

Розділ 2

ФІЗИЧНІ ОСНОВИ РОБОТИ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПРИЛАДІВ

2.1 Напівпровідник. Фізичні явища в напівпровідниках

Напівпровідникові матеріали, надалі – напівпровідники – широкий клас речовин, які за своєю електропровідністю займають проміжне місце між металами та діелектриками. Їхня електропровідність сильно залежить від наявності в них домішок і швидко зростає з ростом температури.

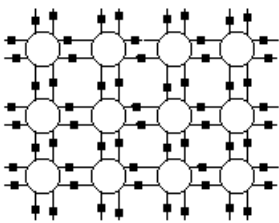


Рис. 2.1

Із усієї різноманітності напівпровідникових матеріалів в радіoeлектроніці для створення напівпровідникових приладів використовуються переважно германій і кремній². Обидва є елементами четвертої групи періодичної системи і, отже, мають по чотири валентні електрони. В просторі атоми цих речовин розташовані у вершинах правильних тетраедрів і зв'язані між собою ковалентними зв'язками за рахунок узагальнених із сусідніми атомами валентних електронів. Умовно система ковалентних зв'язків зображена на рис. 2.1, де великими колами зображені атоми, а малими – валентні електрони.

У ідеальній кристалічній ґратці напівпровідника при температурі абсолютного нуля всі електрони зв'язані з атомами і речовина виявляє властивості ідеального діелектрика. Але при підвищенні температури напівпровідника електрони за рахунок теплового руху атомів ґратки можуть порівняно легко зриватися з ковалентних зв'язків і хаотично рухатися в межах ґратки кристалу. Концентрація електронів визначається таким виразом:

$$n = A \cdot T^{3/2} \cdot \exp\left(-\frac{\Delta E}{2 \cdot k \cdot T}\right), \quad (2.1)$$

де A – коефіцієнт пропорційності, T – абсолютна температура, k – стала Больцмана, ΔE – енергія активації напівпровідника, тобто мінімальна енергія, необхідна для вивільнення валентного електрона³. Ця енергія рівна 0,67 еВ для германію та 1,12 еВ для кремнію (1 еВ = $1,6 \cdot 10^{-19}$ Дж). При кімнатній температурі концентрація вільних електронів у кремнії та германії має дорівнювати $n_{Si} \approx 10^{10} \text{ см}^{-3}$ та $n_{Ge} \approx 10^{13} \text{ см}^{-3}$. З підвищенням температури концентрація вільних електронів швидко зростає.

Якщо у напівпровіднику створити електричне поле, всі вільні електрони попрямують в бік позитивного потенціалу. Виникне струм з густиною

² У сучасних приладах германій використовується зрідка; все більшого застосування знаходять сполуки галію типу A_3B_5 , наприклад арсенід галію.

³ Тобто ширина забороненої зони.

$$j_e = e \cdot n \cdot v = e \cdot n \cdot \mu \cdot \mathcal{E} = \sigma_e \cdot \mathcal{E}, \quad (2.2)$$

де v – дрейфова швидкість направленого руху електронів в електричному полі напруженістю \mathcal{E} , μ – рухливість електронів у цьому полі, σ_e – *електронна провідність* напівпровідника.

Слід, однак, мати на увазі, що відсутність у якогось із атомів кристалічної ґратки електрона еквівалентна наявності тут рівного за величиною зайвого позитивного заряду. У фізиці напівпровідників таку електронну вакансію називають “*діркою*”. Вона поводить себе як позитивний заряд, рівний за величиною заряду електрона. На вакантне місце, звільнене електроном, може “перестрибнути” електрон з сусіднього атома, так що дірка переміститься на одну міжатомну відстань. За рахунок наступного стрибка дірка знов переміститься до іншого атома і т. д. Концентрація дірок p дорівнює концентрації вільних електронів n , так що в цілому напівпровідник залишається електрично нейтральним.

Зазвичай дірки хаотично блукають кристалічною ґраткою. Однак при накладанні електричного поля дірки набувають спрямований дрейфовий рух в бік від’ємного потенціалу. Рухливість дірок в германії та кремнії у кілька разів менша за рухливість електронів, отже, внесок *діркової провідності* в загальну провідність напівпровідника відповідно менший за внесок електронної.

При зустрічі дірки з вільним електроном може статися їхнє з’єднання – *рекомбінація*, в результаті якої і дірка і вільний електрон зникають, а в кристалічній ґратці відновлюється нейтральний атом. Середній час життя τ вільного електрона з моменту його виникнення до моменту рекомбінації залежить від виду напівпровідника, концентрації в ньому вільних зарядів і лежить, зазвичай, в межах мікросекунд.

Всі ці процеси відбуваються так лише в дуже чистих напівпровідниках, де сторонні домішки не перевищують $10^{-8} - 10^{-9} \%$. Концентрація дірок в них завжди дорівнює концентрації вільних електронів. Такі напівпровідники називають *власними напівпровідниками*, а існуючу в них провідність – відповідно *власною провідністю* і позначають індексом “*i*” (від англійського слова “*intrinsic*” – *власний, властивий даній речовині*).

Таким чином, на відміну від металів, напівпровідники можуть мати два типи провідності: електронну та діркову. Саме існування двох типів провідності і визначає більшість специфічних властивостей, притаманних напівпровідникам, і можливість їхнього широкого практичного застосування в електроніці.

2.1.1. Власна та домішкова провідність

Однак, навіть мізерні домішки сторонніх речовин здатні істотно змінити властивості напівпровідника. Розглянемо, наприклад, що станеться,

якщо в кристалічну ґратку германію упровадити атом сусіднього з ним у таблиці Менделєєва п'ятивалентного миш'яку. Щоб зручно "прилаштуватися" в кристалічній ґратці германію атом миш'яку відпускає "на волю" зайвий електрон. Енергія активації, яка потрібна для такого вивільнення електрону, складає лише 0,013 еВ, отже навіть при кімнатній температурі атоми миш'яку втрачають п'яті валентні електрони, і концентрація створених таким шляхом вільних електронів буде дорівнювати концентрації атомів домішки. Неважко підрахувати, що при кімнатній температурі обумовлена цими домішковими електронами провідність зрівняється з власною провідністю германію вже при концентрації миш'яку порядку 10^{-7} %. При більшій кількості домішки починає переважати домішкова провідність. Домішки, які подібно до миш'яку, віддають свої електрони, називають електронними або донорними домішками, і всі величини, що до них відносяться, позначають індексом "n" (від слова "negative", негативний, тобто від'ємний, оскільки створені донорною домішкою вільні заряди – електрони – мають від'ємний знак).

Інший сусід германію – тривалентний галій – при введенні в кристалічну ґратку навпаки, намагається відібрати у сусідніх атомів германію один валентний електрон, внаслідок чого утворюється дірка. Такі домішки називають дірковими або акцепторними (від англійського слова "accept" – сприймати). Всі величини, що стосуються акцепторних домішок, позначають індексом "p" (від слова "positive"), оскільки вони утворюють тільки позитивні носії заряду – дірки.

Акцепторами для германію і кремнію, окрім галію, можуть бути бор, алюміній, індій, а донорами – фосфор або стибій. Енергія активації цих домішок також становить соті частки еВ, так що створені ними концентрації носіїв – електронів чи дірок – практично рівні концентрації домішкових атомів.

Таким чином, відповідним підбором виду і концентрації домішок можна в широких межах змінювати характер і величину провідності основного напівпровідника. Таку операцію називають легуванням напівпровідника.

2.1.2. Неосновні носії

Не варто, однак, вважати, що єдиним видом носіїв заряду в донорному напівпровіднику є електрони, а в акцепторному – дірки. Окрім цих основних носіїв, у напівпровіднику можуть існувати і протилежні за знаком неосновні носії: дірки в донорному напівпровіднику, або електрони в акцепторному. Їхнє виникнення можливе за рахунок теплового руху атомів (подібно до того, як це має місце у власних напівпровідниках) або ж внаслідок наявності неконтрольованих випадкових домішок. Концентрація неосновних носіїв мала, оскільки вони швидко рекомбінують з основними.

2.1.3. Електронно-дірковий перехід (p - n перехід)

Робота переважної кількості напівпровідникових приладів ґрунтується на явищах, які виникають при контакті двох монокристалічних напівпровідників з різними типами провідності (рис. 2.2). Такий контакт p - і n - напівпровідників називають p - n переходом. Він має ряд цінних властивостей, використання яких і обумовлює широкий спектр можливостей напівпровідникових приладів. Розглянемо його детальніше.

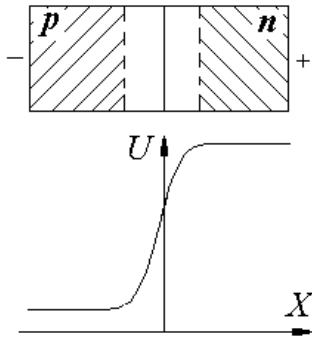


Рис. 2.2

При контакті напівпровідників p - і n - типів починається дифузійний рух носіїв в області з протилежним знаком провідності, де концентрація зарядів даного знаку мала: електронів в дірковий напівпровідник, а дірок у електронний. Однак, ця дифузія невдовзі припиняється оскільки напівпровідник n -типу, втративши частину своїх електронів (і набувши деякої кількості дірок) заряджається позитивно, а дірковий напівпровідник, втративши частину дірок і набувши електронів, заряджається негативно. В результаті між p - і n - напівпровідниками в області переходу виникає потенціальний бар'єр висотою порядку одного вольт. Ця контактна різниця потенціалів локалізована у перехідному шарі товщиною близько 1 мкм і створює в ньому електричне поле порядку 10^4 В/см і більше (рис. 2.2). Це поле видаляє носії зарядів з перехідного шару: електрони в n -область, а дірки в p -область. Внаслідок цього перехідний шар збіднюється носіями і набуває властивостей діелектрика. Глибина проникнення поля у напівпровідник залежить від його провідності: чим вона менша, тим більшою буде глибина. Тому, коли ступінь легування p - і n - областей неоднаковий, збіднений носіями заряду шар утворюється переважно в напівпровіднику, котрий зазнав слабшого легування.

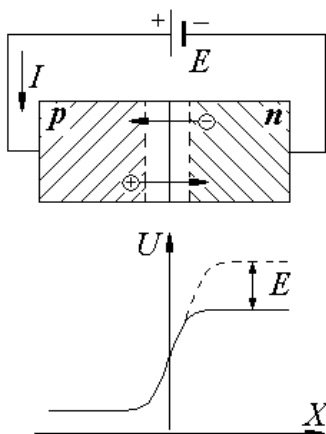


Рис. 2.3

При намаганні носіїв проникнути в “чужу” область їм доводиться долати потенціальний бар'єр досить значної висоти. Тому, хоч деякий обмін зарядами між p - і n - областями і існує, він дуже незначний.

Ситуація змінюється, якщо до переходу прикладена зовнішня ЕРС, за напрямком протилежна контактній різниці потенціалів (рис. 2.3). Висота потенціального бар'єру при цьому знижується на величину прикладеної ЕРС і тепер вже досить великий потік дірок прямує в n -область, а електронів у p -область, створюючи струм I через перехід. Внесок в цей струм носіїв різного типу обумовлений насамперед їхню концентрацією. Якщо p -область легована значно сильніше, ніж n -область, то струм I

створюється переважно дірками. І навпаки, якщо сильніше легована n -область, основний внесок в струм дадуть електрони.

Таким чином, основний потік зарядів через перехід визначається

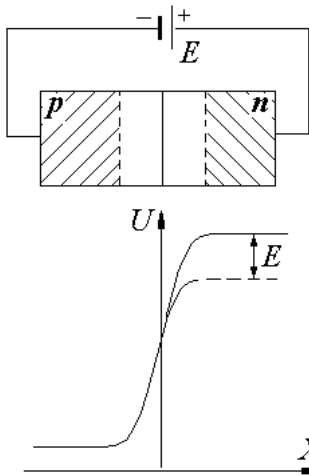


Рис. 2.4

сильніше легованою областю; її називають емітером. Слабше леговану область називають базою. Процес введення сторонніх носіїв (наприклад, дірок у n -область) називають інжекцією. Інжектвані заряди існуватимуть у області інжекції як неосновні носії, поки вони не прорекомбінують там з основним носіями.

При зміні полярності зовнішньої ЕРС на протилежну висота потенціального бар'єру зростає, а товщина його збільшується (рис. 2.4), в результаті чого рух основних носіїв через перехід практично припиняється. Електричний струм, що існує при такій зворотній полярності обумовлюється лише

неосновними носіями, які завжди у невеликій кількості присутні у напівпровіднику. Для них поле у переході є прискорюючим і тому будь-який неосновний носій, який при своєму тепловому русі потрапить на межу бідненого шару, буде обов'язково втягнутим у цей шар і перетне межу p - n переходу. Таке усмоктування неосновних носіїв в збіднений шар називають екстракцією.

Залежність струму через p - n перехід від прикладеної до нього напруги U визначається виразом:

$$I = I_0 \cdot (e^{\frac{q \cdot U}{k \cdot T}} - 1), \quad (2.3)$$

де I_0 – струм насичення, обумовлений неосновними носіями, T – абсолютна температура, k – стала Больцмана, q – заряд електрона.

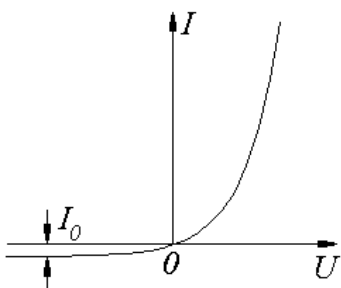


Рис. 2.5

Графік вольт-амперної характеристики p - n переходу зображений на рис. 2.5. При досить великій позитивній напрузі ($U \gg \frac{k \cdot T}{q}$) одиницею у

виразі (2.3) можна нехтувати і вважати, що струм експоненціально залежить від прикладеної напруги:

$$I \approx I_0 \cdot e^{\frac{q \cdot U}{k \cdot T}}. \quad (2.4)$$

Таким чином, p - n перехід являє собою нелінійний опір, струм через який не пропорційний прикладеній до нього напрузі. Перехід може бути охарактеризований омичним (статичним) R_0 та диференціальним (динамічним) r_d опорами:

$$R_0 = \frac{U}{I}, \quad r_d = \frac{dU}{dI} = \frac{k \cdot T}{q \cdot I_0} \cdot \exp\left(-\frac{q \cdot U}{k \cdot T}\right) = \frac{1}{I} \cdot \frac{k \cdot T}{q}. \quad (2.5)$$

Для відкритого переходу ($U > 0$) зазвичай $r_d < R_0$.

Інжектвані у “чужу” область неосновні носії досить швидко рекомбінують з основними носіями. Однак, маючи скінчений час життя τ , вони утворюють там деякий об'ємний заряд $Q = I \cdot \tau$. При стрибкоподібній зміні полярності напруги U та переході від відкриваючої до закриваючої через p - n перехід протягом деякого часу протікає зворотний струм (див. рис. 2.6), значно вищий за струм насичення та обумовлений тими неосновними носіями, які були інжектвані в “чужі” області раніше, а тепер рухаються у зворотному напрямку за рахунок дифузії. Тривалість цього процесу порядку середнього часу рекомбінації, тобто одиниці мікросекунд.

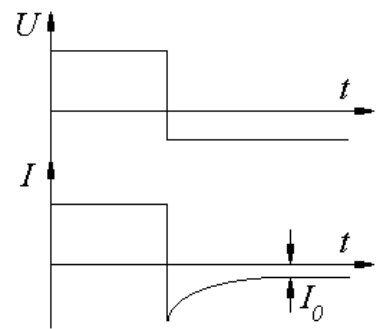


Рис. 2.6

2.1.4. Бар'єрна та дифузійна ємність

Як уже йшла мова вище, при зворотній полярності на границі p - n переходу утворюється збіднений носіями шар, котрий має властивості діелектрика. Вся система в цілому стає подібною до конденсатора, який має провідні обкладинки, розділені діелектричним прошарком. Ємність такого конденсатора називається бар'єрною ємністю, оскільки її існування обумовлене потенціальним бар'єром p - n переходу. Її величина залежить від товщини збідненого шару і зменшується з його потовщенням.

У відкритому режимі p - n перехід характеризується диференціальним опором r_d та дифузійною ємністю $C_{\text{диф}}$. Справа в тому, що із збільшенням напруги на ΔU струм через перехід зростає на $\Delta I = \Delta U / r_d$ та відповідно на $\Delta Q = \Delta I \cdot \tau$ збільшується об'ємний заряд інжектованих неосновних носіїв. А відношення $\Delta Q / \Delta U = \tau / r_d$ має зміст ємності, яка і носить назву дифузійної. На відміну від бар'єрної ємності, що існує реально і через яку протікає справжній струм зміщення, дифузійна ємність значною мірою є формальним поняттям і вводиться для опису інерційних властивостей p - n переходу. Вона вважається увімкненою разом з r_d паралельно до p - n переходу і визначає його сталу часу $C_{\text{диф}} \cdot r_d = \tau$, з якою відбуваються зображені на рис. 2.6 перехідні процеси. В реальних умовах бар'єрна ємність невелика і, як правило, складає десятки або сотні пікофарад, тоді як дифузійна ємність може бути на кілька порядків більшою.

2.1.5. Пробій p - n переходу

При занадто великій напрузі, прикладеній до закритого p - n переходу, останній може пробитися, як і звичайний конденсатор.

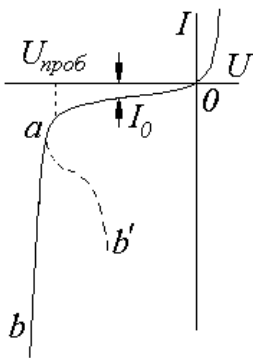


Рис. 2.7

Розрізняють такі фізичні механізми пробі:

- *лавинний*, коли екстрагований неосновний носій (наприклад, електрон) при проходженні через збіднений шар прискориться на довжині вільного пробігу аж до енергії активації даного напівпровідника. Тоді цей прискорений носій при зіткненні з атомом кристалічної ґратки може вибити з нього новий електрон, який також прискорюється і стає здатним вибивати нові електрони. Таким чином, один первинний електрон здатний викликати цілу лавину нових електронів і в результаті струм через перехід різко зростає. Таке явище має назву лавинного пробію *p-n* переходу і починається коли напруга на переході досягає значення, яке називається пробійним. При пробі на вольт-амперній характеристиці з'являється ділянка різкого зростання струму (рис. 2.7, ділянка "ab").
- *тепловий*, коли причиною подібного різкого зростання струму може бути локальне перегрівання в якійсь точці збідненого шару. Зі зростанням температури в цьому місці збільшується провідність, зростає густина струму, наслідком чого є ще більше перегрівання та підвищення температури. Такий пробій носить назву теплового. Вольт-амперна характеристика для теплового пробію має вигляд подібний до кривої *ab'*.
- *тунельний*. При дуже великих напруженостях електричного поля в збідненому шарі, порядку $10^6 - 10^7$ В/см, електрони можуть бути просто вирвані з їхніх ковалентних зв'язків в результаті квантово-механічного тунельного ефекту. Такий вид пробію називається тунельним. Він спостерігається у напівпровідниках з високим ступенем легування, де збіднений основними носіями шар дуже тонкий.

В нашій уяві слово "пробій" зазвичай асоціюється з руйнуванням електротехнічного приладу. Але у *p-n* переходах, якщо не має надто великого зростання струму, пробій не є причиною незворотних змін і виявляється для переходу цілком нешкідливим. На використанні ефекту пробію *p-n* переходу ґрунтується робота цілого ряду напівпровідникових приладів.

2.2. Напівпровідникові діоди. Їхні характеристики та параметри

Описані вище властивості електронно-діркових переходів знаходять практичне застосування у напівпровідникових діодах.

Напівпровідниковим діодом називається електронний прилад з двома виводами, який містить один *p-n* перехід.

З усіх розглянутих вище властивостей *p-n* переходу найбільш істотною, безумовно, є його одностороння провідність, яка обумовлює можливість проходження струму через діод тільки у одному напрямку.

Саме ця властивість знаходить широке застосування для випрямлення електричного струму, тобто перетворення змінного струму в постійний. Розрізняють такі типи напівпровідникових діодів:

- **випрямні діоди:** для випрямлення струму використовуються германієві або кремнієві площинні діоди, у яких

розміри площі p - n контакту набагато більші від товщини збідненого шару і глибини, на яку здатні проникнути за рахунок дифузії інжектвані у базу неосновні носії. Значна площа контакту забезпечує можливість проходження через такі діоди досить великих струмів. Типові вольт-амперні характеристики для германієвого (1) та кремнієвого (2) випрямних діодів зображені на рис. 2.8. Області прямого та зворотного струмів і напруг зображені тут у різних масштабах. Для германієвих діодів істотний прямий струм починається практично з напруги $U_{Ge}^* \cong 0,1 - 0,2$ В, а у кремнієвих з $U_{Si}^* \cong 0,6 - 0,7$ В. При $U > U^*$ струм швидко зростає, досягаючи номінальної величини при напрузі порядку $0,5 - 1,0$ В. При напрузі $0 < U < U^*$ прямий струм, хоча і існує, але він набагато менший від номінального і його існуванням можна нехтувати. Зворотний струм у германієвих діодах на 2 – 3 порядки, а у кремнієвих на 3 – 4 порядки менший за прямий номінальний струм. Вигин вольт-амперної характеристики зворотного струму для германієвого діода вказує на наближення до режиму пробоя. Максимальна зворотна напруга, яку здатні витримати випрямляючі діоди, складає звичайно кілька сотень вольт і не перевищує 1кВ. Для роботи з більшими напругами діоди можна з'єднувати послідовно, шунтуючи їх, однак, досить великими однаковими опорами, щоб гарантувати рівномірність розподілу зворотної напруги. Іноді послідовно увімкнені діоди об'єднують в одному корпусі (разом з шунтуючими опорами) і утворюють так звані випрямні стовпи або блоки.

Кремнієві діоди більш стійкі до підвищення температури і можуть успішно працювати до $120 - 130$ °С, тоді як температурна межа для германієвих діодів складає лише $70 - 80$ °С. Звідси впливає, що германієві діоди доцільно використовувати для випрямлення сильних струмів малої напруги, тоді як кремнієві діоди, для яких характерні порівняно великий спад напруги у прямому режимі, але більша

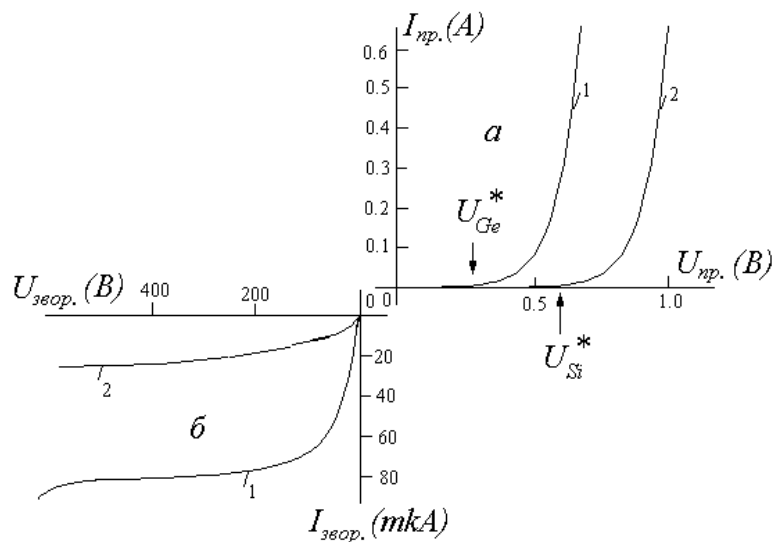


Рис. 2.8

стійкість до зворотної напруги, більш придатні для випрямлення невеликих струмів високої напруги. Основні практичні параметри випрямних діодів такі:

- $I_{пр\ max}$ – гранично допустимий середній прямий струм⁴;
- $U_{звор\ max}$ – гранично допустима зворотна напруга;
- $U_{пр}$ – постійна пряма напруга на діоді при номінальній величині струму;
- $I_{звор\ max}$ – зворотний струм при гранично допустимій зворотній напрузі;
- T_{max} – гранично допустима температура навколишнього середовища.

