{к-е}=0$
1. Напруга пробою $U_{зв}$, В	5–7	5–7	35–55	35–55	5–7
2. Пряма напруга $U_{пр}$, В	0,85	0,96	0,94	0,95	0,92
3. Зворотний струм $I_{зв}$, нА	5	5	20	20	25
4. Ємність діода $C_{д}$, пФ	0,5	0,5	0,7	0,7	1,2
5. Паразитна ємність $C_{п}$, пФ	3	1,2	3	3	3
6. Час відновлення зворотного опору $t_{від}$, нс	9	56	53	85	100

Встановлено, що оптимальним варіантом використання транзистора в ролі діода є перший варіант, зокрема при короткозамкнених **база-колектор** ($U_{к-б}=0$, див.: рис. 2.62, а). Час перемикання такого діода з відкритого стану у закритий становить лише декілька нс.

Структура МДН-транзисторів напівпровідникових інтегральних мікросхем. У МДН-інтегральних мікросхемах найбільш широко використовувані транзистори з індукованим каналом *n*-типу. Транзистори з каналами *p*-типу та з вбудованими каналами використовують значно менше і головню як пасивні елементи схем. МДН - транзистори мікросхем мають менші розміри, ніж біполярні, що дає змогу значно підвищити ступінь інтеграції. Є декілька різновидів МДН-транзисторів, які реалізується МДН-технологією.

МДН-транзистори з полікремнієвим затвором. У транзисторах цього типу замість алюмінієвого затвору використовуваний полікремнієвий затвор. Це дає низку суттєвих конструктивно-технологічних переваг та значно підвищує електричні параметри транзисторів. Зокрема, такі транзистори володіють меншою пороговою напругою, внаслідок чого знижується напруга живлення до 5 В. Зменшення товщини підзатворного діелектрика різко підвищує крутість характеристики транзистора. Крім того, сумісність матеріалу затвора з матеріалом захисного шару дала змогу значно наблизити контакти витоку і стоку, тим самим зменшити розміри цих областей та всієї структури загалом. Застосування полікремнію дозволило зменшити перекриття кремнієвого затвора з областями витоку і стоку, що суттєво зменшило паразитні ємності. В таких транзисторах також зменшена глибина залягання областей витоку і стоку. Структура транзистора зображена на рисунку 2.63.

Транзистори формують на кремнієвій підкладці p -типу з питомим опором 1–10 Ом та орієнтацією (100). Сусідні транзистори розділені шаром товстого поглибленого оксиду, під яким розміщені сильнолеговані проти-канальні шари p^+ -типу. Такі шари необхідні для виключення можливості появи паразитних n -каналів, що з'єднують n^+ -області, сусідніх транзисторних структур. Чим товстіший шар діелектрика і чим вища концентрація домішок у p^+ -області, тим складніше індукувати інверсний канал. Виводи від витоку і стоку виконують звичайним способом через вікна в плівці SiO_2 . Вивід від полікристалічного кремнію виконується за межами МДН-структури.

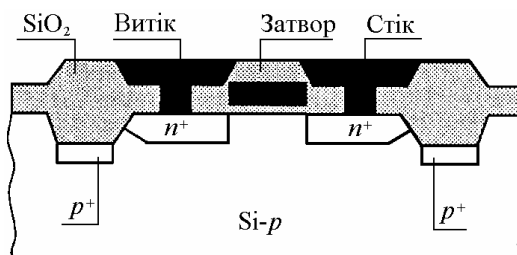


Рис. 2.63. Структура інтегрального МДН-транзистора з полікремнієвим затвором

Комплементарні МДН-структури. Такі структури становлять собою поєднання транзисторів з каналами n - і p -типів, з'єднаних послідовно. На рисунку 2.64 зображена схема і будова такої структури з алюмінієвим затвором.

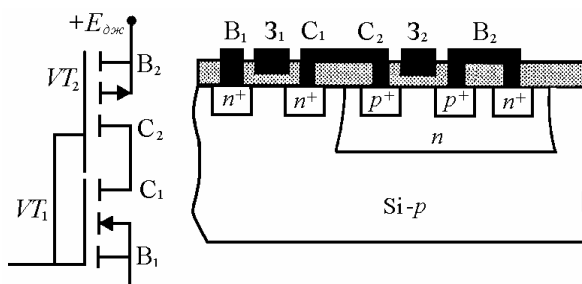


Рис. 2.64. Схема та будова комплементарної МДН-структури

У цій структурі транзистор з n -каналом формується безпосередньо на кремнієвій підкладці p -типу, а транзистор з p -каналом у спеціальній кишені n -типу товщиною 3–4 мкм. Площа, що припадає на один транзистор, в комплементарній структурі більша, ніж у структурі на однотипних n -канальних транзисторах, що зумовлює необхідність збільшувати відстань між p – n переходом кишеня–підкладка і p – n -переходом найближчого n -канального транзистора. Вона має бути більша від суми значень товщини збіднених шарів цих переходів, щоб не було замикання n^+ -областей з n -кишенями. Реально товщина збідненої області становить приблизно 3 мкм.

Контрольні запитання до розділу 2

1. Опишіть структурну модель БІП-транзистора.
2. Нарисуйте схеми ввімкнення транзисторів та порівняйте їхні функціональні можливості.
3. Напишіть диференціальні параметри БІП-транзистора.
4. Нарисуйте фізичні еквівалентні схеми БІП-транзистора.
5. Транзистор Дарлінгтона.
6. У чому полягає суть роботи польового транзистора ?
7. Наведіть стокозатворну та вихідну характеристики ПТ з керованим $p-n$ переходом.
8. Запишіть диференціальні параметри ПТ.
9. Нарисуйте структури ПТ з ізольованим затвором. Охарактеризуйте їхні різновиди.
10. Розкажіть про ВАХ ПТ з різними типами каналів.
11. Опишіть сім'ю вихідних та перехідних характеристик для МДН-транзистора з індукованим каналом.
12. Запишіть малосигнальні параметри ПТ.
13. Які фактори обмежують власну швидкість ПТ?
14. Нарисуйте схему підсилювального каскаду на ПТ.
15. Нарисуйте схему ввімкнення ПТ для реалізації ключового режиму.
16. Нарисуйте схему комплементарної МДН-структури у мікроелектронному виконанні.
17. Охарактеризуйте основні напрямки розвитку субмікро- та наноелектроніки.
18. Нарисуйте принципову схему електронного ключа на біполярному транзисторі та поясніть його роботу.
19. Нарисуйте принципову схему електронного ключа на польовому транзисторі та поясніть його роботу.
20. Опишіть спосіб оцінювання завадостійкості ключа.