На основі цих параметрів робиться вибір типу діода для роботи в приладах для випрямлення струму.

- *випрямні діоди Шотткі*: на основі p - n переходів будується більшість випрямляючих діодів. Разом з тим все більше зростає інтерес до діодів, у яких використовується контакт металу з напівпровідником. Такий контакт був вперше вивчений німецьким фізиком В. Шотткі і тому дістав назву переходу Шотткі. А діоди засновані на використанні такого переходу – назву діодів Шотткі. Ми не будемо розглядати фізику роботи такого переходу, бо вона є досить складною і потребує застосування зонної теорії напівпровідників. Це не є предметом нашого курсу, а тому ми обмежимося лише вказівками на деякі властивості таких переходів, що мають істотне значення для їхнього практичного застосування. Ось основні відмінності переходів Шотткі порівняно зі знайомими нам p - n переходами:

- при роботі переходу Шотткі у режимі відкритої полярності у напівпровідник *не інжектуються* неосновні носії. Тому в ньому не утворюється об'ємний заряд неосновних носіїв, відсутня дифузійна ємність і отже усі пов'язані з цим інерційні ефекти. *Тому інерційність діодів Шотткі визначається лише бар'єрною ємністю і набагато менша від інерційності діодів з p - n переходами*;
- вольт-амперна характеристика переходу Шотткі для прямого струму починається практично з нуля ($U^* \cong 0$) і стрімко іде вгору. Тому спад напруги для прямого струму на переході Шотткі невеликий і складає лише декілька десятих вольтів. Отже і омичне нагрівання таких переходів виявляється меншим, ніж у p - n переходів. До того ж оскільки один з електродів переходу Шотткі є металом, тут можна створити краще відведення тепла і працювати з великими густинами струму.

Отже за цілим рядом властивостей переходи Шотткі і побудовані на їхній основі випрямні діоди мають певні переваги порівняно з діодами

⁴ Іноді як параметр дається і гранично допустимий імпульсний струм, який може протікати через діод протягом коротких проміжків часу.

на p - n переходах. Але технологія виготовлення діодів Шотткі складніша, вони дорожчі і тому застосовуються лише там, де їхні високі якості дійсно потрібні.

- *високочастотні діоди*: однією з областей, де широко використовують діоди Шотткі, є область надвисоких частот. Такі діоди отримали назву високочастотні (ВЧ) діоди і використовуються для випрямлення (детектування) сигналів з частотами вищим від 1 ГГц. Спершу такі діоди являли собою просто контакт металевого вістря (пружинки) з поверхнею напівпровідника. Пропусканням імпульсу сильного струму вістря приварювалося до напівпровідника. Сучасні високочастотні діоди Шотткі виготовляються шляхом напилювання металевої плівки на поверхню кристалу з арсеніду галію. Площа таких контактів для ВЧ – діодів складає лише кілька квадратних мікрометрів і бар'єрна ємність таких контактів є дуже малою. Але і величина струму, який може бути випрямлений таким контактом, також мала і не перевищує кількох міліампер. Подібні діоди успішно працюють до частот порядку сотень ГГц, тобто аж до субміліметрового діапазону і є чи не єдиним засобом обробки таких сигналів.

- *стабілітрони і стабістори*: для стабілізації напруг від кількох одиниць до кількох десятків вольтів використовуються спеціальні кремнієві площинні діоди, які мають назву стабілітронів або опорних діодів. Для їхньої роботи використовують зворотну ділянку вольт-амперної характеристики при напрузі, що відповідає напрузі пробою (рис. 2.9). На цій ділянці, починаючи з деякої напруги, позначеної як $U_{СТ}$, спостерігається стрімке зростання зворотного струму. Особливість цієї ділянки ВАХ полягає в тому, що на ній диференціальний опір $r_d = \frac{dU}{dI}$, визначений як нахил характеристики

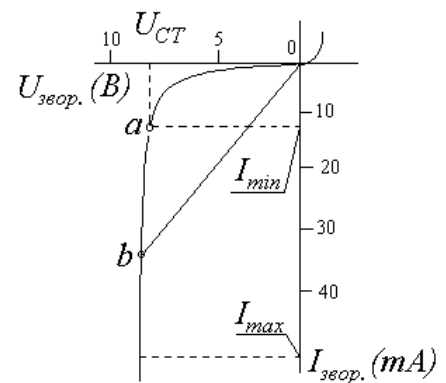


Рис. 2.9

до вісі ординат, набагато менший від омичного опору $R_0 = \frac{U}{I}$, який можна зобразити як нахил січної "Ob" до тієї ж вісі. У стабілітронах ця відмінність є величиною одного-двох порядків.

Вказана особливість ВАХ стабілітрона використовується для стабілізації напруги у схемах стабілізаторів. Спрощена схема стабілізатора на стабілітроні зображена на рис. 2.10. При протіканні струму $I_{СТ}$ через стабілітрон спад напруги на ньому зберігається незмінним при змінах струму $I_{СТ}$, а надлишок вхідної напруги спадає на баластному опорі R . Докладніше принципи роботи та схеми стабілізаторів будуть розглянуті у Розділі 5.

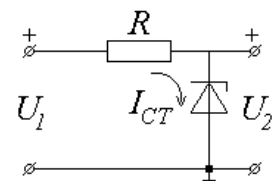


Рис. 2.10

Аналогічно працює і стабістор, який являє собою звичайний діод у режимі провідності. Тут також використовується відмінність між диференціальним та омичним опором діода, але вже для прямого струму (див. рис. 2.8). Ця відмінність особливо помітна для малих струмів. За допомогою стабістора вдається стабілізувати малі напруги порядку десятих часток вольтів.

- *варікап*: як уже йшла мова раніше, при заперній полярності на границі p - n переходу утворюється шар, збіднений носіями заряду, який має властивості діелектрика. Їмність утворена цим шаром, називається бар'єрною їмністю. Оскільки товщина збідненого шару залежить від прикладеної заперної напруги, з'являється можливість керувати величиною бар'єрної їмності шляхом зміни величини цієї напруги. Зазначений ефект використовують у спеціальних напівпровідникових приладах, так званих *варікапах*, для створення електрично керованих їмностей.⁵ Вольт-фарадна характеристика варікапа зображена на рис. 2.11. Загальна їмність варікапа може змінюватись у півтора-два рази при середньому значенні порядку одиниць, десятків або сотень пікофарад.

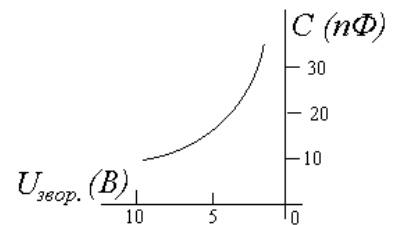


Рис. 2.11

- *тунельний діод*: принцип дії тунельного діода ми тут не розглядатимемо, оскільки для того, щоб його зрозуміти, потрібні спеціальні знання з квантової механіки та фізики твердого тіла. Обмежимося лише розглядом його вольт-амперної характеристики, яка має досить специфічний вигляд (рис. 2.12, 2.13). При зворотній полярності тунельний діод відкритий (ділянка ao). При прямій полярності ділянка зростання струму ob переходить у ділянку bc , де збільшення напруги супроводжується зменшенням струму. На цій ділянці диференціальна провідність тунельного діода (та його диференціальний опір) будуть від'ємними, хоча омичний опір залишається позитивним. Далі, починаючи з точки c спостерігається нове зростання струму і на ділянці cd диференціальна провідність знову стає позитивною. Існування режиму з від'ємним диференціальним опором є дуже цікавою властивістю тунельного діода, яка обумовлює можливість його використання для генерації високочастотних коливань.

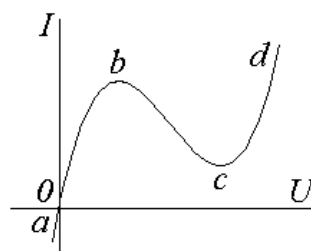


Рис. 2.12

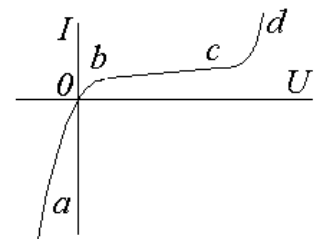


Рис. 2.13

⁵ Назва варікап походить від англійських слів "vary" – міняю і "capacity" – їмність.

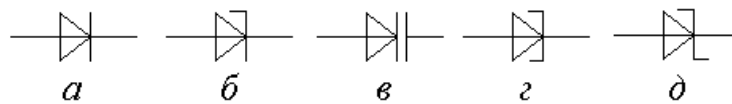


Рис. 2.14

На закінчення розглянемо умовні позначення різних типів діодів, які застосовуються при зображенні радіоелектронних схем (рис. 2.14). Тут *а* – діод випрямний, детекторний, змішувальний; *б* – стабілітрон; *в* – варіак; *г* – тунельний; *д* – діод Шотткі.

2.3. Біполярний транзистор

2.3.1. Принцип дії біполярного транзистора. Вхідна та вихідна характеристики

При заперній полярності струм $p-n$ переходу I_0 визначається неосновними носіями, які існують в напівпровідниках праворуч і ліворуч від переходу.

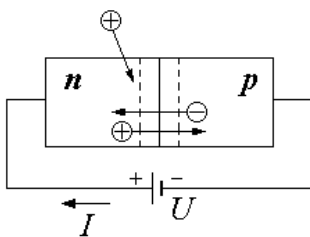


Рис. 2.15

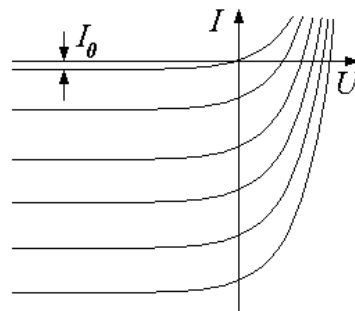


Рис. 2.16

Якби існувала можливість змінювати концентрацію цих неосновних носіїв, ми одержали б спосіб керування величиною струму через закритий перехід. Так, наприклад, вводячи ззовні дірки в електронну область *n* (рис. 2.15) можна було б

збільшувати струм через закритий перехід. При цьому, в міру зростання кількості інжекттованих дірок, струм насичення ставав би все більшим і більшим (рис. 2.16).

Таку інжекцію можна реалізувати в системі, зображеній на рис. 2.17.

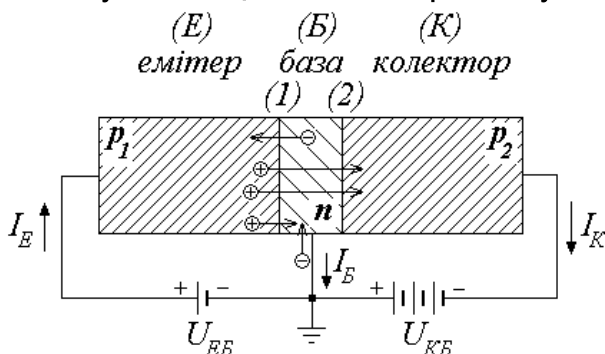


Рис. 2.17

Ця система має назву біполярного транзистора.

Такий транзистор складається з двох $p-n$ переходів, причому на краях знаходяться p -області, а в середині – n -область. Полярність джерел живлення є такою, щоб лівий перехід (1) був відкритий, а правий (2) – закритий.

Діркові області леговані досить сильно, значно сильніше за електронну, так що остання є базою по відношенню до області p_1 , яку надалі називатимемо емітером. Область p_2 має назву колектора.

Дірки, що інжектуються з емітера у базу будуть там неосновними носіями і їхня концентрація залежить від величини емітерного струму I_E .

Розділ 3

ДІОДНІ СХЕМИ

3.1. Випрямлячі

3.1.1. Схема випрямляча

Найбільш розповсюдженою діодною схемою є випрямляч.

Задачею випрямляча є перетворення вхідної двополярної напруги $U_{\text{вх}}$ у вихідну однополярну напругу або позитивну $U_{\text{вих1}}$ (рис. 3.1,а), або негативну $U_{\text{вих2}}$ (рис. 3.1,б).

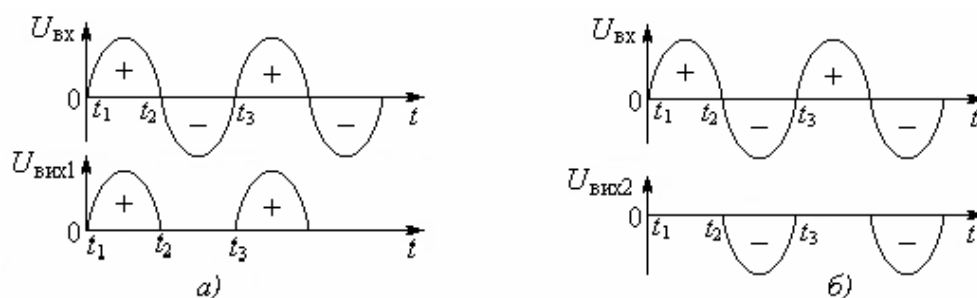


Рис. 3.1. Часова діаграма роботи однонапівперіодного випрямляча:
а — при позитивній вихідній напрузі; б — при негативній вихідній напрузі

Вхідна напруга $U_{\text{вх}}$, що випрямляється, містить напівхвилі обох полярностей: позитивну (+) та негативну (-).

Вихідна ж напруга $U_{\text{вих}}$ має тільки одну полярність: або позитивну $U_{\text{вих1}}$ (рис. 3.1,а) або негативну $U_{\text{вих2}}$ (рис. 3.1,б).

Таке перетворення вхідної напруги здійснює схема випрямляча, що наведена на рис. 3.2.

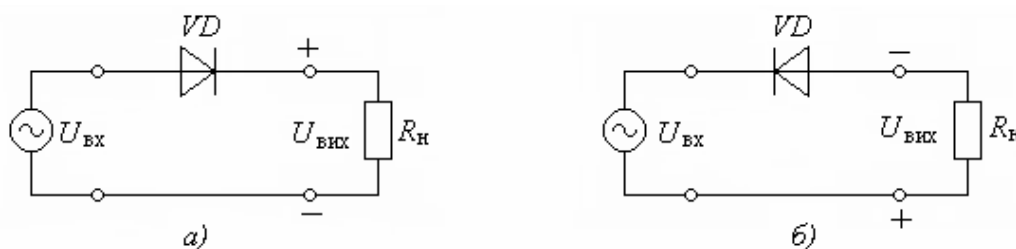


Рис. 3.2. Схема випрямляча: а — позитивної напруги; б — негативної напруги

Випрямляч є подільником напруги з вентиля VD у верхньому плечі та опору навантаження $R_{\text{н}}$ у нижньому. Як видно з рис. 3.2, щоб змінити полярність випрямленої напруги, треба переполюсувати включення вентиля VD .

Коефіцієнт передавання цієї схеми як подільника напруги становить

$$K = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{R_{\text{н}}}{R_{VD} + R_{\text{н}}}, \quad (3.1)$$

де R_{VD} – опір вентиля VD ;

$R_{\text{н}}$ – опір навантаження.

З формули (3.1) видно, що для одержання, наприклад, позитивної випрямленої напруги коефіцієнт передавання K має бути

$$K = 1 \quad (3.2)$$

в інтервалі моментів $t_1 < t < t_2$ та

$$K = 0 \quad (3.3)$$

в інтервалі моментів $t_2 < t < t_3$ (див. рис. 3.1,а).

Для виконання умови (3.2) треба мати опір вентиля R_{VD} надто малим ($R_{VD} \ll R_{\text{н}}$), а для умови (3.3) – надто великим ($R_{VD} \gg R_{\text{н}}$).

Звідси випливає, що вольтамперна характеристика (ВАХ) ідеального вентиля повинна мати форму, яка наведена на рис. 3.3.

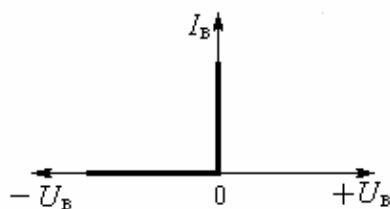


Рис. 3.3. ВАХ ідеального вентиля

Для однієї полярності напруги $+U_{VD}$ струм вентиля $I_{\text{в}}$ має бути необмежено великим при скільки завгодно малій напрузі $+U_{\text{в}}$, а для протилежної ($-U_{\text{в}}$) – дорівнювати нулю.

Наведена на рис. 3.3 ВАХ ідеального вентиля до цього часу не реалізована, але є вентиля, ВАХ яких більш або менш наближається до ідеальної. Це так звані напівпровідникові діоди. Вони мають однобічну електропровідність, тобто малий опір для однієї полярності напруги і великий – для протилежної.

3.1.2. Структура та принцип дії напівпровідникових діодів

Основною властивістю діода є однобічна електропровідність, через яку при одній полярності напруги діод має низький опір, а при протилежній – високий, тобто діод здатний здійснювати випрямлення.

Діодом називається електроперетворювальний прилад, який містить хоча б один електронно-дірковий перехід (p - n -перехід). Принцип дії діода базується на використанні фізичних явищ у p - n -переході.

На рис. 3.4 наведена структура p - n -переходу та розподіл електричного потенціалу ($-\phi$) на його довжині x . Цей розподіл зумовлений тим, що при металургійному контакті p - та n -напівпровідників починається дифузія основних носіїв заряду, а саме електронів e з n -напівпровідника та дірок d з p -напівпровідника. При цьому кожний електрон, покидаючи n -шар, залишає один нерухомий позитивно заряджений іон i_+ , а кожна дірка – негативно заряджений іон i_- .

Наслідком є те, що в приповерхневих шарах p - та n -областей залишаються нерухомі іони i_+ та i_- . Тому на ширині p - n -переходу L з'являються

області з концентрацією електричних протилежних зарядів, що зумовлюють так звану контактну різницю потенціалів ϕ_k . Вона чинить гальмуючу дію для дифундуючих електронів e та дірок d і тому припиняє дифузію.

Таким чином, при завершенні дифузії на ширині L p - n -переходу виникає потенціальний бар'єр ϕ_k для основних носіїв заряду, якими є електрони в n -та дірки в p -напівпровідниках. Величина контактної різниці потенціалів становить для p - n -переходів з германію $\phi_{k\text{ Ge}} = 0,35\text{ В}$ та з кремнію $\phi_{k\text{ Si}} = 0,7\text{ В}$. (Оскільки сьогодні германієві діоди не випускаються, далі йдеться тільки про діоди з кремнію).

Якщо від p - і n -шарів зробити металеві виводи, то одержимо напівпровідниковий діод (рис. 3.5). Контакти "метал-напівпровідник" MN_p та MN_n виконують омичними, тобто невідпрямними. Тому їхні поля не обмінюються енергією з носіями зарядів і при подальшому розгляданні роботи діода на цих контактах можна не зупинятися.

Принцип дії діода полягає у створенні власної однобічної електропровідності.

Основна схема включення діода VD наведена на рис. 3.6,а. Вона має обов'язково містити послідовно включений опір R . У випрямлячах R – це опір навантаження, яке живиться випрямленою напругою, а в інших схемах це якийсь резистор.

Попередження. За відсутності опору R струм діода може необмежено зрости, що приведе до перегорання діода.

Вхідна напруга $U_{\text{вх}}$ за законом Кірхгофа розподіляється між діодом VD та опором R :

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{пр}} + U_R. \quad (3.4)$$

Як впливає з рис. 3.6,б, напруга $U_{\text{пр}}$ на діоді при зазначеній полярності спрямована проти контактної різниці потенціалів ϕ_k . Така напруга на діоді називається *прямою* і позначається " $U_{\text{пр}}$ ". Пряма напруга $U_{\text{пр}}$ діє назустріч ϕ_k (рис. 3.6,б) і тому зменшує потенціальний бар'єр на ширині L p - n -переходу від ϕ_k до $(\phi_k - U_{\text{пр}})$. Тоді виникає дифузія основних носіїв заряду через p - n -перехід, створюючи саме тим прямий струм $I_{\text{пр}}$ (рис. 3.6,б).

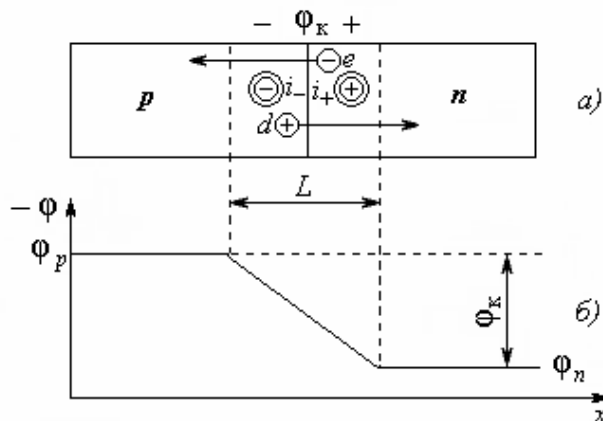


Рис. 3.4. p - n – перехід: а – структура; б – потенційна діаграма

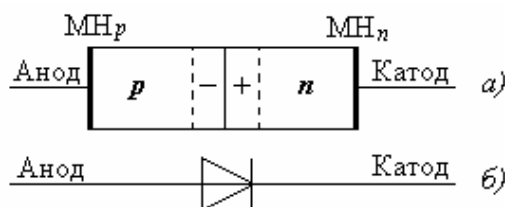


Рис. 3.5. Діод: а – структура; б – умовне позначення

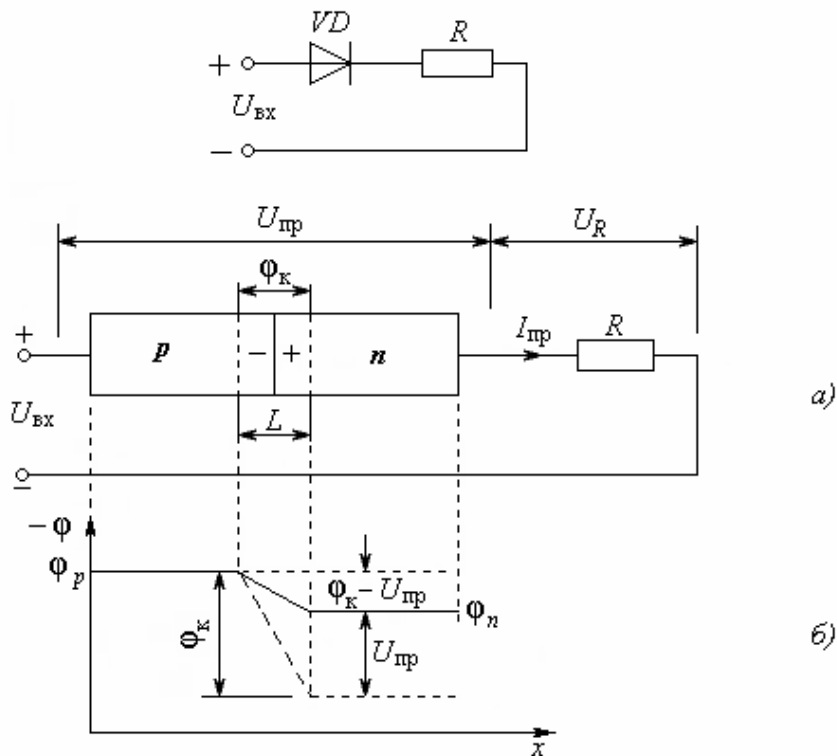


Рис. 3.6. Діод: а – схема включення при прямій напрузі;
б – потенційна діаграма

Оскільки концентрація основних носіїв (електронів в n - та дірок в p - напівпровідниках) висока, то прямий струм $I_{\text{пр}}$ може бути необмежено великим.

Щодо прямої напруги $U_{\text{пр}}$, то вона не може бути більше за контактну різницю потенціалів $\phi_k = 0,7 \text{ В}$. Це пояснюється тим, що при зростанні прямого струму $I_{\text{пр}}$ p - n -перехід збагачується рухомими носіями заряду (електронами та дірками), через що його опір зменшується і пряма напруга $U_{\text{пр}}$ збільшується непомітно і врешті-решт не може перевищувати $0,7 \text{ В}$, тобто завжди залишається відносно малою.

З формули (3.4) видно, що при прямій напрузі до опору навантаження R прикладена напруга

$$U_R = U_{\text{вх}} - U_{\text{пр}}, \quad (3.5)$$

тобто вся вхідна напруга $U_{\text{вх}}$ за винятком $U_{\text{пр}} = 0,7 \text{ В}$.

Якщо змінити полярність вхідної напруги на протилежну від прямої, то діод VD буде під зворотною напругою (рис. 3.7). Зворотна напруга $U_{\text{зв}}$ прикладена до діода згідно з контактною різницею потенціалів ϕ_k (рис. 3.7,б) і тому збільшує потенційний бар'єр на ширині L p - n -переходу від ϕ_k до $\phi_k + U_{\text{зв}}$. Тому дифузія основних носіїв заряду неможлива. Прямий струм не протікає $I_{\text{пр}} = 0$.

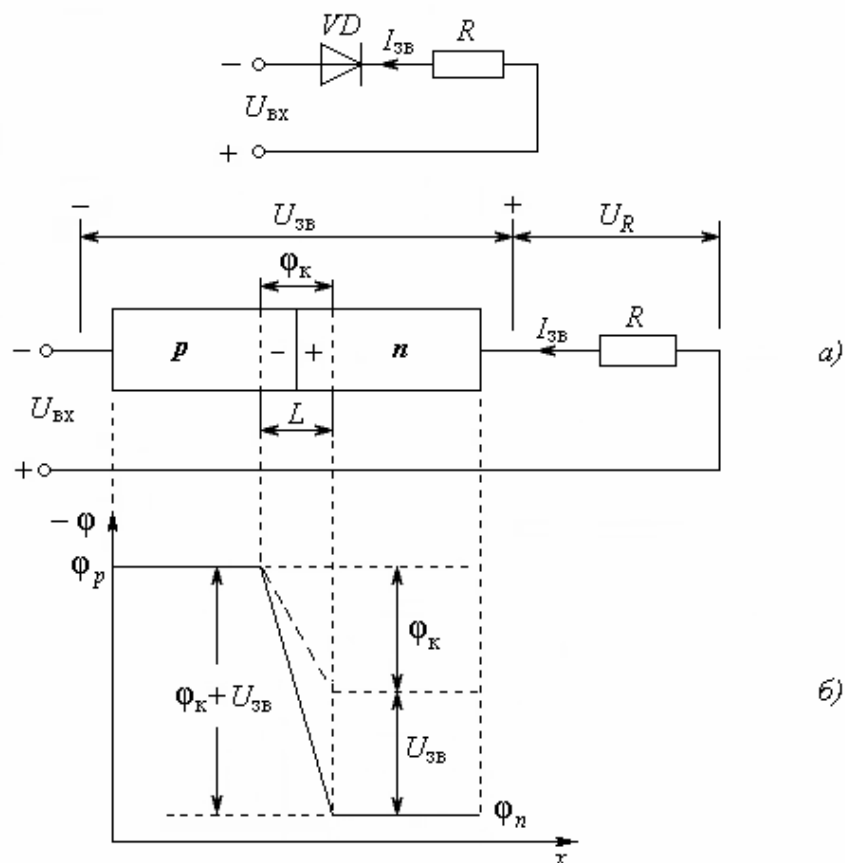


Рис. 3.7. Діод: а – схема включення при зворотній нарузі;
б – потенційна діаграма

Зворотна напруга разом з Φ_K створює в p - n -переході прискорювальне поле для неосновних носіїв заряду (електронів у p - та дірок у n - напівпровідниках). Рухом лише цих носіїв і створюється зворотний струм $I_{зв}$. Оскільки концентрація неосновних носіїв дуже мала, то зворотний струм $I_{зв}$ є також нехтовно малим.

Щодо зворотної напруги, то вона на відміну від прямої збіднює p - n -перехід рухомими носіями заряду, через що опір p - n -переходу великий і тому зворотна напруга може бути скільки завгодно великою в межах допустимих параметрів.

Таким чином, діод у прямому напрямі пропускає великий прямий струм, а в зворотному – дуже малий зворотний: $I_{пр} \gg I_{зв}$, тобто має практично односторонню електропровідність.

Співвідношення між прямими та зворотними напругами й струмами діода відбиває його ВАХ (рис. 3.8), рівнянням якої є вираз

$$I = I_0 \left(\exp \frac{U}{\Phi_T} - 1 \right), \quad (3.6)$$

де I – струм діода (прямий або зворотний);

U – напруга на діоді (пряма $U_{пр} > 0$ зі знаком "+", зворотна $U_{зв} < 0$ зі знаком "-");

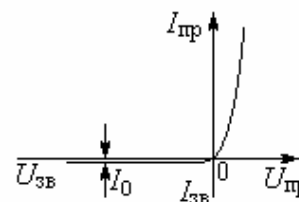


Рис. 3.8. ВАХ діода

I_0 – зворотний струм діода при достатньо великій зворотній напрузі ($U_{зв} \gg \phi_T$);

ϕ_T – температурний потенціал (при кімнатній температурі $T = 300\text{ K}$ він становить $\phi_T = 25\text{ мВ}$).

Під прямою вже при $U_{пр} > 2\phi_T$ одиницею в (3.6) можна знехтувати порівняно з $\exp \frac{U}{\phi_T}$. Тоді ділянка ВАХ ($U_{пр} > 0$) є чистою експонентою.

Прямий струм $I_{пр}$ необмежено зростає зі збільшенням прямої напруги $U_{пр}$, але вона ніколи не перевищує $0,7\text{ В}$ ($U_{пр} \leq 0,7\text{ В}$).

Під зворотною ж напругою вже при $U_{зв} > 2\phi_T$ член $\exp \frac{U}{\phi_T}$ нехтовно малий порівняно з одиницею. Тоді незалежно від $U_{зв} > 2\phi_T$ зворотний струм залишається малим і незмінним $I_{зв} = -I_0$.

Так рівняння (3.6) якісно пояснює хід ВАХ діода, тобто його однобічну провідність.

Напруга, що підводиться до p - n -переходу, впливає не тільки на його струм, а також визначає ширину p - n -переходу L , яка має наступну залежність

$$L = \sqrt{\frac{2\varepsilon}{e} (\phi_K - U) \left(\frac{1}{N_a} + \frac{1}{N_d} \right)}, \quad (3.7)$$

де ε – діелектрична проникність;

e – заряд електрона;

N_a та N_d – концентрації акцепторних та донорних домішок.

Підставляючи в (3.7) $U = -U_{зв}$, одержуємо

$$L = \sqrt{\frac{2\varepsilon}{e} (\phi_K + U_{зв}) \left(\frac{1}{N_a} + \frac{1}{N_d} \right)}, \quad (3.8)$$

звідки видно, що під зворотною напругою $U = -U_{зв}$ ширина p - n -переходу збільшується. Це явище може бути, як небажаним, так і корисним. Наприклад, розширення p - n -переходу під зворотною напругою покладено в основу роботи так званого польового транзистора з керуючим p - n -переходом.

3.1.2.1. Вплив температури на струми діода

Однією з особливостей роботи напівпровідникових приладів є суттєва залежність їхніх струмів від температури. Це явище в деяких випадках може бути як корисним, так і шкідливим. Наприклад, для напівпровідникових термометрів температурна залежність струму є основою їхньої роботи, а для приймально-підсилювальної апаратури ця залежність є вкрай шкідливою.

Як видно з рис. 3.9, при збільшенні температури T зростають і зворотний I_0 , і прямий $I_{пр}$ струми.

Зворотний струм I_0 зростає тому, що з підвищенням температури збільшується концентрація неосновних носіїв заряду через теплову іонізацію власних атомів.

Щодо прямого струму, то з підвищенням температури зменшується контактна різниця потенціалів ϕ_k . Через це знижується потенціальний бар'єр для основних носіїв заряду, що викликає зростання прямого струму $I_{пр}$.

Залежність зворотного (теплого) струму p - n -перехода від температури описується співвідношенням

$$I_0(T) = I_0(T_0) e^{\alpha \Delta T}, \quad (3.9)$$

де $I_0(T)$ – зворотний струм за будь-якої температури T ;

$I_0(T_0)$ – зворотний струм на початковій температурі $T_0 = 300$ К;

$\Delta T = T - T_0$ – змінення температури;

α – температурний коефіцієнт, який залежить від матеріалу напівпровідника. Для германієвих діодів $\alpha_{Ge} = 0,13 \text{ K}^{-1}$, а для кремнієвих $\alpha_{Si} = 0,09 \text{ K}^{-1}$.

З наведених співвідношень видно, що абсолютне температурне змінення зворотного струму в кремнієвих діодах майже на порядок менше, ніж в германієвих. Тому застосування германієвих діодів у нових розробках апаратури заборонене, і промисловістю вони зараз не випускаються.

Прямий струм, як видно з формул (3.6) і (3.9), як і зворотний, також змінюється приблизно вдвічі на кожні 10°C змінення температури.

Щодо боротьби з температурним зміненням струмів, то вона здійснюється в кожному конкретному пристрої своїми методами.

3.1.2.2. Пробій діодів

Діод пробивається тільки зворотною напругою. Коли зворотна напруга перевищує певне пробивне значення $U_{проб}$ (рис. 3.10), зворотний струм діода починає різко зростати. Це явище називається пробоем діода.

Пробої бувають оборотними та необоротними. При оборотному пробое діод відновлює всі свої параметри після зняття пробивних напруг. Необоротний пробій губить діод.

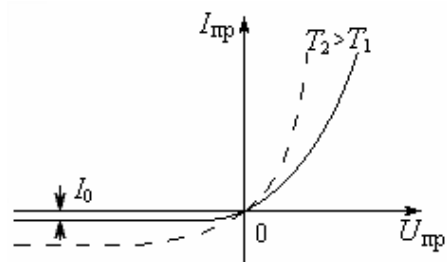


Рис. 3.9. Залежність струмів діода від температури

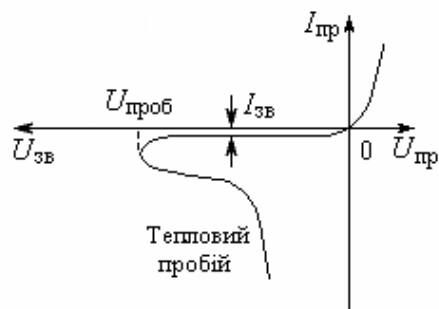


Рис. 3.10. ВАХ діода при тепловому пробое

Розрізняють два основних види пробою: тепловий та електричний.

Тепловий пробій є необоротним. Щодо електричного пробою, то він є оборотним і може бути використаним.

Тепловий пробій розвивається під зворотною напругою і виникає через перегрів p - n -переходу наступним чином.

Потужність, яка виділяється на p - n -переході становить

$$P_{p-n} = U_{зв} I_{зв}. \quad (3.10)$$

На рис. 3.10 наведена ВАХ діода в режимі теплового пробою, звідки видно, що в пробитому діоді необмежено зростає зворотний струм $I_{зв}$. Це пояснюється наступним.

З (3.10) видно, що чим вище зворотна напруга $U_{зв}$, тим більша потужність виділяється на p - n -переході і тим сильніше він розігрівається. Тому зростає концентрація рухомих носіїв заряду через теплову іонізацію власних атомів, внаслідок чого збільшується зворотний струм $I_{зв}$. Додатково зростає потужність P_{p-n} , що викликає ще більший розігрів p - n -переходу і т.д. Зворотний струм $I_{зв}$, а за ним і потужність P_{p-n} , необмежено зростають, через що діод перегорає. Отже, тепловий пробій необоротний і є згубним для діода. Щоб уникнути теплового пробою, слід обмежувати зворотну напругу. В деяких типах діодів передбачене установлення їх на радіатори для охолодження.

Електричний пробій, як і тепловий, розвивається під зворотною напругою. Однак, на відміну від теплового, електричний пробій є оборотним, тобто після зняття пробивної напруги діод відновлює всі свої параметри. Електричний пробій буває двох типів: лавинний та тунельний.

Лавинний пробій розвивається наступним чином.

При малій зворотній напрузі, що менша за пробивну ($U_{зв} < U_{проб}$), швидкість електронів недостатня для іонізації атомів на ширині p - n -переходу. Через це рухомих носіїв заряду в p - n -переході практично немає, і зворотний струм відсутній (рис. 3.11).

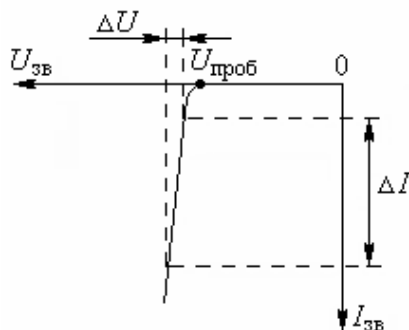


Рис. 3.11. ВАХ діода з електричним пробоем

З підвищенням зворотної напруги зростає швидкість електронів у p - n -переході. Коли зворотна напруга перевищить пробивну ($U_{зв} \geq U_{проб}$), то швидкість електронів в p - n -переході досягає такої величини, що вони починають іонізувати власні атоми. З'являються електрони в зоні провідності, через що виникає зворотний струм. Ці електрони у свою чергу беруть участь в іонізації атомів і т. д. Концентрація електронів у зоні провідності збільшується лавиноподібно, через що зворот-

ний струм необмежено зростає.

Тунельний пробій розвивається за великої напруженості електричного поля в p - n -переході (від 200 кВ/см). При цьому електрони переходять з валентної зони в зону провідності без витрати енергії (тунельний ефект). При цьому p - n -перехід збагачується електронами, через що його ширина зменшується. Напруженість в p - n -переході ще більше зростає, що викликає ще більшу кількість електронів, які тунельно потрапляють в зону провідності. Тому зворотний струм зростає необмежено. ВАХ діода з тунельним пробоем та ж сама, що й з лавинним (рис. 3.11).

Щодо застосування електричного пробію, то з рис. 3.11 видно, що велетенська зміна струму ΔI супроводжується нехтовно малою зміною напруги ΔU , тобто зворотна напруга на діоді з електричним пробоем залишається стабільною. Тому електричний пробій можна застосовувати для стабілізації напруги.

3.1.3. Принцип дії випрямляча та його розрахунок

Схема випрямляча з трансформаторним входом наведена на рис. 3.12.

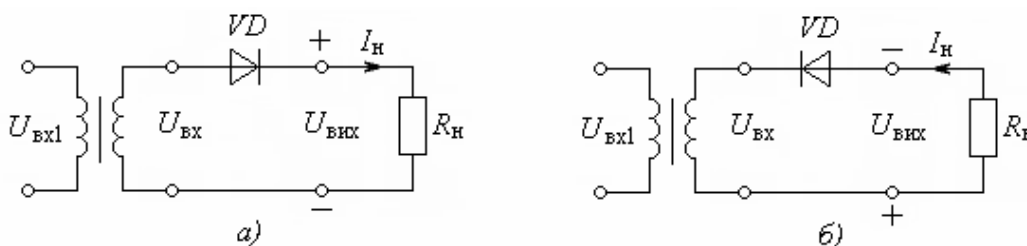


Рис. 3.12. Схема випрямляча з трансформаторним входом:

а — для позитивної випрямленої напруги; б — для негативної випрямленої напруги

Для пояснення принципу дії випрямляча побудуємо потенційну діаграму його роботи. Для цього знайдемо рівняння так званої лінії навантаження. За законом Кірхгофа вхідна напруга U_{BX} , яку треба випрямити, розподіляється між діодом VD та опором навантаження R_H :

$$U_{BX} = U_{пр} + I_H R_H, \quad (3.11)$$

де $U_{пр}$ — пряма напруга на діоді VD ;

$I_H = I_{пр}$ — струм навантаження (прямий струм діода).

Після ділення (3.11) на R_H одержуємо

$$I_{пр} = \frac{U_{BX}}{R_H} - \frac{U_{пр}}{R_H}. \quad (3.12)$$

Співвідношення (3.12) є рівнянням лінії навантаження. Оскільки відносно $U_{пр}$ рівняння першого степеня, то лінія навантаження є прямою і тому називається „навантажувальна пряма”. Лінія навантаження „1-2” (рис. 3.13) будується по двох точках 1 і 2 перетину з осями координат ВАХ діода наступним чином.

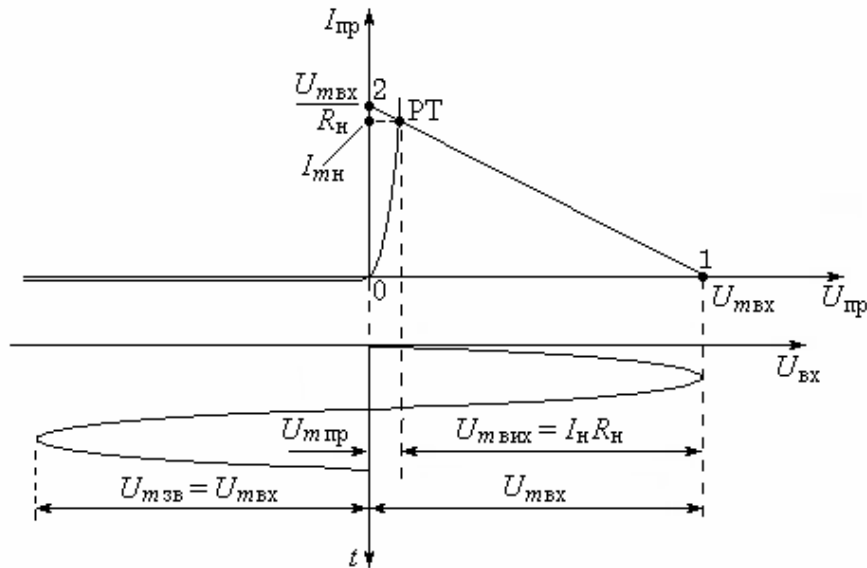


Рис. 3.13. Діаграма роботи однонапівперіодного випрямляча

Точка 1: підставляємо в (3.12) рівняння осі абсцис $I_{\text{пр}} = 0$, звідки одержуємо $U_{\text{вх}} = U_{\text{пр}}$ і відкладаємо $U_{\text{пр}} = U_{\text{мвх}}$, де $U_{\text{мвх}}$ - амплітуда вхідної напруги.

Точка 2: підставляємо в (3.12) рівняння осі ординат $U_{\text{пр}} = 0$, звідки одержуємо співвідношення $I_{\text{пр}} = \frac{U_{\text{вх}}}{R_{\text{н}}}$, в яке підставляємо $U_{\text{вх}} = U_{\text{мвх}}$.

Через точки 1 та 2 проводимо пряму, яка є лінією навантаження.

Перетин лінії навантаження з ВАХ дає робочу точку РТ, яка визначає режим діода, тобто всю сукупність напруг та струмів елементів схеми. Так, проти точок 1 і 2 позначена амплітуда вхідної напруги $U_{\text{мвх}}$. Робоча точка РТ є межею між напругою на діоді $U_{\text{мпр}}$ та напругою на $R_{\text{н}}$, тобто вихідною напругою $U_{\text{мвих}}$.

З діаграми роботи випрямляча (рис. 3.13) видно принцип його дії. Отже, випрямляч діє наступним чином.

Вхідна напруга $U_{\text{вх}}$, яку треба випрямити, розподіляється між діодом VD та навантаженням $R_{\text{н}}$, тобто $U_{\text{вх}} = U_{\text{пр}} + U_{\text{вих}}$.

При позитивній напівхвилі, яка для діода є прямою напругою, на діоді падає нехтовно мала напруга $U_{\text{мпр}} \ll U_{\text{мвх}}$ і тому до навантаження $R_{\text{н}}$ прикладена більша частина $U_{\text{мвх}}$:

$$U_{\text{мвих}} = U_{\text{вх}} - U_{\text{мпр}} \approx U_{\text{мвх}}. \quad (3.13)$$

Негативна напруга $U_{\text{мвх}} = U_{\text{мзв}}$ є для діода зворотною і тому практично цілком падає на діоді, не потрапляючи до виходу. Тому вихідна напруга близька до нуля:

$$U_{\text{мвих}} = U_{\text{мвх}} - U_{\text{мзв}} \approx 0. \quad (3.14)$$

Так, діод VD пропускає до навантаження R_H напругу лише однієї полярності, тобто здійснює випрямлення.

Щодо розрахунку випрямляча, то основними заданими параметрами є опір навантаження R_H та випрямлена напруга на ньому $U_{\text{вих}}$. Треба скласти схему випрямляча, вибрати тип діода, визначити амплітуди вхідної напруги, вхідного струму, прямої та зворотної напруг.

Тип діода вибирається за вхідним струмом $I_{\text{вх}}$ та зворотною напругою $U_{\text{зв}}$. У наведеній схемі

$$I_{\text{вх}} = I_H = \frac{U_{\text{вх}}}{R_H}. \quad (3.14)$$

Знайдений за формулою (3.14) струм I_H не повинен перевищувати номінальне значення струму $I_{\text{ном}}$ за довідником:

$$I_H \leq I_{\text{ном}}. \quad (3.15)$$

Оскільки вхідна напруга $U_{\text{вх}}$ розподіляється між опором навантаження R_H та діодом, то амплітуда вхідної напруги становить

$$U_{m \text{ вх}} = U_{m \text{ пр}} + U_{m \text{ вих}}, \quad (3.16)$$

де $U_{m \text{ пр}} \approx 0,7 \text{ В}$ – амплітуда прямої напруги на діоді.

Амплітуда вхідної напруги $U_{m \text{ вх}}$ не повинна перевищувати допустиму зворотну напругу $U_{\text{зв макс}}$, яка є паспортною величиною для кожного діода.

З 20% запасом зворотної напруги діод вибирають за критерієм

$$1,2 U_{m \text{ вх}} \leq U_{\text{зв макс}}, \quad (3.17)$$

де $U_{m \text{ вх}}$ – амплітуда вхідної напруги.

Для остаточного визначення амплітуд прямої та зворотної напруг діода відлік відповідних струмів та напруг здійснюється через проекції РТ на осі координат.

Так, проекція РТ на вісь абсцис дає:

- амплітуду прямої напруги на діоді $U_{m \text{ пр}}$;
- амплітуду вихідної напруги (на опорі R_H): $U_{m \text{ вих}} = U_{m \text{ вх}} - U_{m \text{ пр}}$.

Проекція РТ на вісь ординат визначає амплітуду струму $I_{m \text{ н}}$.

Щодо зворотної напруги, то її амплітуда $U_{m \text{ зв}}$ практично дорівнює $U_{m \text{ вх}}$ і цілком падає на діоді, через що вихідна напруга на опорі R_H дорівнює нулю.

Результати розрахунку віддзеркалює часова діаграма роботи, що наведена на рис. 3.14, де U_{VD} – напруга на діоді.

Треба звернути увагу на те, що випрямлення досягається не за будь-якого опору навантаження R_H . Якщо опір R_H сумірний зі зворотним опором діода ($R_H \approx R_{\text{звор}}$), то зворотна напівхвиля буде лише розподілятися між R_H та $R_{\text{звор}}$, тобто частково виділиться не тільки на діоді, а й на опорі R_H і випрямлення не буде.

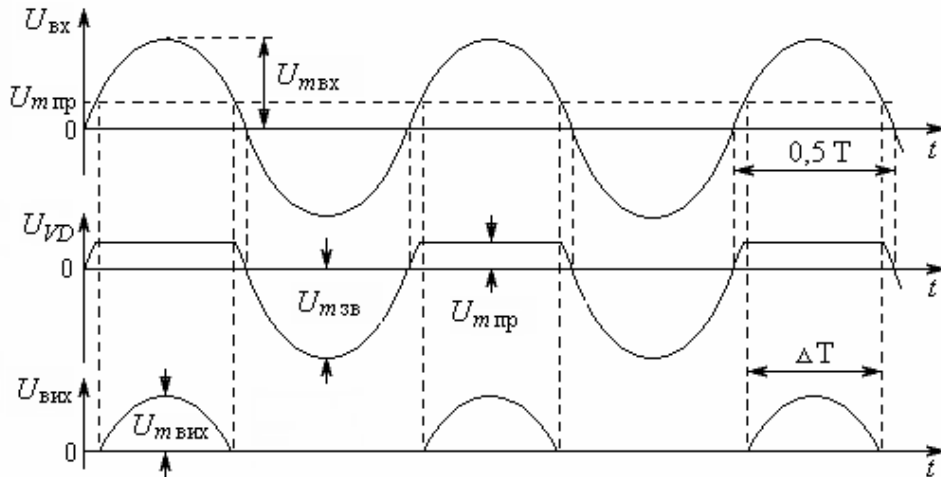


Рис. 3.14. Часова діаграма роботи випрямляча

3.1.4. Вимоги до параметрів діода

З рис. 3.13 та рис. 3.14 випливає, що амплітуда випрямленої напруги $U_{mвих}$ менше вхідної $U_{mвх}$ на величину прямої напруги $U_{mпр}$ на діоді. Крім того, тривалість імпульсу ΔT вихідної напруги $U_{вих}$ менша за напівперіод $0,5T$ вхідної $U_{вх}$.

Усе це зменшує середньоквадратичну вихідну напругу, через що зменшується коефіцієнт корисної дії (ККД). Чим менша випрямлена напруга, тим більше зменшується ККД. Так, при $U_{вих} = 10 \text{ В}$ ККД дорівнює приблизно 93%, а при $U_{вих} = 5 \text{ В}$ він становить 86%. Крім зниження ККД пряма напруга на діоді розігріває його, через що погіршується температурний режим пристроїв. Тому в потужних випрямлячах треба охолоджувати діоди, що зумовлює збільшення вартості пристроїв та їхньої експлуатації.

Отже, пряма напруга на діоді для випрямляча є шкідливою. Тому зменшення прямої напруги на діоді є актуальною задачею.

Ідеальним для випрямляча має бути діод, пряма напруга якого дорівнює нулю: $U_{пр} = 0$. Такий діод ще не створений, але деяке зменшення прямої напруги досягнуто. Так, для зменшення прямої напруги німецький фізик Шотткі* запропонував діод (рис. 3.15), який створений з переходу „метал-напівпровідник” (діод Шотткі). Оскільки концентрація електронів у металі більша за напівпровідника, то пряма напруга на діоді менша і дорівнює 0,3 В. Крім того, на ширині переходу Шотткі менше накопичується електронів під прямою напругою. Тому для розсмоктування цього накопичення при зміні полярності напруги потрібний менший час, через що діоди Шотткі є набагато високочастотними.

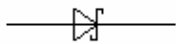


Рис. 3.15. Умовне позначення діода Шотткі

* Вальтер Шотткі (Schottky) – німецький фізик, який відкрив у 1914 р. фізичне явище, що виникає при проходженні струму через контакт „метал-напівпровідник”, так званий бар'єр Шотткі.

3.1.5. Двонапівперіодне випрямлення

З діаграми роботи, яка наведена на рис. 3.14, видно, що при однонапівперіодному випрямленні використовується напівхвиля лише однієї полярності: позитивна або негативна. Тоді половина часу, в якому діє напруга протилежної полярності, витрачається безкорисно.

Цей недолік усувається двонапівперіодним випрямленням, яке використовує обидві напівхвилі вхідної напруги (рис. 3.16).

Схема двонапівперіодного випрямляча, що наведена на рис. 3.17, називається мостовою.

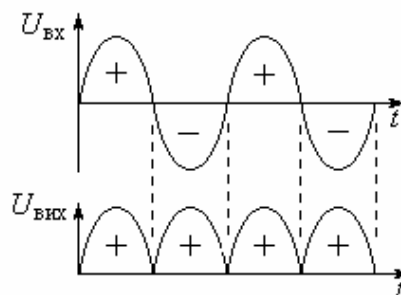


Рис. 3.16. Часова діаграма роботи двонапівперіодного випрямляча

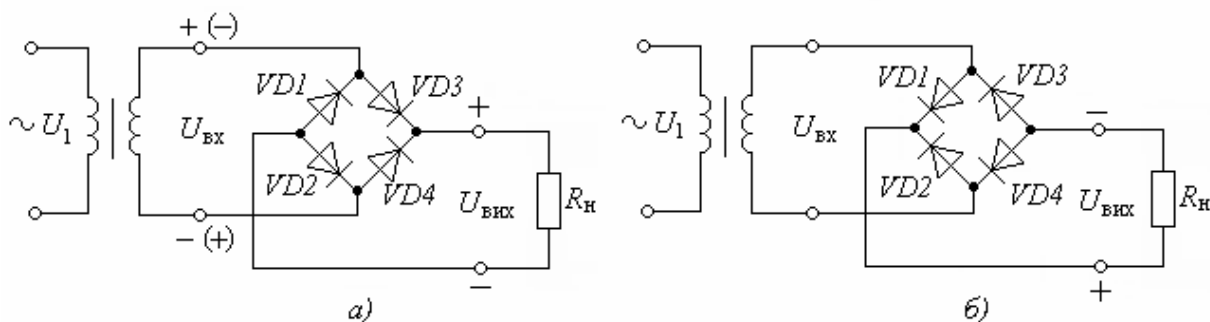


Рис. 3.17. Двонапівперіодний випрямляч: а – позитивної напруги; б – негативної напруги

Схема працює наступним чином.

Струм протікає від полюса "+" (рис. 3.17,а) через діод $VD3$, R_N , діод $VD2$ до полюса "-", створюючи на виході напругу $U_{\text{ВИХ}}$ позитивної полярності. Через напівперіод полярність $U_{\text{ВХ}}$ стане протилежною (показано в дужках). Тоді струм протікатиме від полюса "(+)" через $VD4$, R_N , $VD1$ до полюса "(-)", причому, через R_N у тому ж напрямі, створюючи $U_{\text{ВИХ}}$ тієї ж полярності.

Так використовуються обидві напівхвилі.

3.1.6. Вплив температури на параметри випрямляча

Оскільки зміна температури впливає на параметри діодів, то й параметри випрямляча теж змінюється. Так, з підвищенням температури вихідна напруга збільшується. Це пояснюється тим, що з підвищенням температури зменшується пряма напруга (див. рис. 3.9).

Оскільки вся пряма напруга не перевищує 0,7 В, то температурна зміна вихідної напруги має порядок 0,1 В. Ця зміна невелика, але при малих випрямлених напругах її слід враховувати при розробці каскадів, які живить випрямляч.

3.2. Амплітудні обмежувачі

Амплітудні обмежувачі бувають двох типів: обмежувач зверху та обмежувач знизу.

Амплітудна характеристика ідеальних амплітудних обмежувачів зверху та знизу наведена на рис. 3.18.

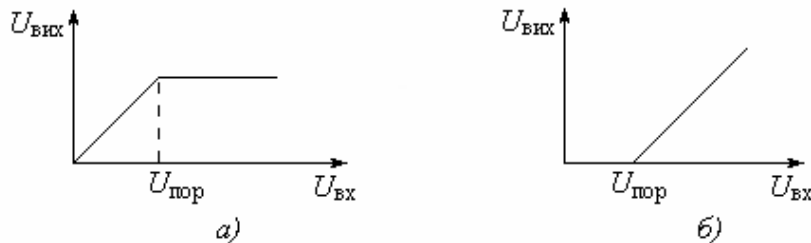


Рис. 3.18. Амплітудна характеристика обмежувача: а — зверху, б — знизу

З цих характеристик видно наступне.

В обмежувачі зверху до порогової напруги ($U_{\text{вх}} < U_{\text{пор}}$) вихідна напруга $U_{\text{вих}}$ повторює $U_{\text{вх}}$ без будь-яких спотворень, а після порога ($U_{\text{вх}} > U_{\text{пор}}$) є обмеженою і залишається незмінною при подальшому збільшенні $U_{\text{вх}}$.

В обмежувачі знизу до порогової напруги ($U_{\text{вх}} < U_{\text{пор}}$) вихідна напруга $U_{\text{вих}}$ відсутня, а після порога ($U_{\text{вх}} > U_{\text{пор}}$) повторює вхідну напругу.

Обмежувачі бувають *односторонніми*, які обмежують напругу лише однієї полярності, та *симетричними*, в яких обмежуються напруги обох полярностей.

Часова діаграма роботи симетричного обмежувача зверху наведена на рис. 3.19.

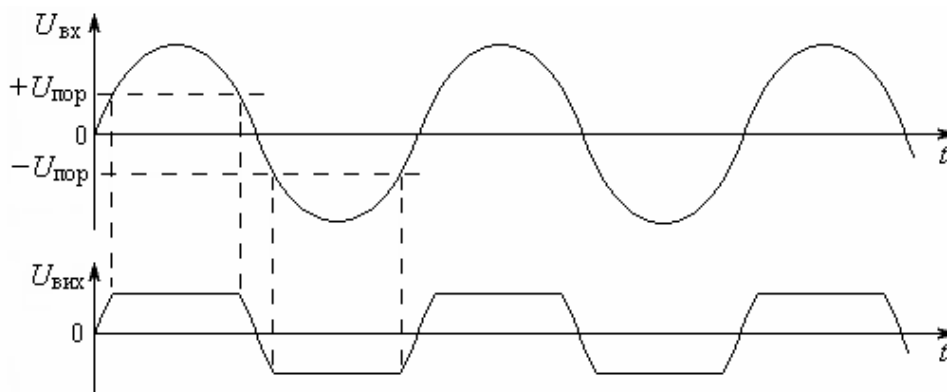


Рис. 3.19. Часова діаграма роботи симетричного обмежувача зверху

З цієї діаграми видно, що вихідна напруга $U_{\text{вих}}$ обмежена рівнями $+U_{\text{пор}}$ та $-U_{\text{пор}}$ зверху, тобто має відсіченими великі напруги, які виходять за поріг $U_{\text{пор}}$.

На рис. 3.20 наведена часова діаграма роботи симетричного обмежувача знизу, з якої видно, що обмежувач знизу відсікає малі напруги, які менші за поріг $U_{\text{пор}}$.

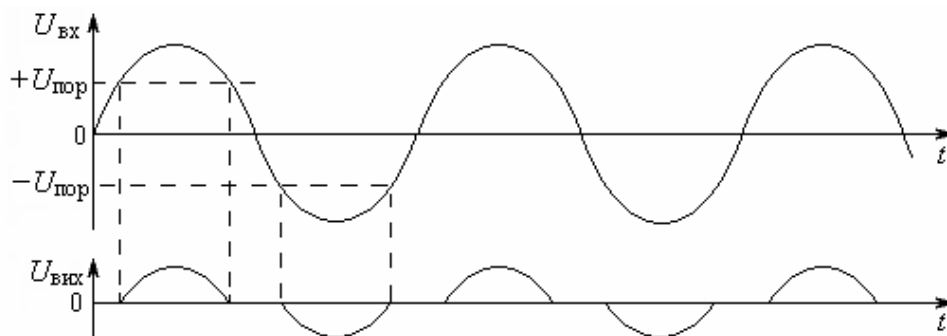


Рис. 3.20. Часова діаграма роботи симетричного обмежувача знизу

Призначення обмежувачів зверху різноманітне. Вони застосовуються для боротьби з деякими видами завад, для придушення наведень, для усунення паразитної амплітудної модуляції в приймачах частотно модульованих сигналів і небезпечних амплітудних завад, для захисту наступних каскадів від перенапруг, для фіксації рівня тощо.

З рис. 3.21 видно, як симетричний обмежувач зверху придушує завади.

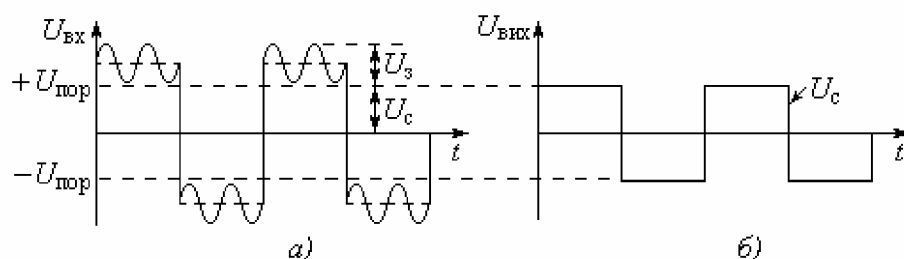


Рис. 3.21. Придушення завад обмежувачем зверху.

а) — напруга на вході обмежувача; б — напруга на виході обмежувача

Нехай на виході будь-якого каскаду діє напруга $U_{вх}$, яка містить сигнал з амплітудою U_c та заваду з розмахом $U_з$. Якщо цю суміш пропустити через симетричний обмежувач зверху, в якому $U_{пор}$ не досягає $U_з$, то завада опиниться за порогом обмеження й стане урізаною. Тому вихідна напруга $U_{вих}$ вільна від завади.

Так обмежувач зверху придушує завади. *Отже, в будь-якому пристрої, який містить обмеження зверху, завжди слабкий сигнал придушується сильним.*

Щодо призначення обмежувачів знизу, то вони розповсюджені не так широко, як обмежувачі зверху, і, в основному, застосовуються для виділення вершин входних сигналів (див. рис. 3.20).

Найпростішим обмежувачем зверху є подільник напруги з резистором R у верхньому плечі та діодом VD — у нижньому (рис. 3.22). Цей обмежувач односторонній тому, що обмежує тільки позитивну напругу. Для обмеження негативної напруги необхідно переполюсувати включення діода VD .

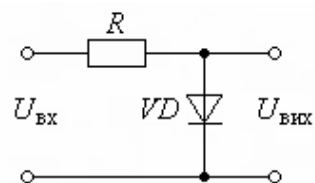


Рис. 3.22. Односторонній обмежувач зверху

Принцип дії обмежувача зверху ілюструє потенційна діаграма, що наведена на рис. 3.23.

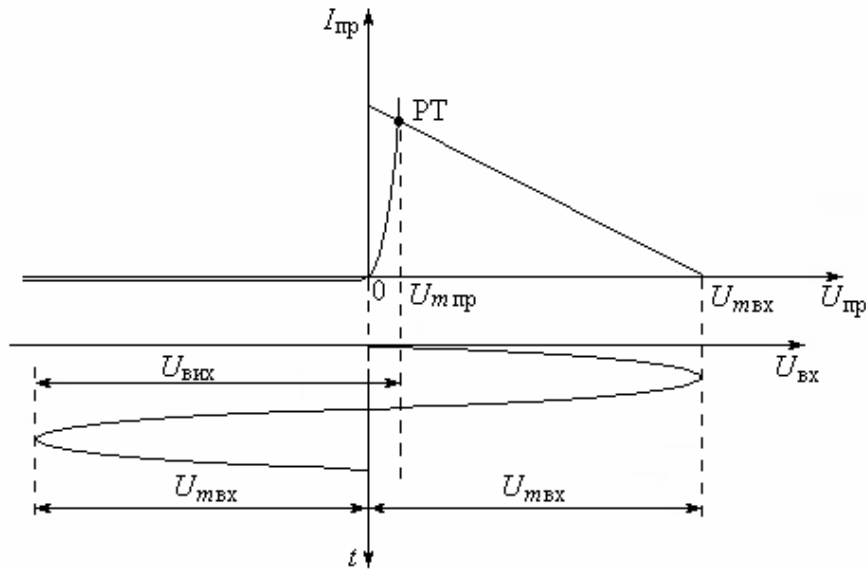


Рис. 3.23. Потенційна діаграма роботи одностороннього обмежувача зверху

Вона та ж сама, що й для однонапівперіодого випрямляча (див. рис. 3.13). Різниця полягає лише в тому, що вихідна напруга знімається не з резистора R , а з діода. Позитивна напівхвиля є для діода прямою напругою, через що діод VD відкривається, і пряма напруга на ньому становить $U_{мпр}$. Ця напруга і є рівнем обмеження.

Негативна ж напівхвиля є для діода зворотною напругою, через що діод VD закривається, і вся вхідна напруга падає на діоді, тобто діє на виході.

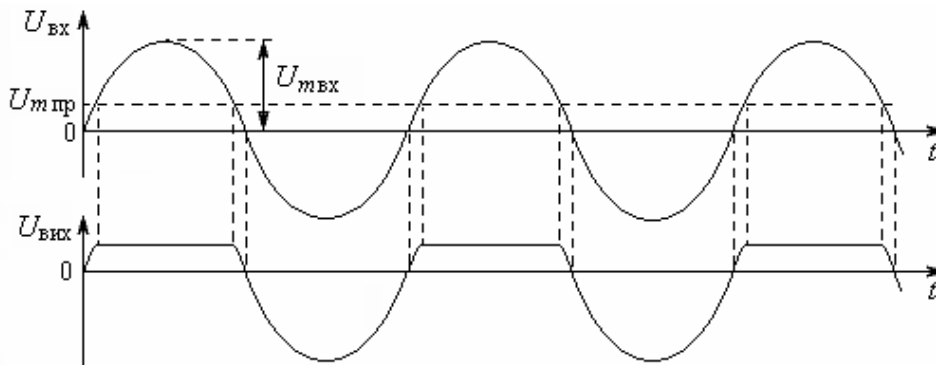


Рис. 3.24. Часова діаграма роботи одностороннього обмежувача зверху

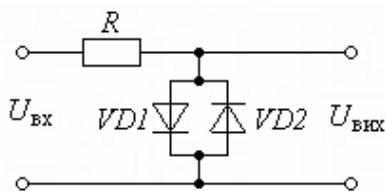


Рис. 3.25. Симетричний обмежувач зверху

Отже вихідна напруга містить обмежену тільки позитивну напівхвилю та цілу негативну напівхвилю (рис. 3.24).

Щодо *симетричного* обмежувача зверху, то його схема наведена на рис. 3.25.

Діод $VD1$ обмежує позитивну напівхвилю, а $VD2$ — негативну. Тому вихідна напруга

$U_{\text{вих}}$ має однакові обмежені різнополярні амплітуди, які дорівнюють прямій напрузі діодів за будь-якої входньої напруги (рис. 3.26).

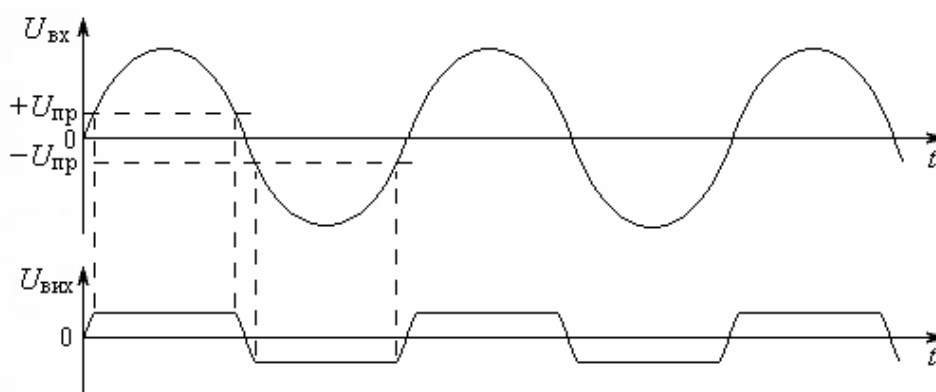


Рис. 3.26. Часова діаграма роботи симетричного діодного обмежувача зверху

В обмежувачах, схеми яких наведені на рис. 3.22 та 3.25, рівень обмеження $U_{m \text{ вих}}$ відносно низький, бо дорівнює прямій напрузі діода, тобто не перевищує 0,7 В.

Рівень обмеження, тобто вихідну напругу $U_{m \text{ вих}}$, можна підвищити, якщо використати послідовне з'єднання кількох діодів (рис. 3.27,а) або зустрічно-послідовне з'єднання односторонніх стабілітронів (рис. 3.27,б), або двосторонній стабілітрон (рис. 3.27,в).

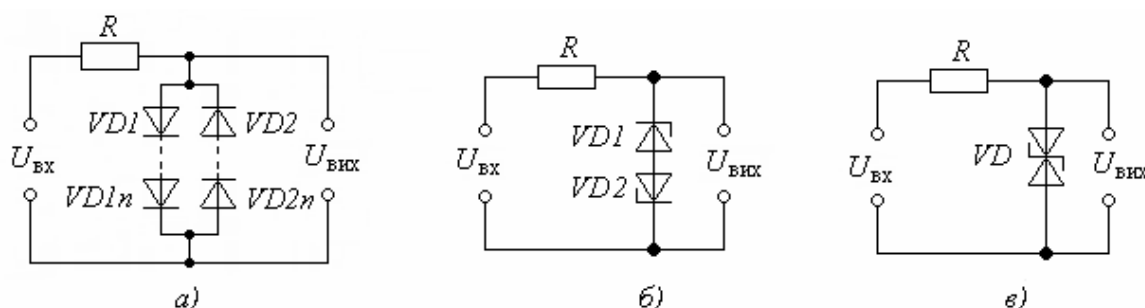


Рис. 3.27. Симетричні обмежувачі зверху з підвищеною вихідною напругою:
а — на діодах, б — на односторонніх стабілітронах, в — на двосторонньому стабілітроні

У схемі (рис. 3.27,а) вихідна напруга становить $U_{\text{вих}} = nU_{\text{пр}}$, де $U_{\text{пр}} = 0,7 \text{ В}$ — пряма напруга на діоді, а n — кількість пар діодів $VD1n - VD2n$.

Робота схеми (рис. 3.27,б) полягає в тому, що за будь-якої полярності вихідної напруги один зі стабілітронів $VD1, VD2$ пробивається, і напруга на ньому становить $U_{\text{ст}}$. Інший стабілітрон знаходиться під прямою напругою, через що вихідна напруга становить $U_{\text{вих}} = U_{\text{ст}} + 0,7 \text{ В}$.

Обмежувач, схема якого наведена на рис. 3.27,в, має вихідну напругу, яка дорівнює напрузі стабілізації двостороннього стабілітрона VD : $U_{\text{вих}} = U_{\text{ст}}$.

В усіх розглянутих обмежувачах вихідну напругу можна змінювати тільки дискретно: або на пряму напругу діода, або на напругу стабілізації стабілітрона. У деяких випадках це незручно.

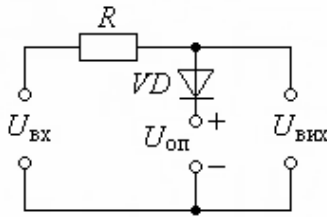


Рис. 3.28. Обмежувач зверху з довільним рівнем обмеження

На рис. 3.28 наведена схема однобічного обмежувача зверху з довільною амплітудою вихідної напруги, яка становить $U_{\text{вих}} = U_{\text{оп}} + U_{\text{пр}}$. Підбираючи опорну напругу $U_{\text{оп}}$, можна змінювати амплітуду вихідної напруги на будь-яку величину.

Обмежувач працює наступним чином.

Якщо вхідна напруга невелика, тобто $U_{\text{вх}} < U_{\text{оп}} + U_{\text{пр}}$, то діод VD запертий напругою $U_{\text{оп}}$, резистор R знеструмлений, падіння напруги на ньому немає, через що вхідна напруга цілком передається до виходу без будь-яких обмежень.

Якщо ж вхідна напруга велика, тобто $U_{\text{вх}} > U_{\text{оп}} + U_{\text{пр}}$, то діод VD відпирається, з'являється його струм, за якого надлишок вхідної напруги $U_{\text{вх}} - (U_{\text{оп}} + U_{\text{пр}})$ гаситься на резисторі, і вихідна напруга не перевищує $U_{\text{оп}} + U_{\text{пр}}$.

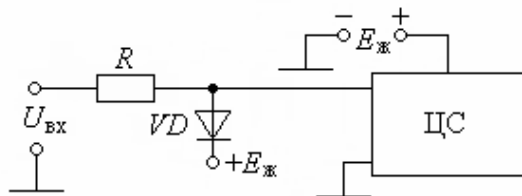


Рис. 3.29. Захист входу ЦС від перенапруг

Обмежувач (рис. 3.28) широко застосовується для захисту входів цифрових схем (ЦС) від згубних перенапруг (рис. 3.29).

На вході цифрової схеми ЦС включений обмежувач зверху $R - VD$.

До діода VD підведена напруга живлення цифрової схеми $E_{\text{ж}}$. Тому при скільки завгодно великій вхідній напрузі $U_{\text{вх}}$ до ЦС підводиться напруга, яка не перевищує $E_{\text{ж}} + U_{\text{пр}}$.

Щодо обмежувачів знизу, то вони відрізняються від схем рис. 3.25, рис. 3.27 лише тим, що вихідна напруга знімається з резистора R (рис. 3.30).

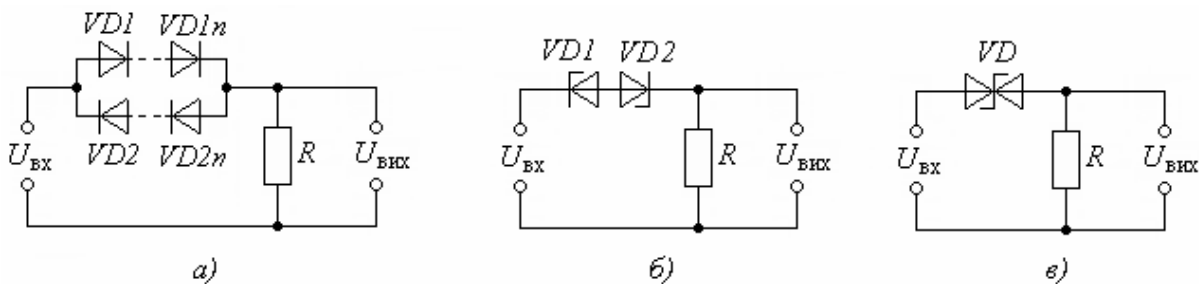


Рис. 3.30. Симетричні обмежувачі знизу:

а — на діодах, б — на односторонніх стабілітронах, в — на двосторонньому стабілітроні

Обмежувач знизу працює наступним чином. При малій вхідній напрузі $U_{\text{вх}} < nU_{\text{пр}}$ (рис. 3.30,а) діоди VD закриті, через що вхідна напруга не передається на вихід до моменту t_1 (рис. 3.31) і $U_{\text{вих}} = 0$.

В інтервалі моментів $t_1 \dots t_2$ вхідна напруга позитивної напівхвилі велика $U_{\text{вх}} > nU_{\text{пр}}$, тобто вона перевищує пряму напругу на діодах VD . Тому на вході з'являється напруга $U_{\text{вих}} = U_{\text{вх}} - nU_{\text{пр}}$. Аналогічно передається на вихід вершина і негативної напівхвилі в суміжний напівперіод.

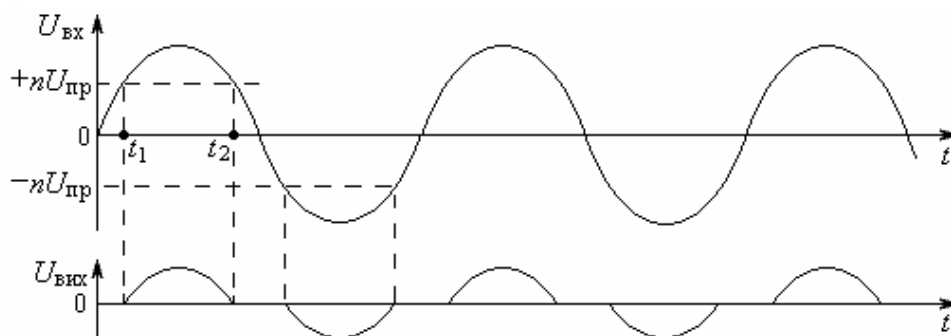


Рис. 3.31. Часова діаграма роботи симетричного обмежувача знизу

Таким самим чином працюють обмежувачі знизу на стабілітронах (рис. 3.30,б) та (рис. 3.30,в) тільки з тією різницею, що вихідна напруга становить $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ}} - U_{\text{СТ}}$.

3.3. Параметричні стабілізатори напруги

Стабілізатори напруги призначені для забезпечення незмінності вихідної напруги при зміні входної напруги, опору навантаження та наявності інших дестабілізуючих факторів.

На рис. 3.32 наведена амплітудна характеристика $U_{\text{ВЫХ}} = \varphi(U_{\text{ВХ}})$ ідеального стабілізатора напруги. З цієї характеристики видно, що починаючи з входної напруги $U_{\text{ВХ}} = U_{0\text{СТ}}$, її подальше зростання не викликає зміни вихідної напруги $U_{\text{ВЫХ}}$, тобто здійснюється стабілізація.

Зіставляючи цю характеристику з амплітудною характеристикою рис. 3.18, переконуємось у тому, що стабілізатором може бути односторонній обмежувач зверху.

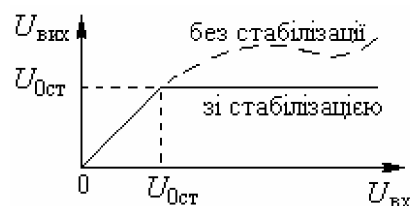


Рис. 3.32. Амплітудна характеристика ідеального параметричного стабілізатора

Принципова схема параметричного стабілізатора, що наведена на рис. 3.33, є подільником входної напруги $U_{\text{ВХ}}$ з обмежувальним резистором $R_{\text{ОБМ}}$ у верхньому плечі та стабілітроном VD у нижньому.

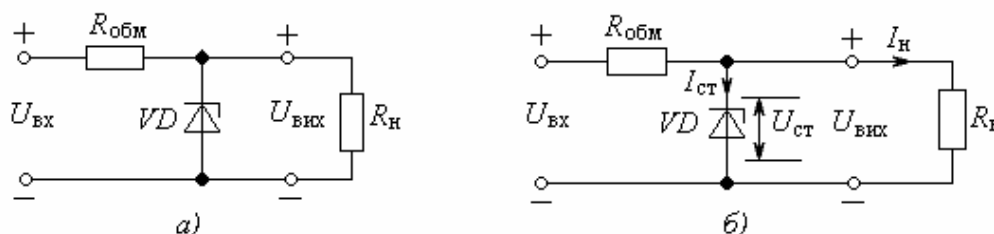


Рис. 3.33. Стабілізатор напруги: а – схема; б – параметри режиму

Стабілізація досягається тим, що надлишок входної напруги ($U_{\text{ВХ}} - U_{\text{СТ}}$) гаситься на обмежувальному резисторі $R_{\text{ОБМ}}$.

Оскільки стабілізатор є подільником, то при $I_H \ll I_{ст}$, тобто при великому опорі навантаження R_H , вхідна напруга розподіляється між його плечима за законом Кірхгофа і тому вихідна напруга становить

$$U_{вих} = U_{вх} - I_{ст} R_{обм}. \quad (3.18)$$

З (3.18) випливає, що єдиною можливістю стабілізувати вихідну напругу ($U_{вих} = \text{const}$) є збільшення струму $I_{ст}$ при підвищенні вхідної напруги $U_{вх} > U_{0ст}$.

Тоді ідеальна ВАХ VD повинна мати вигляд рис. 3.34, а саме: до якоїсь певної напруги на стабілітроні ($U_{ст} < U_{0ст}$) струм стабілітрона $I_{ст}$ відсутній. Тому, як слід з (3.18), $U_{вих} = U_{вх}$, тобто стабілізації немає.

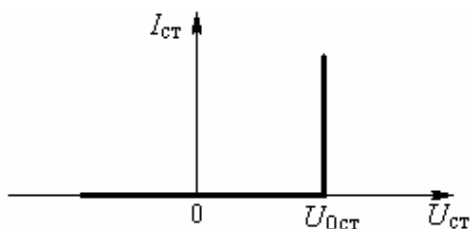


Рис. 3.34. ВАХ ідеального елемента стабілізації

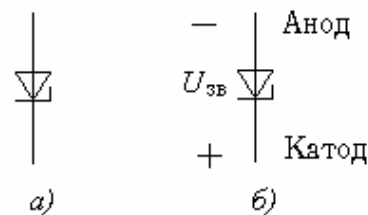


Рис. 3.35. Стабілітрон:
а – умовне позначення,
б – полярність зворотної напруги

Коли ж напруга на стабілітроні перевищить напругу стабілізації ($U_{ст} > U_{0ст}$), то з'являється струм стабілітрона $I_{ст}$, який викликає падіння надлишкової напруги $I_{ст} R_{обм}$ на резисторі $R_{обм}$, через що вихідна напруга $U_{вих}$ залишається незмінною.

Стабілітрон, умовне позначення якого наведене на рис. 3.35, має ВАХ (рис. 3.36), яка наближається до ідеальної.

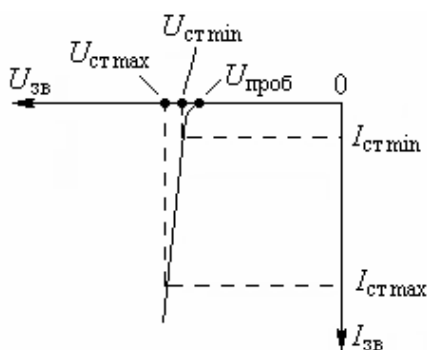


Рис. 3.36. ВАХ стабілітрона

Принцип дії стабілітрона полягає в тому, що під зворотною напругою в ньому виникає електричний пробій p - n -переходу, за якого необмежено зростає зворотний струм через збільшення концентрації електронів у зоні провідності (див. п. 3.1.2.2).

З рис. 3.36 видно, що при значній зміні струму $I_{ст\ max} - I_{ст\ min}$ зворотна напруга стабілітрона змінюється незначно ($U_{ст\ max} - U_{ст\ min}$), тобто залишається стабільною. Це явище й використовується в стабілізаторах напруги.

Стабілізатор виконує свої функції лише за умови $I_H \ll I_{ст\ min}$, тобто при $R_H \gg R_{обм}$.

3.3.1. Принцип дії та розрахунок стабілізатора

Для пояснення принципу дії стабілізатора знайдемо рівняння лінії навантаження. За законом Кірхгофа вхідна напруга $U_{\text{вх}}$ розподіляється між стабілітроном VD та $R_{\text{обм}}$ (див. рис. 3.33):

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{ст}} + I_{\text{ст}} R_{\text{обм}}, \quad (3.19)$$

звідки

$$I_{\text{ст}} = \frac{U_{\text{вх}}}{R_{\text{обм}}} - \frac{U_{\text{ст}}}{R_{\text{обм}}}, \quad (3.20)$$

де $U_{\text{ст}}$ – зворотна напруга на стабілітроні, яка і є вихідною.

Формула (3.20) є рівнянням лінії навантаження. Оскільки відносно $U_{\text{ст}}$ вираз (3.20) першого степеня, то лінією навантаження є пряма, яка при вхідній напрузі $U_{\text{вх}} = U_{\text{вх1}}$ будується по двох точках 1 і 2 (рис. 3.37).

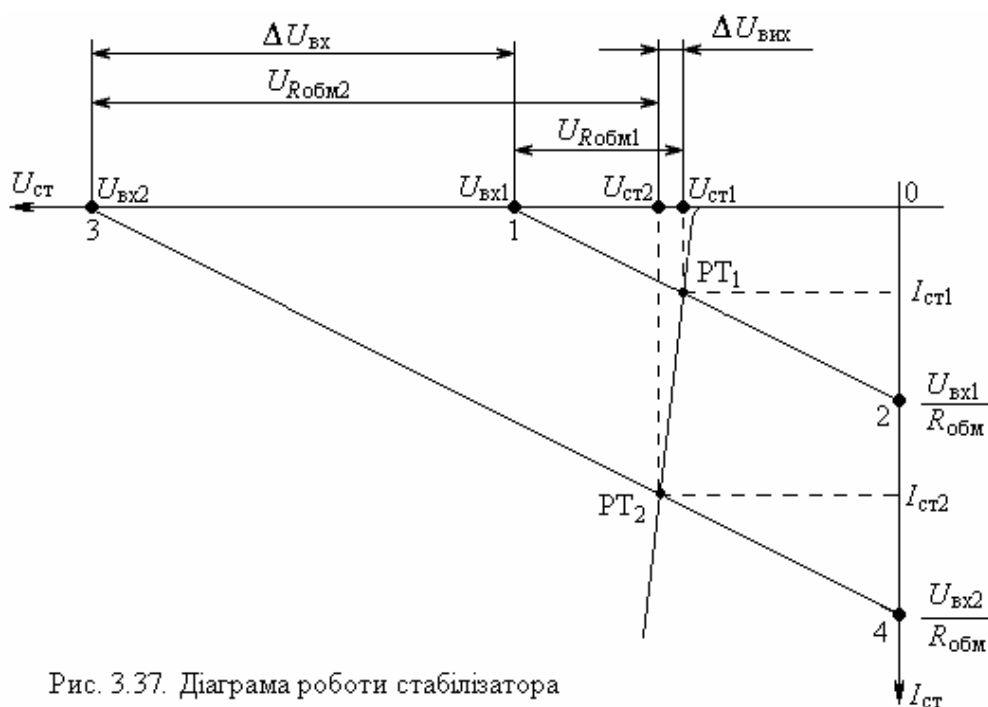


Рис. 3.37. Діаграма роботи стабілізатора

Точка 1: $I_{\text{ст}} = 0$ і тоді $U_{\text{ст}} = U_{\text{вх1}}$.

Точка 2: $U_{\text{ст}} = 0$ і тоді $I_{\text{ст}} = \frac{U_{\text{вх1}}}{R_{\text{обм}}}$.

Стабілізатор працює наступним чином.

Знайдемо зміну вихідної напруги при зміні вхідної. Нехай вхідна напруга зростає від $U_{\text{вх1}}$ до $U_{\text{вх2}}$. Тоді лінія навантаження зміститься паралельно сама відносно себе (точки 3; 4). З рис. 3.37 видно, що зміна вихідної напруги $\Delta U_{\text{вих}}$ набагато менша за зміну вхідної ($\Delta U_{\text{вих}} \ll \Delta U_{\text{вх}}$), тобто вихідна напруга є стабільною.

Наявність стабілізації пояснюється наступним чином.

Вихідна напруга за законом Кірхгофа становить

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{вх}} - I_{\text{ст}} R_{\text{обм}}. \quad (3.21)$$

При малій вхідній напрузі $U_{\text{вх}} \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{обм}} + R_{\text{н}}} < U_{\text{проб}}$ стабілітрон VD не пробитий і тому його коло фактично розірване ($I_{\text{ст}} = 0$). Через це, як видно з (3.21), вихідна напруга повторює вхідну ($U_{\text{вх}} = U_{\text{ст}}$), тобто стабілізації немає.

Коли ж вхідна напруга велика $U_{\text{вх}} \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{обм}} + R_{\text{н}}} > U_{\text{проб}}$, то стабілітрон VD пробивається. Виникає струм $I_{\text{ст}} > 0$:

$$I_{\text{ст}} = \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{ст}}}{R_{\text{обм}}}, \quad (3.22)$$

створюючи падіння напруги $I_{\text{ст}} R_{\text{обм}}$ на обмежувальному резисторі $R_{\text{обм}}$. Чим вище вхідна напруга, тим більший струм $I_{\text{ст}}$ і, як наслідок, більше падіння напруги $I_{\text{ст}} R_{\text{обм}}$. Так надлишок вхідної напруги ($U_{\text{вх}} - U_{\text{ст}}$) падає на $R_{\text{обм}}$, залишаючи вихідну напругу $U_{\text{вих}}$ незмінною, тобто стабільною.

Ефективність дії стабілізатора оцінюється коефіцієнтом стабілізації, яким є відношення відносних змін вхідної та вихідної напруг:

$$K_{\text{ст}} = \frac{\frac{\Delta U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх}}}}{\frac{\Delta U_{\text{вих}}}{U_{\text{вих}}}}. \quad (3.23)$$

Завжди $K_{\text{ст}} > 1$ і чим більше, тим стабільніше вихідна напруга.

Стабілізація є при зміні не тільки $U_{\text{вх}}$, а й опору навантаження $R_{\text{н}}$. Дійсно, коли б не було стабілітрона, то вихідна напруга

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{вх}} \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{обм}} + R_{\text{н}}} \quad (3.24)$$

при зменшенні $R_{\text{н}}$ також зменшилася б.

За наявності ж стабілітрона зменшення $R_{\text{н}}$ дещо знизить $U_{\text{вих}}$ (див. рис. 3.33), що спричинить різке зменшення струму стабілітрона $I_{\text{ст}}$. Через це зменшується падіння напруги $I_{\text{ст}} R_{\text{обм}}$ на обмежувальному резисторі і тому вихідна напруга (3.18) залишиться мало зниженою, тобто стабільною.

Таким чином, стабілізатор напруги, схема якого наведена на рис. 3.33, забезпечує стабілізацію, тобто певну сталість вихідної напруги $U_{\text{вих}}$.

Стабілітрони випускаються промисловістю на різні стандартні напруги. Оскільки вихідна напруга завжди дорівнює напрузі стабілізації стабілітрона, то для одержання іншої напруги $U_{\text{вих}}$ слід вибрати стабілітрон з іншою певною напругою стабілізації $U_{\text{ст}}$. Наприклад, стабілітрон КС191А з напругою стабілізації 9,1 В замінити стабілітроном КС156А з напругою стабілізації 5,6 В.

Щодо збільшення вихідної напруги, то для цього можна використо-

вати послідовне з'єднання стабілітронів $VD1$ та $VD2$ (рис. 3.38,а) або стабілітрона $VD3$ і діода $VD4$ (рис. 3.38,б).

В схемі (рис. 3.38,а) вихідна напруга дорівнює сумі напруг стабілізації обох стабілітронів, а в схемі (рис. 3.38,б) – сумі напруги стабілізації стабілітрона $VD3$ та прямої напруги діода $VD4$. Для подальшого підвищення вихідної напруги слід збільшити кількість послідовно з'єднаних стабілітронів або стабілітронів і діодів.

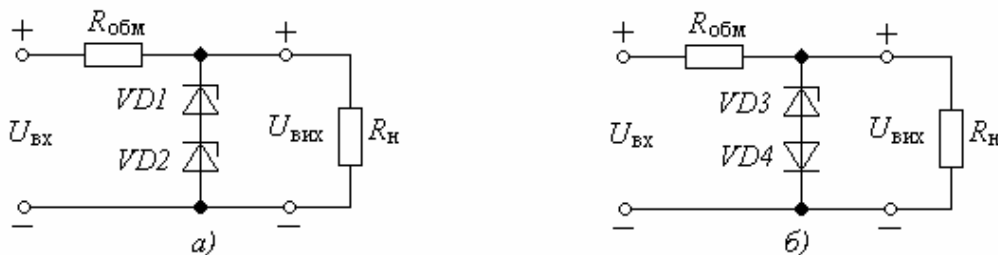


Рис. 3.38. Стабілізатор з підвищеною вихідною напругою:
а – на стабілітронах, б – на стабілітроні та діоді

Слід зазначити, що стабілізація здійснюється не за будь-якого опору навантаження $R_н$. Якщо опір $R_н$ дуже малий, то подільник напруги з $R_обм$ та $R_н$ зменшить вихідну напругу до того, що вона буде нижче напруги пробоя ($U_{вих} < U_{проб}$), через що пробій стабілітрона стане неможливим.

Мінімальний опір навантаження $R_{мин}$ можна визначити з наступного співвідношення

$$U_{вх} \frac{R_{нmin}}{R_{обм} + R_{нmin}} \geq U_{стном}, \quad (3.25)$$

де $U_{стном} = \frac{U_{стmax} + U_{стmin}}{2}$ – номінальна напруга стабілізації.

Приймаючи в (3.25) рівність, визначаємо мінімальний опір навантаження, за якого стабілізація ще можлива:

$$R_{нmin} = \frac{U_{стном}}{U_{вх} - U_{стном}} R_{обм}. \quad (3.26)$$

Подальше зменшення опору $R_н$ стабілізацію знищить.

Щодо полярності вихідної напруги, то для її зміни необхідно змінити полярність напруги на вході та переполюсувати включення стабілітрона так, щоб напруга на ньому зберігалася зворотною (рис. 3.39).

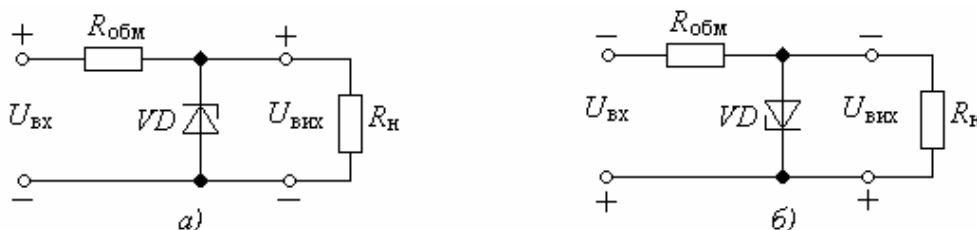


Рис. 3.39. Схеми стабілізаторів: а – для напруги позитивної полярності;
б – для напруги негативної полярності

Для вихідної напруги будь-якої полярності (неполярних стабілізаторів) можна використати зустрічно-послідовне з'єднання однобічних стабілітронів (рис. 3.40,а) або двобічний стабілітрон (рис. 3.40,б).

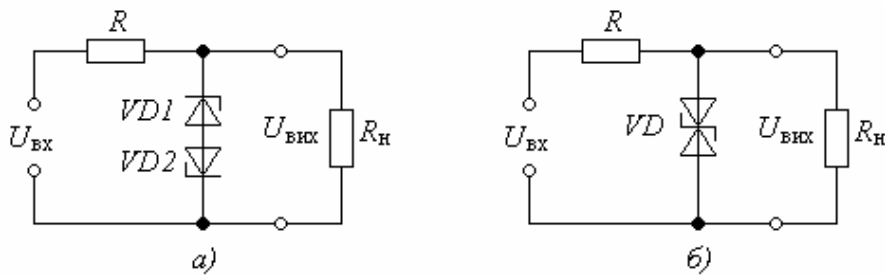


Рис. 3.40. Неполярний стабілізатор:
а — на однобічних стабілітронах, б — на двобічному стабілітроні

Неполярний стабілізатор працює наступним чином.

Полярність вихідної напруги $U_{\text{вих}}$ буде та сама, що й вхідної $U_{\text{вх}}$. За будь-якої полярності вхідної напруги $U_{\text{вх}}$ один із стабілітронів $VD1$, $VD2$ буде під зворотною напругою, а інший — під прямою. Тому вихідна напруга буде складатися зі зворотної напруги одного стабілітрона і прямої напруги іншого стабілітрона:

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{ст}} + U_{\text{пр}}. \quad (3.27)$$

Сьогодні промисловістю випускається двобічний стабілітрон (рис. 3.41). Він неполярний і тому на ньому можна створити неполярний стабілізатор (див. рис. 3.40,б).



Рис. 3.41.
Двобічний
стабілітрон

При створенні стабілізаторів проблемою є стабілізація низьких напруг 1 ... 2 В. На такі напруги стабілітронів немає. Максимальна напруга стабілізації існуючих стабілітронів становить 3,3 В (наприклад, стабілітрон КС133А).

Для стабілізації низьких напруг слугують стабістори. В них для стабілізації використовують пряму ділянку ВАХ p - n -переходу. Тому схема стабілізатора на стабісторах та ж сама, що й на стабілітронах лише з тією

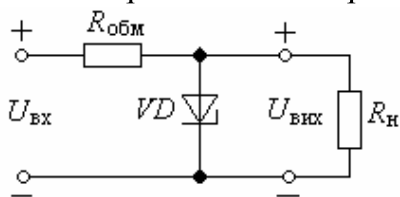


Рис. 3.42. Схема стабілізатора
на стабісторі

відміною, що замість стабілітрона включений стабістор VD під прямою напругою (рис. 3.42).

Оскільки напруга стабілізації стабістора не перевищує 0,7 В, то для стабілізації напруг, більших за 0,7 В, слід використовувати послідовне з'єднання кількох стабісторів.

Щодо розрахунку стабілізатора, то він в основному зводиться до визначення опору обмежувального резистора $R_{\text{обм}}$.

З (3.15) знаходимо

$$R_{\text{обм}} = \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{вих}}}{I_{\text{ст}}}. \quad (3.28)$$

3.3.2. Вплив температури на вихідну напругу стабілізатора

Температура впливає на вихідну напругу стабілізатора неоднозначно. Напрямок температурного дрейфу залежить від типу стабілітрона: з лавинним пробоем чи тунельним.

На рис. 3.43 показано вплив температури на ВАХ стабілітронів з лавинним (Лав.) та тунельним (Тун.) пробоями. З цього рисунку видно, що підвищення температури збільшує напругу пробую стабілітрона з лавинним пробоем та зменшує – з тунельним.

Це пояснюється тим, що з підвищенням температури збільшується інтенсивність хаотичного руху вузлів кристалічної решітки, через що скорочується довжина вільного пробігу електронів, і їхньої швидкості не вистачає для ударної іонізації атомів. Щоб здійснилась іонізація атомів у стабілітронах з лавинним пробоем, необхідно підвищити зворотну напругу, тобто зростання температури збільшує напругу лавинного пробую.

Отже, підвищення температури збільшує вихідну напругу стабілізатора, в якому стабілітрон з лавинним пробоем.

Щодо тунельного пробую, то зростання температури зменшує напругу його пробую. Це пояснюється тим, що підвищення температури скорочує ширину p - n -переходу, через що на ньому зростає електрична напруженість. Тому тунельний перехід електронів здійснюється при меншій зворотній напрузі.

Таким чином, підвищення температури зменшує вихідну напругу стабілізатора, в якому стабілітрон з тунельним пробоем.

Протилежний температурний дрейф параметрів згаданих стабілітронів дає можливість створити температурно стійкий стабілізатор, якщо використати послідовно з'єднані стабілітрони з різними типами пробую: лавинним $VD1$ та тунельним $VD2$ (рис. 3.44).

Температурна стабілізація також досягається, якщо використати послідовно з'єднані стабілітрон з лавинним пробоем і діод під прямою напругою (див. рис. 3.38,б). Оскільки зміна температури викликає підвищення напруги стабілізації стабілітрона $VD1$ і зменшення прямої напруги діода $VD2$, то вихідна напруга залишається відносно стабільною.

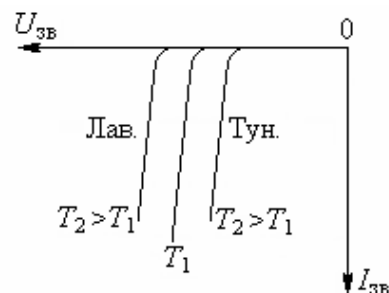


Рис. 3.43. Вплив температури на ВАХ стабілітрона

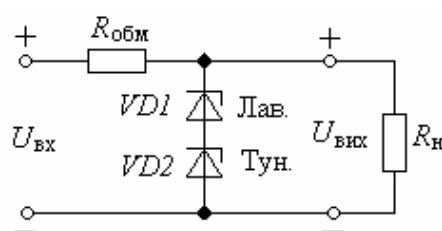


Рис. 3.44. Стабілізатор з підвищеною термостійкістю

3.4. Індуктивне навантаження та діодний захист контактів

Одним із різновидів застосування обмежувачів є діодний захист контактів. Цей захист необхідний тоді, коли контакти ключа К (рис. 3.45) працюють на індуктивне навантаження L .

Напруга на котушці індуктивності пропорційна швидкості зміни струму:

$$U = L \frac{dI}{dt}. \quad (3.29)$$

Якщо розімкнути контакти К, то $dt \rightarrow 0$, через що $U \rightarrow \infty$. Дійсно, індуктивність зберігає струм. Тому в першу мить після розриву контактів К струм I як протікав, так протікає тієї ж сили і в тому ж напрямі (рис. 3.45, а). На опорі розірваних контактів $R_K \rightarrow \infty$ він створює нескінченно велику напругу $U = IR_K \rightarrow \infty$. Під цією напругою між контактами К виникає іскра, через яку обгорають контакти.

Якщо ключем К є транзистор, який у відкритому стані замикає коло, а в закритому – розмикає його, то через перенапругу $U = IR_K \rightarrow \infty$ транзистор вийде з ладу після першого ж закривання. Таким чином, необхідно позбавитись перенапруг при виключенні індуктивності.

Це позбавлення забезпечує діод VD , якщо його підключити паралельно до котушки L у зворотному напрямі (рис. 3.45, б). Тоді при розриванні кола ключем К котушка L , як і раніше, зберігає струм I . Але тепер він протікає не через ключ К, а через діод VD , створюючи на ньому пряме падіння напруги, яке не перевищує 0,7 В. Так діодний захист усуває перенапругу ключа з індуктивним навантаженням.

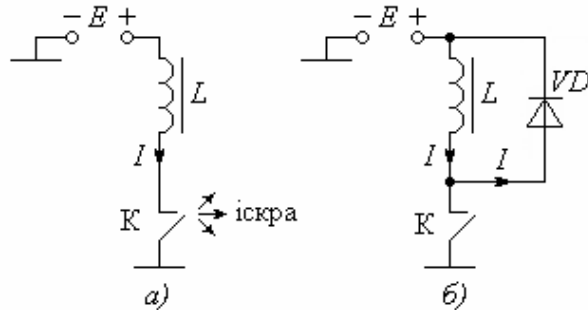


Рис. 3.45. Діодний захист контактів

Контрольні питання

- 3.1. Наведіть потенційну діаграму роботи діода під прямою напругою.
- 3.2. Наведіть потенційну діаграму роботи діода під зворотною напругою.
- 3.3. Наведіть ВАХ діода та поясніть її хід.
- 3.4. Поясніть вплив температури на струми діода.
- 3.5. Поясніть механізм теплового пробоя.
- 3.6. Поясніть хід ВАХ діода при електричному пробойі.
- 3.7. Наведіть схему однонапівперіодого випрямляча для одержання позитивної напруги.
- 3.8. Наведіть схему однонапівперіодого випрямляча для одержання негативної напруги.
- 3.9. Наведіть часові діаграми роботи випрямлячів за п. 3.7 та 3.8.
- 3.10. Поясніть різницю між амплітудами вхідної та вихідної напруг.

- 3.11. Поясніть вплив прямої напруги діода на амплітуду випрямленої напруги.
- 3.12. Поясніть вплив прямої напруги діода на ККД випрямляча.
- 3.13. Поясніть особливості діода Шотткі.
- 3.14. Наведіть часову діаграму роботи двонапівперіодного випрямляча.
- 3.15. Наведіть амплітудну характеристику обмежувача зверху.
- 3.16. Наведіть амплітудну характеристику обмежувача знизу.
- 3.17. Наведіть схеми одностороннього та симетричного діодних обмежувачів зверху.
- 3.18. Наведіть схеми одностороннього та симетричного обмежувачів зверху на стабілітронах.
- 3.19. Наведіть схему симетричного обмежувача знизу на діодах.
- 3.20. Наведіть схему симетричного обмежувача знизу на стабілітронах.
- 3.21. Поясніть придушення завад обмежувачем зверху.
- 3.22. Поясніть захист від перенапруг цифрових схем обмежувачем зверху.
- 3.23. Наведіть схему параметричного стабілізатора.
- 3.24. Поясніть, чим визначається коефіцієнт стабілізації.
- 3.25. Наведіть діаграму роботи параметричного стабілізатора.
- 3.26. Поясніть за діаграмою роботи наявність стабілізації.
- 3.27. Поясніть, як змінити полярність вихідної напруги стабілізатора.
- 3.28. Наведіть схему неполярного стабілізатора.
- 3.29. Поясніть існування мінімального опору навантаження.
- 3.30. Поясніть діодний захист ключа з індуктивним навантаженням.

Рекомендована література

- 3.1. Воробйова О.М. Основи схемотехніки: у 2-х ч.: навчальний посібник / О.М Воробйова, В.Д. Іванченко – Одеса: ОНАЗ ім. О.С.Попова, 2004, Ч.1. – С. 31 – 42.
- 3.2. Батушев В.А. Электронные приборы: [учебник для вузов] / Батушев В.А. – М.: Высшая школа, 1980. – С. 71 – 82.
- 3.3. Титце У. Полупроводниковая схемотехника: справоч. руководство / У. Титце, К. Шенк. – М.: Мир, 1982. – С. 253 – 256.
- 3.4. Хоровиц П. Искусство схемотехники / П. Хоровиц, У. Хилл – М.: Мир, 1983. – Т.1. – С. 67 – 78.
- 3.5. Электронные приборы: [учебник для вузов] / Дулин В.Н, Аваев Н.А., Дёмин В.П. и др.: под ред. Г.Г. Шишкина. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – С. 121 – 125.

З рис. 4.20 видно, що ця схема є подільником напруги, з якого випливає, що вихідна напруга становить

$$U_{\text{вих}} = \mu U_{\text{вх}} \frac{R_A}{R_A + R_i}. \quad (4.42)$$

Коли поділимо обидві частини (4.42) на $U_{\text{вх}}$, то знайдемо коефіцієнт підсилення за напругою

$$K_U = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{\mu R_A}{R_A + R_i} = \frac{\mu}{1 + \frac{R_i}{R_A}}. \quad (4.43)$$

З останньої формули видно, що для збільшення K_U слід вибирати лампи з можливо більшим статичним підсиленням μ і застосовувати великий опір навантаження R_A . Однак не слід вибирати $\frac{R_A}{R_i} > 5$, тому що при подальшому збільшенні R_A підсилення зростає незначно.

4.3.7. Недоліки та переваги електронних ламп

Основними недоліками, через які застосування ламп у приймально-підсилювальній апаратурі заборонено є:

- малий термін служби через перегорання підігрівача, випаровування катода, порушення вакууму, деформування електродів;
- низька економічність через потужність розжарення катода та великої напруги між анодом і катодом.

Тут слід особливо підкреслити те, що незважаючи на всі недоліки ламп, вони мають одну неперевершену перевагу: лампи зберігають працездатність в умовах радіації.

4.4. Підсилювачі на біполярних транзисторах

4.4.1. Структура та принцип дії біполярного транзистора

Дослівним перекладом назви "*транзистор*" є *керований опір*. Тому підсилювачі на транзисторах будуються за структурною схемою, яка наведена на рис. 4.2. Основною властивістю транзистора є можливість підсилення потужності. Термін "біполярний" означає, що в біполярних транзисторах (БТ) використовуються два типи носіїв заряду: і електрони, і дірки.

Транзистор, умовне позначення якого наведено на рис. 4.21, є напівпровідниковим аналогом електровакуумного триода і тому теж має три електроди: *емітер* Е, *базу* Б та *колектор* К.

За функціональним призначенням емітер, як і катод, постачає рухомі носії заряду.

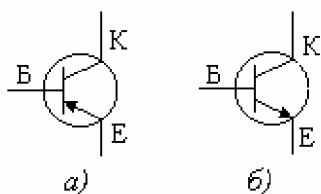


Рис. 4.21. Умовне позначення біполярних транзисторів типів:
а – $p-n-p$; б – $n-p-n$

База, наче сітка, є керуючим електродом, а колектор, як і анод, збирає рухомі носії заряду. Транзистори бувають двох типів: прямої провідності ($p-n-p$) (рис. 4.21,а, 4.22,а) та зворотної провідності ($n-p-n$) (рис. 4.21б, 4.22,б).

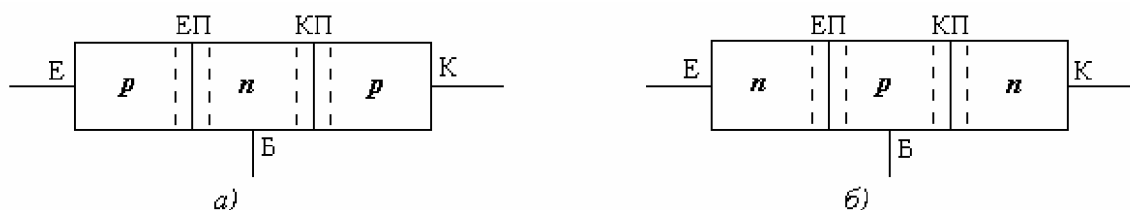


Рис. 4.22. Структура БТ: а – прямої провідності ($p-n-p$); б – зворотної провідності ($n-p-n$)

В обох випадках транзистор є монокристалом, через що його надійність набагато вища за електронну лампу. Транзистори при правильній експлуатації практично не виходять з ладу. Вони морально старіють швидше, ніж фізично.

Транзистори містять два електронно-діркових переходи: емітерний ЕП та колекторний КП. Ширина цих переходів показана пунктиром.

Існують три основні схеми включення транзистора:

- зі спільною базою (СБ);
- зі спільним емітером (СЕ);
- зі спільним колектором (СК).

Тут обмежимося розгляданням лише перших двох схем: зі СБ та СЕ, а схема зі СК буде розглянута після вивчення зворотного зв'язку.

Основна схема включення транзистора зі спільною базою наведена на (рис. 4.23).

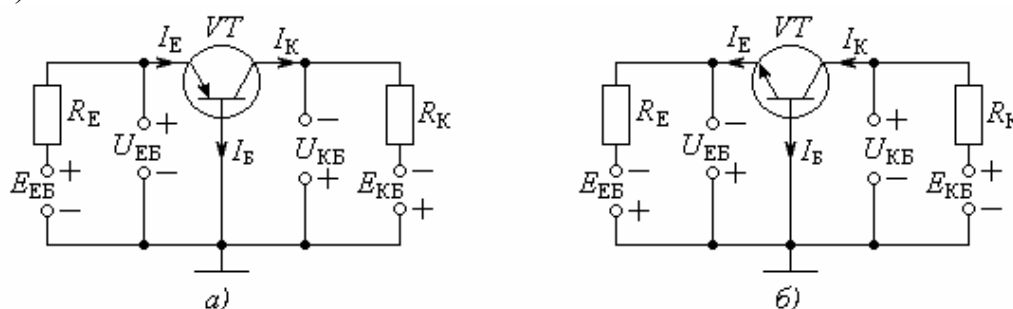


Рис. 4.23. Основна схема включення транзистора зі спільною базою:
а – типу $p-n-p$; б – типу $n-p-n$

Тут

VT – біполярний транзистор;

E_{EB} – напруга джерела живлення емітерного кола;

U_{EB} – напруга між емітером та базою;

$E_{КБ}$ – напруга джерела живлення колекторного кола;
 $U_{КБ}$ – напруга між колектором та базою;
 I_E, I_K, I_B – струми відповідно емітера, колектора та бази;
 R_K – опір навантаження в колекторному колі;
 R_E – резистор в колі емітера.

Аналогічні позначення наведені на основній схемі включення транзистора зі спільним емітером (рис. 4.24).

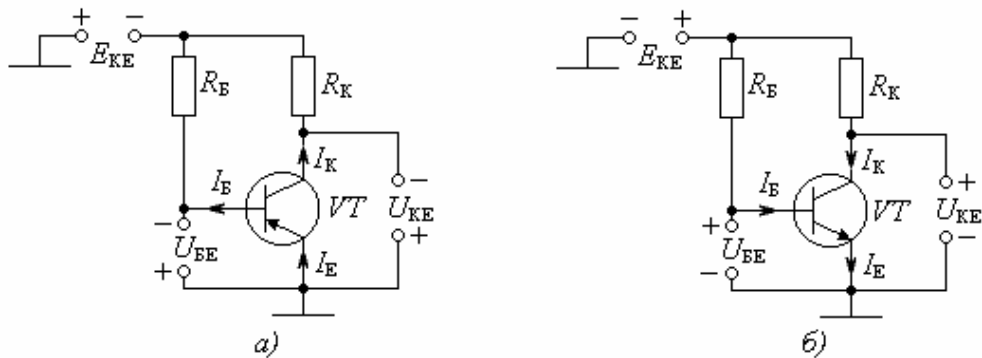


Рис. 4.24. Основна схема включення транзистора зі спільним емітером:
 а – типу $p-n-p$; б – типу $n-p-n$

Тут, на відміну від схеми з СБ, використовується тільки одне джерело живлення $E_{КБ}$, що живить і колекторне, і базове кола. Напруга живлення базового кола $U_{БЕ}$ створюється подільником з резистора R_B та входного опору транзистора. Резистори R_E в схемі з СБ та R_B в схемі з СЕ мають бути обов'язково, щоб не спалити транзистор під прямою напругою.

Щодо принципу дії транзистора, то з рис. 4.23 та 4.24 видно, що застосування транзисторів типів $p-n-p$ або $n-p-n$ відрізняється лише полярністю джерел живлення E_B та E_K , а в іншому ці транзистори діють однаково. Тому немає значення, на якому типі, $p-n-p$ або $n-p-n$, вивчати роботу транзистора. Проте зручніше за все вивчати принцип дії транзистора $p-n-p$ у схемі зі спільною базою (див. рис. 4.23,а) в активному режимі (режимом називається сукупність напруг та струмів електродів).

Активним є такий режим, за якого емітерний перехід перебуває під прямою напругою, а колекторний – під зворотною (рис. 4.25).

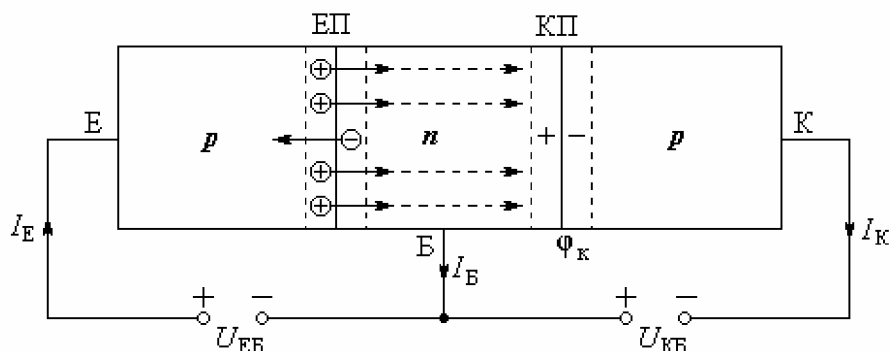


Рис. 4.25. Транзистор зі спільною базою в активному режимі

На цьому рисунку наведений саме транзистор під тими ж напругами й струмами, що діють в основній схемі включення (див. рис. 4.23,а).

У схемі зі спільною базою (див. рис. 4.25) вхідним є коло емітера, а вихідним – коло колектора. Щоб з'ясувати принцип дії транзистора, необхідно показати його можливість підсилення потужності.

Для цього покажемо, що витрати потужності у вихідному колі (колектора) більші, ніж у вхідному колі (емітера). Саме цим буде показана можливість підсилення потужності.

Принцип дії біполярного транзистора наступний.

Під прямою напругою U_{EB} виникає інжекція дірок (+) з емітера в базу і електронів (–) – назустріч. Так виникає прямий струм емітера I_E .

Концентрація домішок в емітері на кілька порядків більша за базу і колектор, тобто дірок більше, ніж електронів. Тому через базу тече в основному дірковий струм.

Дірки потрапляють до колекторного переходу, де зустрічають прискорювальне поле, яке зумовлене контактною різницею потенціалів ϕ_K і зовнішньою напругою U_{KB} . Це поле в колекторному переході КП захоплює дірки і викидає їх в колектор, створюючи саме тим вихідний колекторний струм I_K .

Вихідний струм I_K відносно колекторного переходу КП є зворотним і тому не залежить від напруги U_{KB} на КП. Він визначається тільки кількістю дірок, які потрапили до колекторного переходу, а ця кількість залежить тільки від струму емітера I_E , який однозначно визначається лише напругою емітера U_{EB} . Чим вище напруга U_{EB} на емітерному переході ЕП, тим більше вихідний струм колектора I_K .

Підррахуємо витрати потужності в колах емітера та колектора.

Потужність у колі емітера:

$$P_E = I_E U_{EB}. \quad (4.44)$$

Потужність у колі колектора:

$$P_K = I_K U_{KB}. \quad (4.45)$$

Струми колектора I_K та емітера I_E є близькими

$$I_K \approx I_E. \quad (4.46)$$

Напруга емітера U_{BE} , будучи прямою, обмежена величиною 0,7 В:

$$U_{EB} \leq 0,7 \text{ В}. \quad (4.47)$$

Щодо напруги колектора U_{KB} , то вона є зворотною і тому може бути великою:

$$|U_{KB}| \gg |U_{EB}|. \quad (4.48)$$

Підставляючи співвідношення (4.46) та (4.48) у формули (4.44) та (4.45), маємо

$$P_K \gg P_E, \quad (4.49)$$

тобто, потужність, яка витрачається в колі колектора, більша за потужність у колі емітера. Тоді малою вхідною потужністю P_E можна керувати великими витратами вихідної потужності P_K . Саме це і є підсиленням потужності.

4.4.2. Струми в біполярному транзисторі

Метою розгляду цього підрозділу є одержання рівняння для коефіцієнта передавання струму.

Розглядаючи транзистор як вузол (рис. 4.25), за законом Кірхгофа маємо:

$$I_E = I_K + I_B. \quad (4.50)$$

Визначимо, з чого складаються ці струми.

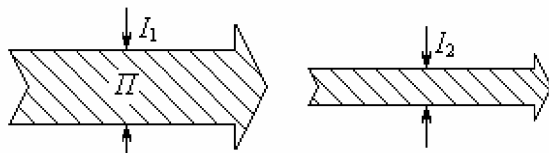


Рис. 4.26. Імітація сили струму ($I_1 > I_2$)

Для наочності силу струму будемо імітувати перетином стрілки П (рис. 4.26).

Струм емітера I_E є прямим відносно емітерного переходу ЕП (рис. 4.27). Він зумовлений інжекцією дірок з емітера в базу і електронів – назустріч.

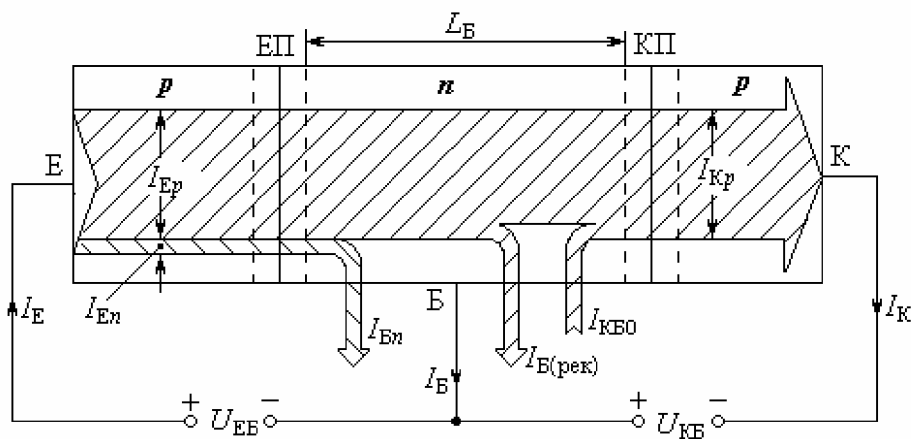


Рис. 4.27. Струми в транзисторі

Оскільки концентрація домішок в емітері набагато більша за базу, то корисний для підсилення (в p - n - p -транзисторі) дірковий струм I_{Ep} набагато більший за електронний I_{En} , тобто ($I_{Ep} \gg I_{En}$).

Співвідношення діркового та електронного струмів оцінюється коефіцієнтом інжекції

$$\gamma = \frac{I_{Ep}}{I_E}. \quad (4.51)$$

Завжди $\gamma < 1$, бо $I_E = I_{Ep} + I_{En}$.

Електронний струм I_{En} для p - n - p -транзистора є безкорисним і чим він менше, тим вище підсилювальні властивості транзистора. (Для транзисторів n - p - n навпаки: корисним є електронний струм, а безкорисним – дірковий).

Струм бази I_B зумовлений трьома складовими: інжекційним електронним струмом I_{Bn} , струмом $I_{B(рек)}$, який зумовлений рекомбінацією в базі електронів та дірок, і власним зворотним струмом $I_{КБ0}$ колекторного переходу. Усі ці струми бази є безкорисними для підсилення. Тому розробники транзисторів завжди намагаються, щоб струм бази I_B був якомога меншим.

Струм колектора створюється дірками, які досягли колекторного переходу.

Втрата дірок на рекомбінацію в базі оцінюється коефіцієнтом переносу

$$\psi = \frac{I_K}{I_{Ep}}. \quad (4.52)$$

Оскільки $I_{Ep} > I_K$, то завжди $\psi < 1$.

Перемножуючи співвідношення (4.51) і (4.52), одержуємо

$$\gamma\psi = \frac{I_K}{I_E} = \alpha. \quad (4.53)$$

Оскільки струм I_E є вхідним, а I_K – вихідним, то вираз (4.53) є коефіцієнтом передавання струму в схемі зі спільною базою

$$\alpha = \frac{I_K}{I_E}. \quad (4.54)$$

Коефіцієнт передавання струму в схемі зі спільною базою α менше одиниці ($\alpha < 1$), але чим ближче до неї, тим вищі підсилювальні властивості транзистора.

4.4.3. Статичні ВАХ транзистора в схемі зі спільною базою

Розрізняють ВАХ вхідні та вихідні.

Вхідними ВАХ транзистора в схемі зі спільною базою (рис. 4.28) є залежність емітерного струму I_E від напруги на емітерному переході U_{EB} при заданій колекторній напрузі $U_{KB} = \text{const}$, тобто

$$I_E = f(U_{EB})|_{U_{KB} = \text{const}}. \quad (4.55)$$

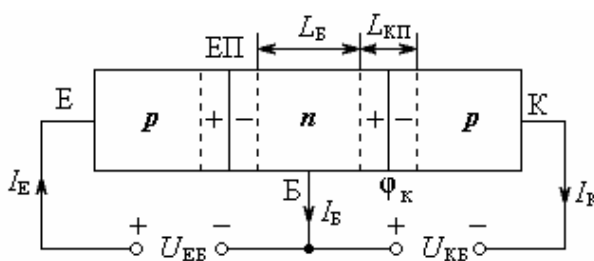


Рис. 4.28. Напруги та струми транзистора зі СБ в активному режимі

З рис. 4.28 видно, що U_{EB} є прямою напругою ЕП і тому вхідні характеристики (4.55) є близькими до прямої гілки ВАХ p - n -переходу, тобто

до експоненти. При $U_{КБ} = 0$ вхідна характеристика проходить через початок координат (рис. 4.29).

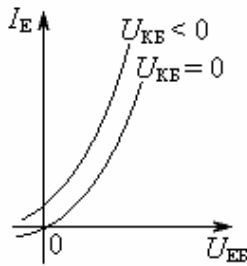


Рис. 4.29. Вхідні ВАХ транзистора в схемі з СБ

Якщо включити зворотну напругу колектора $U_{КБ} < 0$, то струм емітера дещо зростає, хоча на перший погляд, кола емітера та колектора здаються незалежними. Збільшення I_E під зворотною напругою $U_{КБ} < 0$ пояснюється *ефектом Ерлі*, а саме. Відомо, що під зворотною напругою $U_{КБ} < 0$ ширина колекторного переходу $L_{КП}$ (див. рис. 4.28) зростає.

Тоді ширина бази L_B скорочується.

При цьому зменшується інтенсивність рекомбінації електронів та дірок у базі, через що зростають електронна складова емітерного струму I_{En} (див. рис. 4.27) і струм бази I_B в цілому.

Вихідними характеристиками транзистора у схемі з СБ є залежність вихідного струму, тобто струму колектора I_K , від вихідної напруги $U_{КБ}$:

$$I_K = \alpha I_E - I_{K0} \left(e^{-\frac{U_{КБ}}{\phi_T}} - 1 \right), \quad (4.56)$$

де $\phi_T = 25$ мВ – температурний потенціал;

I_{K0} – власний струм колекторного переходу при будь-якому $U_{КБ}$.

При $U_{КБ} \gg \phi_T$, що завжди виконується, з (4.56) одержуємо

$$I_K = \alpha I_E + I_{K0}. \quad (4.57)$$

Вираз (4.57) є рівнянням вихідних вольтамперних характеристик транзистора в схемі зі спільною базою. Відсутність у цьому виразі напруги $U_{КБ}$ свідчить про те, що колекторний струм I_K в активному режимі не залежить від напруги колектора (бо є зворотним), а однозначно визначається струмом емітера I_E , який у свою чергу залежить тільки від напруги $U_{ЕБ}$.

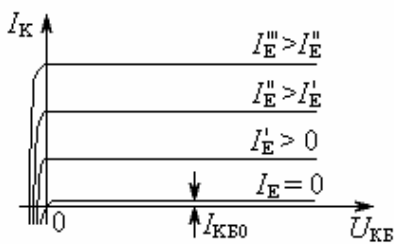


Рис. 4.30. Вихідні ВАХ транзистора в схемі з СБ

Отже, щоб змінити струм колектора I_K , необхідно змінити напругу $U_{ЕБ}$ емітерного переходу. Надаючи значення струму I_E , будемо вихідні ВАХ для схеми з СБ (рис. 4.30).

Особливості вихідних характеристик:

– струм колектора в активному режимі не залежить від колекторної напруги $U_{КБ}$, бо є зворотним і через це схема з СБ, крім підсилювача, може

використовуватись за джерело струму;

– незважаючи на $U_{КБ} = 0$, струм колектора є $I_K > 0$; це пояснюється дією контактної різниці потенціалів ϕ_K (рис. 4.28), яка прискорює дірки в колекторному переході, викидаючи їх в колектор і саме тим створюючи колекторний струм.

4.4.4. Статичні ВАХ транзистора в схемі зі спільним емітером

Включення транзистора зі спільним емітером наведено на рис. 4.31.

Тут транзистор $p-n-p$ перебуває під напругами й струмами, які діють у схемі (див. рис. 4.24,а). Вхідним є коло бази, а вихідним – коло колектора.

Вхідними ВАХ є залежність струму бази I_B від напруги на емітерному переході U_{BE} при заданій колекторній напрузі U_{KE} , тобто

$$I_B = f(U_{BE}) \Big|_{U_{KE} = \text{const}} \quad (4.58)$$

З рис. 4.31 видно, що U_{BE} є прямою напругою емітерного переходу ЕП.

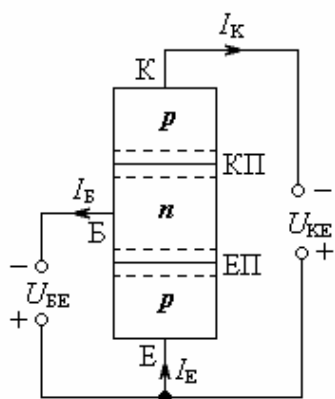


Рис. 4.31. Напруги та струми транзистора з СЕ

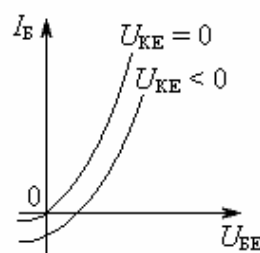


Рис. 4.32. Вхідні ВАХ транзистора в схемі з СЕ

Тому вхідна характеристика є близькою до прямої гілки ВАХ $p-n$ -переходу, тобто до експоненти, яка при $U_{KE} = 0$ проходить через початок координат (рис. 4.32).

Якщо включити зворотну напругу колектора $U_{KE} < 0$, то струм бази дещо зменшується. Це пояснюється ефектом Ерлі, а саме. Під зворотною напругою $U_{KE} < 0$ розширюється колекторний перехід $L_{КП}$ (див. рис. 4.28), внаслідок чого скорочується база L_B . Через це зменшується інтенсивність рекомбінацій електронів та дірок і тому зменшуються складова струму бази $I_{B(\text{рек})}$ (див. рис. 4.27) і струм бази в цілому.

Вихідними ВАХ транзистора в схемі зі спільним емітером є залежність вихідного струму I_K від вихідної напруги U_{KB} , яку можна одержати підстановкою (4.50) у (4.57) і розв'язанням знайденого співвідношення відносно I_K :

$$I_K = \beta I_B + (\beta + 1) I_{KB0}. \quad (4.59)$$

Тут

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \quad (4.60)$$

– коефіцієнт передавання струму в схемі зі спільним емітером.

Оскільки α близько до одиниці і $\alpha < 1$, то $\beta \gg 1$. Наприклад, $\alpha = 0,99$. Тоді $\beta = 99$. Це є основною перевагою схеми з СЕ, тобто вона підсилює струм: $I_K \gg I_B$.

З (4.60) одержуємо

$$\alpha = \frac{\beta}{1 + \beta}, \quad (4.61)$$

тобто завжди $\alpha < 1$, але чим ближче до 1, тим вищі підсилювальні властивості транзистора. Надаючи значення струму I_B , будемо за формулою (4.59) сім'ю вихідних характеристик (рис. 4.33).

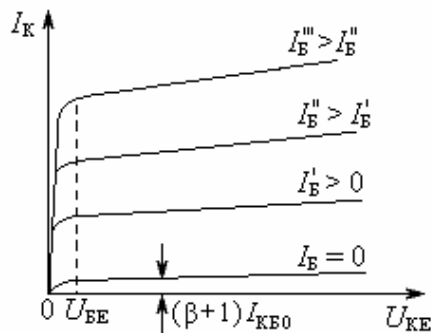


Рис. 4.33. Вихідні ВАХ транзистора в схемі з СЕ

Особливості характеристик:

- треба мати на увазі, що активний режим спостерігається тільки „праворуч” від пунктирної лінії, тобто при $|U_{KE}| > |U_{BE}|$;

- власний струм $(\beta + 1)I_{KB0}$ колекторного переходу в $(\beta + 1)$ більший, ніж у схемі з СБ.

- на відміну від схеми з СБ, у схемі з СЕ спостерігається деяка залежність колекторного струму I_K від U_{KE} . Це пояснюється тим, що колекторний КП та емітерний ЕП переходу з'єднані послідовно і тому U_{KE} прикладається

не тільки до КП, а й частково до емітерного переходу ЕП, причому, в прямому напрямі. Тому при підвищенні напруги колектора U_{KE} дещо збільшується пряма напруга на ЕП, внаслідок чого й зростає I_K ;

4.4.5. Параметри біполярних транзисторів

Величини, які зв'язують малі прирости напруг та струмів, називаються диференціальними параметрами транзистора.

Щоб увести диференціальні параметри до розгляду, транзистор зображують у вигляді пристрою, на вході якого діють вхідні напруга U_1 та струм I_1 , а на виході – вихідні напруга U_2 та струм I_2 (рис. 4.34).

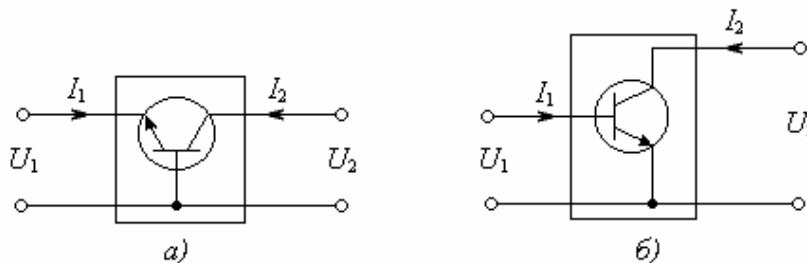


Рис. 4.34. Транзистор у виді чотириполюсника:
а – з СБ; б – з СЕ

Таку модель називають чотириполюсником.

Чотириполюсник описується системою так званих характеристичних рівнянь у певних диференціальних параметрах. З численних диференціаль-

них параметрів найбільшого поширення набули три їхні системи: h -параметри, Y -параметри та Z -параметри.

Для транзистора найбільш раціональною є система h -параметрів.

Характеристичні рівняння чотириполюсника в h -параметрах мають вигляд:

$$dU_1 = h_{11} dI_1 + h_{12} dU_2; \quad (4.62)$$

$$dI_2 = h_{21} dI_1 + h_{22} dU_2. \quad (4.63)$$

Визначимо фізичний смисл h -параметрів, кожний з яких можна знайти за формулами (4.62) та (4.63), лише обертаючи одну із складових у нуль, тому що кожне рівняння містить два невідомих.

Отже, за умови $dU_2 = 0$, тобто при $U_2 = \text{const}$ одержуємо – вхідний опір:

$$h_{11} = \left. \frac{dU_1}{dI_1} \right|_{U_2 = \text{const}}, \quad (4.64)$$

– коефіцієнт передавання струму:

$$h_{21} = \left. \frac{dI_2}{dI_1} \right|_{U_2 = \text{const}}. \quad (4.65)$$

За умови $dI_1 = 0$, тобто при $I_1 = \text{const}$ одержуємо

– коефіцієнт зворотного зв'язку:

$$h_{12} = \left. \frac{dU_1}{dU_2} \right|_{I_1 = \text{const}}, \quad (4.66)$$

– вихідна провідність:

$$h_{22} = \left. \frac{dI_2}{dU_2} \right|_{I_1 = \text{const}}. \quad (4.67)$$

Як видно з рис. 4. 34 та формул (4.64) – (4.67), h -параметри суттєво залежать від схеми включення транзистора. У таблицях 4.1 та 4.2 наведено розрахунок h -параметрів відповідно для схем з СБ та СЕ.

Т а б л и ц я 4.1

h -параметри транзистора з СБ

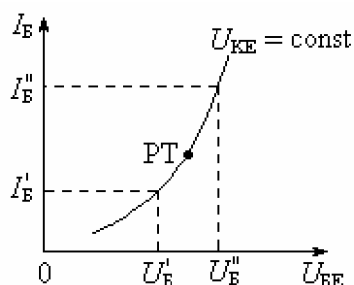
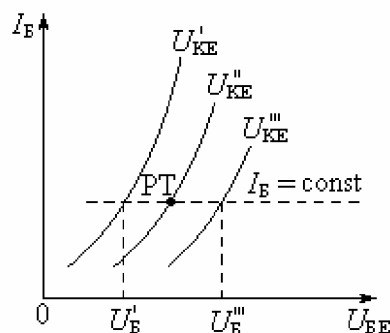
Параметр	Умова сталості	Формула	Фізичне значення (назва) параметра
$h_{11Б}$	$U_{КБ} = \text{const}$	$h_{11Б} = \frac{\Delta U_{ЕБ}}{\Delta I_{Е}}$	Вхідний опір
$h_{12Б}$	$I_{Е} = \text{const}$	$h_{12Б} = \frac{\Delta U_{ЕБ}}{\Delta U_{КБ}}$	Коефіцієнт зворотного зв'язку
$h_{21Б}$	$U_{КБ} = \text{const}$	$h_{21Б} = \frac{\Delta I_{К}}{\Delta I_{Е}}$	Коефіцієнт передавання струму емітера
$h_{22Б}$	$I_{Е} = \text{const}$	$h_{22Б} = \frac{\Delta I_{К}}{\Delta U_{КБ}}$	Вихідна провідність

***h*-параметри транзистора з СЕ**

Параметр	Умова сталості	Формула	Фізичне значення (назва) параметра
h_{11E}	$U_{KE} = \text{const}$	$h_{11E} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B}$	Вхідний опір
h_{12E}	$I_B = \text{const}$	$h_{12E} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta U_{KE}}$	Коефіцієнт зворотного зв'язку
h_{21E}	$U_{KE} = \text{const}$	$h_{21E} = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B}$	Коефіцієнт передавання струму бази
h_{22E}	$I_B = \text{const}$	$h_{22E} = \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{KB}}$	Вихідна провідність

У цих таблицях диференціальні параметри d за формулами (4.64) ... (4.67) замінені скінченими приростами Δ . За вхідними характеристиками визначають параметри h_{11} та h_{12} , а за вихідними h_{21} та h_{22} . Оскільки ВАХ транзистора є нелінійними, то h -параметри можна визначити не для транзистора взагалі, а тільки для конкретної точки його ВАХ. В інших точках ВАХ параметри будуть іншими.

Вхідний опір знаходимо, виконуючи перш за все умову сталості $U_{KE} = \text{const}$ (рис. 4.35) і відкладаючи U'_B та U''_B повільно, але симетрично від робочої точки РТ.

Рис. 4.35. Визначення h_{11E} Рис. 4.36. Визначення h_{12E}

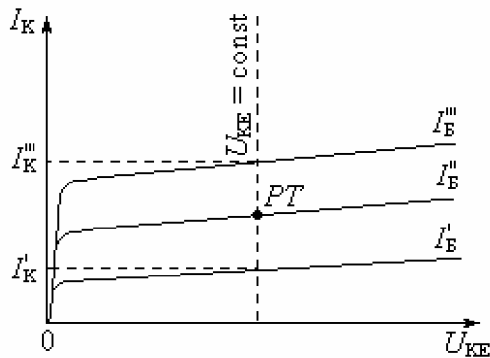
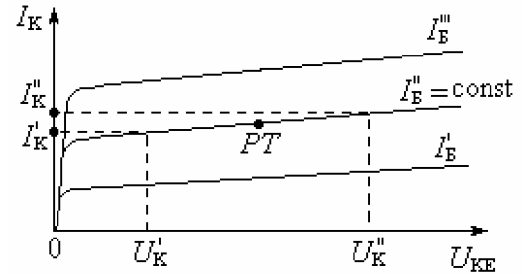
Тоді

$$h_{11E} = \left. \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} \right|_{U_{KE} = \text{const}} = \frac{U''_B - U'_B}{I''_B - I'_B} \quad (4.68)$$

Коефіцієнт зворотного зв'язку визначаємо за вхідними характеристиками для кількох напруг колектора U_{KE} за умови сталості $I_B = \text{const}$ (рис. 4.36). Тоді точки перетину цієї лінії з характеристиками U'_{KE} та U''_{KE} визначають зміну ΔU_{BE} .

$$h_{12E} = \left. \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta U_{KE}} \right|_{I_B = \text{const}} = \frac{U''_B - U'_B}{U''_{KE} - U'_{KE}}. \quad (4.69)$$

Коефіцієнт передавання струму бази h_{21E} визначимо після графічного виконання умови сталості $U_{KE} = \text{const}$ (рис. 4.37).

Рис. 4.37. Визначення h_{21E} Рис. 4.38. Визначення h_{22E}

Змінюючи струм бази від I_B' до I_B''' , знаходимо

$$h_{21E} = \left. \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B} \right|_{U_{KE} = \text{const}} = \frac{I_K''' - I_K'}{I_B''' - I_B'}. \quad (4.70)$$

Вихідна провідність визначається також за вихідними характеристиками після графічного виконання умови сталості $I_B = \text{const}$ (рис. 4.38). Змінюючи напругу колектора від U_K' до U_K'' симетрично відносно РТ, визначаємо

$$h_{22E} = \left. \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{KE}} \right|_{I_B = \text{const}} = \frac{I_K'' - I_K'}{U_K'' - U_K'}. \quad (4.71)$$

4.4.6. Порівняння h -параметрів для схем з СБ та СЕ

За формулою $I_E = I_K + I_B$ визначимо приріст струму бази

$$\Delta I_B = \Delta I_E - \Delta I_K. \quad (4.72)$$

Підставляючи (4.72) у (4.68), одержуємо

$$h_{11E} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_E - \Delta I_K}. \quad (4.73)$$

Після ділення чисельника і знаменника (4.73) на ΔI_E одержуємо співвідношення для вхідного опору в схемі з СЕ:

$$h_{11E} = \frac{h_{11B}}{1 - h_{21B}} = \frac{h_{11B}}{1 - \alpha}. \quad (4.74)$$

Оскільки коефіцієнт передавання струму в схемі зі спільною базою $h_{21B} = \alpha < 1$, причому $\alpha \approx 1$, то вхідний опір транзистора зі спільним

емітером набагато більший за схему зі спільною базою:

$$h_{11E} \gg h_{11B}. \quad (4.75)$$

Зі співвідношення (4.75) видно перевагу схеми з СЕ, а саме: вона, маючи високий вхідний опір, менше навантажує джерело сигналу, ніж схема з СБ, і тому забезпечує більше підсилення потужності.

Таким самим чином, підставляючи (4.72) у (4.70), після ділення чисельника й знаменника на ΔI_E маємо:

$$h_{21E} = \frac{h_{21B}}{1 - h_{21B}} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} = \beta, \quad (4.76)$$

звідки

$$\alpha = \frac{\beta}{1 + \beta}. \quad (4.77)$$

Із співвідношень (4.76) та (4.77) видно, що

$$h_{21E} \gg h_{21B}, \quad (4.78)$$

тобто схема з СЕ, на відміну від СБ, підсилює струм. Тому схема з СЕ забезпечує найбільше підсилення потужності.

Через ці переваги схема з СЕ набула найбільшого поширення.

4.4.7. Еквівалентні схеми біполярних транзисторів

Еквівалентні схеми призначені для визначення зв'язку між фізичними параметрами й електричними характеристиками транзистора. Еквівалентні схеми є різновидом моделей транзистора і складаються з простих елементів (діодів, джерел струму, резисторів, конденсаторів тощо).

На рис. 4.39 наведено еквівалентні схеми транзистора для низьких частот. Про схеми на високих частотах йдеться нижче.

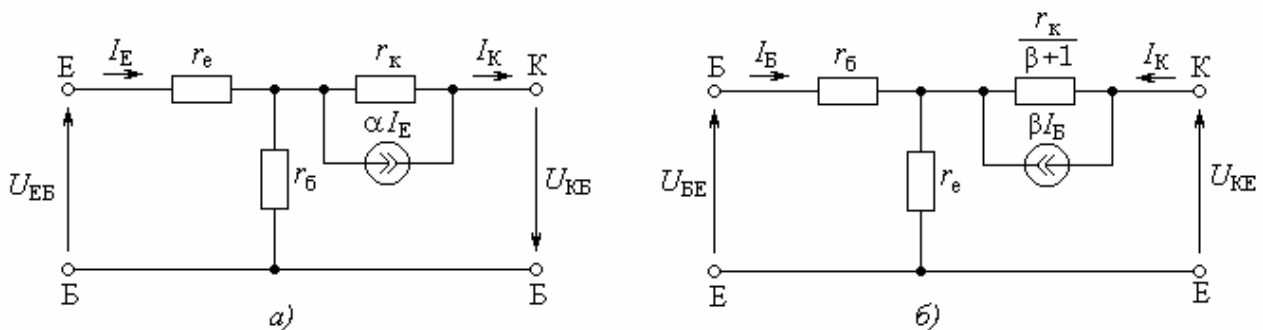


Рис. 4.39. Еквівалентні схеми транзистора для низьких частот:

а — схема зі спільною базою; б — схема зі спільним емітером

Тут r_e — опір емітера; r_b — опір бази; r_k — опір колектора.

Підсилювальні властивості транзистора віддзеркалює джерело струму αI_E у схемі зі спільною базою (рис. 4.39,а) та βI_B у схемі зі спільним емітером (рис. 4.39,б). Параметри r_e , r_b та r_k у довідниках не наводяться. Тому їх розраховують за вже відомими h -параметрами транзистора:

$$r_e = h_{11B} - \frac{h_{12B}}{h_{22B}} (1 + h_{21B}); \quad (4.79)$$

$$r_b = \frac{h_{12B}}{h_{22B}}; \quad (4.80)$$

$$r_k = \frac{1 - h_{12B}}{h_{22B}}. \quad (4.81)$$

Названі параметри для малопотужних транзисторів мають наступні значення: $r_e = 20 \dots 40 \text{ Ом}$; $r_b = 200 \dots 300 \text{ Ом}$; $r_k = 100 \dots 1000 \text{ кОм}$.

Схеми, що наведені на рис. 4.39, непридатні для діапазону високих частот через те, що на високих частотах є вплив ємностей емітерного та колекторного переходів на параметри транзистора, а також виявляється час проходження носіїв заряду через базу. Ці фактори ураховані в схемі, яка наведена на рис. 4.40.

Ємність емітерного переходу становить C_{BE} , а колекторний перехід має ємність C_{KB} .

Щодо часу проходження носіїв заряду через базу, то він ураховується тим, що в джерелі струму βI_B коефіцієнт передавання струму β набуває комплексного характеру, тобто є частотозалежним:

$$\beta(\omega) = \frac{\beta_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_\beta}} \exp\left(-j \frac{\omega}{\omega_\beta}\right), \quad (4.82)$$

де ω – поточна частота, на якій зараз працює транзистор;

ω_β – гранична частота, тобто та частота, на якій модуль коефіцієнта передавання $\beta(\omega)$ зменшується вдвічі;

β_0 – коефіцієнт передавання струму на низькій частоті $\omega \ll \omega_\beta$.

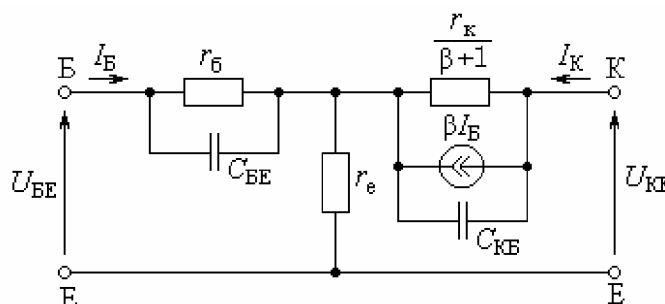


Рис. 4.40. Еквівалентна схема транзистора зі спільним емітером для високих частот

4.4.8. Режим роботи біполярного транзистора

Транзистор може працювати у наступних режимах (рис. 4.41):

- активному режимі;
- режимі насичення;
- режимі відсікання.

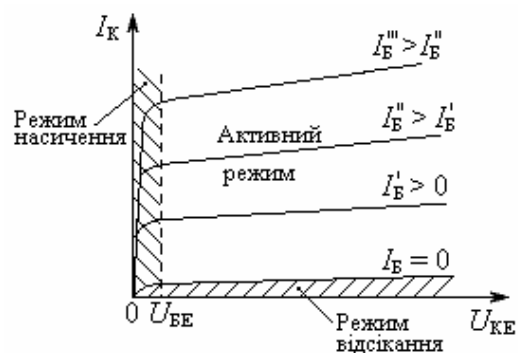


Рис. 4.41. Режимы работы транзистора

ристовується в підсилювачах.

У режимі насичення і емітерний, і колекторний переходи знаходяться під прямими напругами (рис. 4.42). Критеріями режиму насичення є $U_{BE} > 0$ та $U_{KE} > 0$. Ці умови, як видно з рис. 4.41 та 4.42, відносно схеми з СЕ, виконуються при $|U_{KE}| < |U_{BE}|$. Особливістю режиму насичення є те, що транзистор повністю відкритий. Його колекторний струм I_K максимальний і не залежить від струму бази I_B .

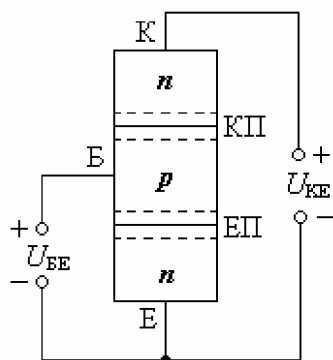


Рис. 4.42. Транзистор у режимі насичення

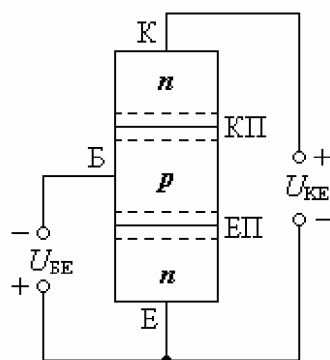


Рис. 4.43. Транзистор у режимі відсікання

У режимі відсікання і емітерний, і колекторний переходи перебувають під зворотними напругами (рис 4.43). Критеріями режиму відсікання є $U_{BE} < 0$, $U_{KE} < 0$. У схемі з СЕ, в режимі відсікання $I_B = 0$. Особливістю режиму відсікання є те, що транзистор повністю закритий, тобто колекторний струм відсутній $I_K = 0$.

Обидва режими (насичення та відсікання) об'єднуються поняттям „ключовой режим”. У ключовому режимі транзистор уподібнений електромеханічним контактам: або транзистор відкритий (насичення) і пропускає колекторний струм I_K , тобто замикає коло “колектор-емітер”, або транзистор закритий (відсікання) і колекторний струм відсутній $I_K = 0$, тобто коло “колектор-емітер” розімкнене. Тому ключовой режим використовується в так званих цифрових схемах, які розглядатимуться пізніше і в яких транзистор може бути тільки в одному з двох станів: або відкритому, або закритому, тобто або в режимі насичення, або в режимі відсікання.

4.4.9. Підсилювач зі спільним емітером

Принципові схеми підсилювачів зі спільним емітером на транзисторах $n-p-n$ та $p-n-p$ наведені на рис. 4.44. Як видно з рисунку, вони відрізняються лише полярністю напруги живлення E_{KE} . Підсилювач на транзисторі $n-p-n$ живиться позитивною напругою $+E_{KE}$, а на транзисторі $p-n-p$ – негативною напругою $-E_{KE}$.

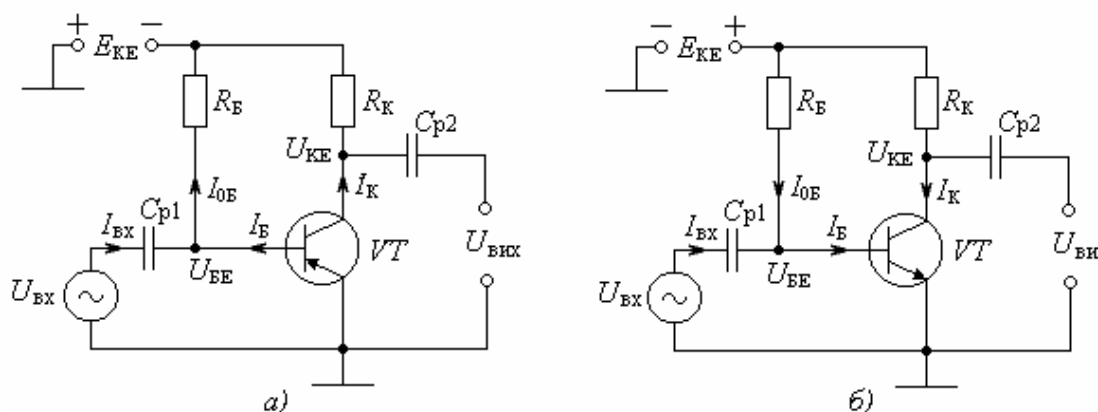


Рис. 4.44. Принципова схема підсилювача зі спільним емітером:
а – на транзисторі $p-n-p$; б – на транзисторі $n-p-n$

Тут $U_{ВХ}$ – вхідна напруга, яка підсилюється;

$U_{ВІХ}$ – вихідна підсилена напруга;

VT – транзистор;

E_{KE} – напруга живлення;

U_{BE} – напруга між базою та емітером;

U_{KE} – напруга між колектором та емітером;

I_B – струм бази;

I_K – струм колектора;

$I_{ВХ}$ – вхідний струм;

R_B – резистор в колі бази, опір якого визначає робочу точку;

R_K – опір навантаження;

C_{p1} та C_{p2} – розділювальні конденсатори.

Підсилювач зі спільним емітером (СЕ), принципова схема якого наведена на рис. 4.44, є подільником напруги E_{KE} , у верхньому плечі якого включений опір навантаження R_K , а в нижньому – транзистор VT .

Тому напруга між колектором та емітером становить

$$U_{KE} = E_{KE} \frac{R_{VT}}{R_K + R_{VT}}, \quad (4.83)$$

де R_{VT} – опір між колектором та емітером на постійному струмі.

З формули (4.83) випливає наступне:

– напруга U_{KE} між колектором та емітером є часткою напруги живлення E_{KE} ;

– напруга U_{KE} між колектором та емітером тим більше чим вище напруга живлення E_{KE} ;

– напруга U_{KE} ніколи не може перевищувати напругу живлення E_{KE} :

$$U_{KE} < E_{KE}. \quad (4.84)$$

Розглядаючи роботу підсилювача, не слід уявляти собі, що вхідна напруга $U_{вх}$ якось надходить до виходу у збільшеному вигляді. Це не так. Вхідна напруга $U_{вх}$, яку треба підсилити, повністю витрачається на те, щоб змінювати опір R_{VT} транзистора за своїм законом і саме тим керувати коефіцієнтом передавання частини напруги E_{KE} до виходу:

$$K_E = \frac{R_{VT}}{R_K + R_{VT}}. \quad (4.85)$$

Таким чином, в основу принципу дії підсилювача покладене те, що частина напруги живлення E_{KE} надходить до виходу через подільник напруги з R_K і опору R_{VT} між колектором та емітером транзистора, а вхідний сигнал $U_{вх}$, який треба підсилити, керує коефіцієнтом передавання K_E цього подільника.

Для докладного розгляду роботи підсилювача знайдемо рівняння *лінії навантаження*.

Напруга живлення E_{KE} за законом Кірхгофа поділяється на падіння напруги $I_K R_K$ на опорі навантаження R_K та напругу колектора U_{KE} :

$$E_{KE} = I_K R_K + U_{KE}. \quad (4.86)$$

Звідси одержуємо рівняння *лінії навантаження*

$$I_K = \frac{E_{KE}}{R_K} - \frac{U_{KE}}{R_K}. \quad (4.87)$$

Рівняння (4.87) відносно U_{KE} першого степеня. Тому лінія навантаження є прямою (навантажувальна пряма) і її можна побудувати по двох точках на осях координат (рис. 4.45).

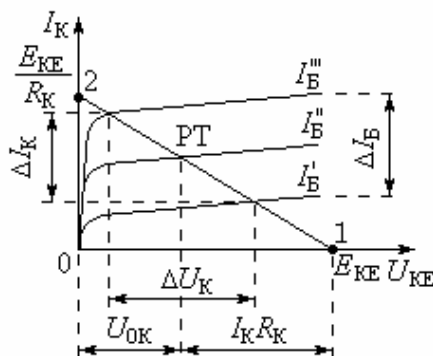


Рис. 4.45. Лінія навантаження і режим роботи транзистора

Точка 1: $I_K = 0$; з (4.87) маємо $U_{KE} = E_{KE}$.

Точка 2: $U_{KE} = 0$; з (4.87) одержуємо $I_K = \frac{E_{KE}}{R_K}$.

Відрізок прямої 1 – 2 є лінією навантаження.

Перетин лінії навантаження із заданою характеристикою визначає робочу точку. Якщо, наприклад, заданою характеристикою є $I_B = I_B''$, то робочою буде точка РТ. Робоча точка однозначно визначає режим роботи транзистора, тобто сукупність напруг і струмів. Вона ніби розподіляє напругу живлення E_{KE} на напругу між колектором і емітером U_{0K} та падіння напруги $I_K R_K$ на опорі навантаження R_K , тобто $E_{KE} = U_{0K} + I_K R_K$.

Лінія навантаження повністю віддзеркалює режим роботи транзистора. Так, за допомогою лінії навантаження можна визначити вплив зміни будь-якого параметра режиму. Якщо, наприклад, змінити струм бази на ΔI_B , то струм колектора зміниться на $\Delta I_K = \beta \Delta I_B$, а напруга між колектором та емітером – відповідно на ΔU_K .

Підсилювач зі спільним емітером працює наступним чином.

Принцип дії підсилювача пояснює потенційна діаграма його роботи (рис. 4.46).

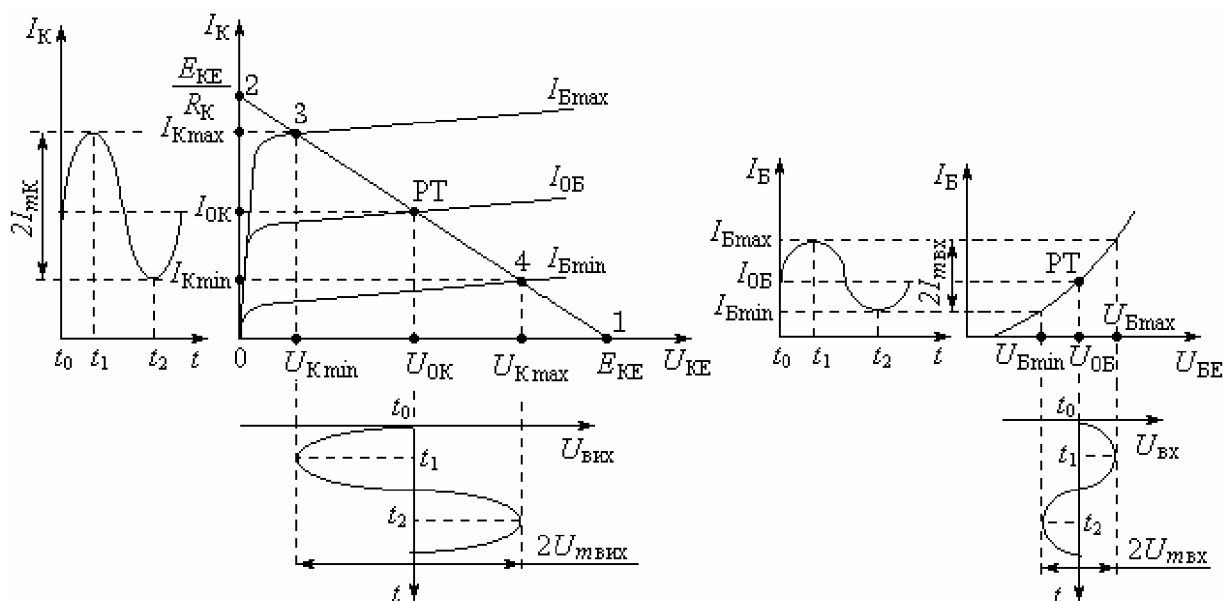


Рис. 4.46. Потенційна діаграма роботи підсилювача зі спільним емітером

Тут $U_{m\text{ вх}}$ – амплітуда вхідної напруги, яка підсилюється;

$U_{m\text{ вих}}$ – амплітуда вихідної підсиленої напруги;

$I_{m\text{ вх}}$ – амплітуда вхідного струму;

I_{mK} – амплітуда струму колектора.

Як видно з рис. 4.44 та 4.46, у загальному випадку схема підсилювача знаходиться під наступними напругами та струмами:

– напруга бази

$$U_{BE} = U_{0B} \pm U_{m\text{ вх}}; \quad (4.88)$$

– напруга колектора

$$U_{KE} = U_{0K} \pm U_{m\text{ вих}}; \quad (4.89)$$

– струм бази

$$I_B = I_{0B} \pm I_{m\text{ вх}}; \quad (4.90)$$

– струм колектора

$$I_K = I_{0K} \pm I_{mK}. \quad (4.91)$$

Струмопроходження у схемі, яка наведена на рис. 4.44,а наступне.

Струм бази I_B тече по колу: „ + E_{KE} , резистор R_B , база, емітер, нульовий провід, - E_{KE} ”. Оскільки протікає струм бази I_B , то з’являється і струм колектора $I_K = \beta I_B$, який протікає по колу: „ + E_{KE} , опір навантаження R_K , колектор, емітер, нульовий провід, - E_{KE} ”.

У початковому стані до моменту t_0 , тобто за відсутності вхідної напруги, $U_{\text{вх}} = 0$ підсилювач перебуває у *стані спокою*. У цьому стані параметри режиму визначаються робочою точкою і дорівнюють лише першим складовим залежностей (4.88) ... (4.91). У робочій точці:

- постійна напруга бази: $U_{\text{БЕ}} = U_{0\text{Б}}$;
- постійна напруга між колектором та емітером: $U_{\text{КЕ}} = U_{0\text{К}}$;
- постійний струм бази: $I_{\text{Б}} = I_{0\text{Б}}$;
- постійний струм колектора: $I_{\text{К}} = I_{0\text{К}}$.

З подачею сигналу з'являється вхідна напруга $U_{\text{вх}}$. Вона викликає появу змінних вхідного струму $I_{\text{вх}}$, струму колектора $I_{\text{К}}$ та вихідної напруги $U_{\text{вих}}$, миттєві значення яких розташовуються навколо робочої точки (див. рис. 4.44 та рис. 4.46).

З (4.86) знаходимо напругу колектора

$$U_{\text{КЕ}} = E_{\text{КЕ}} - I_{\text{К}} R_{\text{К}}. \quad (4.92)$$

У момент t_1 на вході підсилювача діє амплітуда $U_{\text{мвх}}$ позитивної напівхвилі, через що напруга бази підвищується до максимальної: $U_{\text{Бмакс}} = U_{0\text{Б}} + U_{\text{мвх}}$. Тому струм бази буде також максимальним: $I_{\text{Бмакс}} = I_{0\text{Б}} + I_{\text{мБ}}$. Через це максимальний і струм колектора $I_{\text{Кмакс}} = I_{0\text{К}} + I_{\text{мК}}$, бо $I_{\text{К}} = \beta I_{\text{Б}}$. Підставляючи $I_{\text{К}} = I_{\text{Кмакс}}$ в (4.92) визначимо напругу колектора у момент t_1 :

$$U_{\text{Кмін}} = E_{\text{КЕ}} - I_{\text{Кмакс}} R_{\text{К}}. \quad (4.93)$$

У момент t_2 на вході підсилювача діє амплітуда $U_{\text{мвх}}$ негативної напівхвилі, через що напруга бази знижується до мінімальної: $U_{\text{Бмін}} = U_{0\text{Б}} - U_{\text{мвх}}$. Тому струм бази також мінімальний: $I_{\text{Бмін}} = I_{0\text{Б}} - I_{\text{мБ}}$. Через це мінімальний і струм колектора $I_{\text{Кмін}} = I_{0\text{К}} - I_{\text{мК}}$, бо $I_{\text{К}} = \beta I_{\text{Б}}$.

Напругу колектора у момент t_2 визначимо підстановкою $I_{\text{К}} = I_{\text{Кмін}}$ в (4.92):

$$U_{\text{КЕмакс}} = E_{\text{КЕ}} - I_{\text{Кмін}} R_{\text{К}}. \quad (4.94)$$

З (4.93) видно, що максимальний струм колектора $I_{\text{Кмакс}}$ зумовлює мінімальну напругу колектора $U_{\text{КЕмін}}$. Це пояснюється тим, що максимальний струм колектора $I_{\text{Кмакс}}$ створює максимальне падіння напруги $I_{\text{Кмакс}} R_{\text{К}}$ на опорі навантаження $R_{\text{К}}$. Аналогічно, мінімальний струм $I_{\text{Кмін}}$ зумовлює $U_{\text{КЕмакс}}$.

Отже, якщо на вході підсилювача позитивна напівхвиля напруги, то на виході – негативна, і навпаки, негативна напівхвиля вхідної напруги зумовлює позитивну напівхвилю напруги вихідної.

Таким чином, підсилювач зі спільним емітером обертає фазу вхідної напруги на 180° .

Напруги колектора $U_{\text{Кмін}}$ та $U_{\text{Кмакс}}$ визначають відповідно амплітуди негативної та позитивної напівхвиль вихідної напруги. Так на виході підсилювача створюється вихідна напруга $U_{\text{вих}}$, яка є копією вхідної напруги $U_{\text{вх}}$.

Щодо амплітуди вихідної напруги, то як видно з рис. 4.46, вона тим більше, чим більша відстань між U_{Kmax} та U_{Kmin} . Ця відстань, тобто амплітуда $U_{mвих}$, як видно з (4.93) та (4.94), підвищується збільшенням напруги живлення E_{KE} та опору навантаження R_K .

Щодо вибору робочої точки РТ, то її місцеположення за інших різних умов однозначно визначається опором резистора R_B в колі бази:

$$R_B = \frac{E_{KE} - U_{0Б}}{I_{0Б}}. \quad (4.95)$$

4.4.9.1. Показники підсилювача з СЕ

Коефіцієнт підсилення за напругою

$$K_U = \frac{U_{mвих}}{U_{mвх}}. \quad (4.96)$$

Коефіцієнт підсилення за струмом

$$K_I = \frac{I_{mК}}{I_{mБ}}. \quad (4.97)$$

Коефіцієнт підсилення за потужністю

$$K_P = K_U K_I. \quad (4.98)$$

Корисна вихідна потужність

$$P_{вих} = \frac{1}{2} \frac{U_{mвих}^2}{R_K}. \quad (4.99)$$

Потужність, яка розсіюється колектором

$$P_{0К} = U_{0К} I_{0К}. \quad (4.100)$$

Потужність, яка споживається підсилювачем

$$P_{сп} = E_{KE} I_{0К} \quad (4.101)$$

Коефіцієнт корисної дії (ККД)

$$\eta = \frac{P_{вих}}{P_{сп}}. \quad (4.102)$$

Знайдемо максимальний ККД.

З формул (4.99), (4.101) та (4.102) маємо

$$\eta = \frac{1}{2} \frac{U_{mвих} I_{mК}}{E_{KE} I_{0К}}. \quad (4.103)$$

З рис. 4.46 випливає, що

$$U_{m\text{вих}} \leq \frac{1}{2} E_{\text{КЕ}}; \quad (4.104)$$

$$I_{m\text{К}} \leq I_{0\text{К}}. \quad (4.105)$$

Приймаючи в останніх формулах рівність, одержуємо

$$\eta_{\text{max}} = \frac{1}{4}. \quad (4.106)$$

Таким чином, максимальний ККД для розглянутого режиму підсилювача не може бути більше за 25%.

Важливо з'ясувати, де виділяється решта 75% потужності, яка споживається від джерела живлення $E_{\text{КЕ}}$ колекторного кола. Ці 75% потужності виділяються на колекторному переході транзистора або, як кажуть, на колекторі. Тому припустима потужність транзистора $P_{\text{Кmax}}$ завжди має бути утричі більше за корисну вихідну потужність:

$$P_{\text{Кmax}} \geq 3P_{\text{вих}}. \quad (4.107)$$

4.4.9.2. Особливості роботи підсилювача з СЕ

Перша особливість полягає в тому, що через джерело сигналу $U_{\text{вх}}$ (рис. 4.47) тече вхідний струм бази $I_{\text{вх}}$, тобто найменший струм з усіх струмів транзистора. Тому вхідне коло підсилювача з СЕ найменше навантажує джерело сигналу $U_{\text{вх}}$ за схему з СБ, через що коефіцієнт підсилення великий.

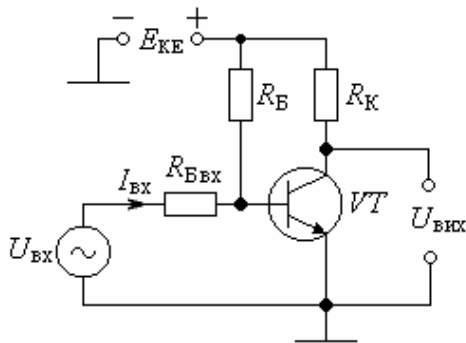


Рис. 4.47. Збудження підсилювача з СЕ струмом $I_{\text{вх}}$

Однак слід мати на увазі те, що вхідний струм при $U_{m\text{вх}} > 0,7$ В може необмежено зрости і вивести з ладу транзистор або джерело $U_{\text{вх}}$, якщо внутрішній опір джерела сигналу $R_c = 0$. Щоб запобігти цього, вхідний сигнал при великій вхідній напрузі ($U_{m\text{вх}} > 0,7$ В) і потужному джерелі $U_{\text{вх}}$ має бути струмом, а не напругою. Для збудження підсилювача струмом достатньо на вході включити резистор $R_{\text{Бвх}}$ (рис. 4.47). Тоді вхідний струм не перевищить

$$I_{\text{вх}} = \frac{U_{m\text{вх}}}{R_{\text{Бвх}}}. \quad (4.108)$$

Другою особливістю є те, що підсилювач зі спільним емітером підсилює вхідний струм, тобто струм бази: $I_{\text{К}} = \beta I_{\text{Б}}$. Тому підсилювач з СЕ забезпечує найбільше підсилення потужності з усіх інших схем включення транзистора.

Третю особливість видно з діаграми роботи (рис. 4.46), а саме: фаза вихідної напруги $U_{\text{вих}}$ відрізняється від фази $U_{\text{вх}}$ на π , тобто підсилювач повертає фазу сигналу на 180° .

4.4.10. Підсилювач зі спільною базою

Підсилювач зі спільною базою (СБ) (рис. 4.48), як і підсилювач з СЕ, є подільником колекторної напруги $E_{КБ}$, у верхньому плечі якого включений опір навантаження R_K , а у нижньому – транзистор VT .

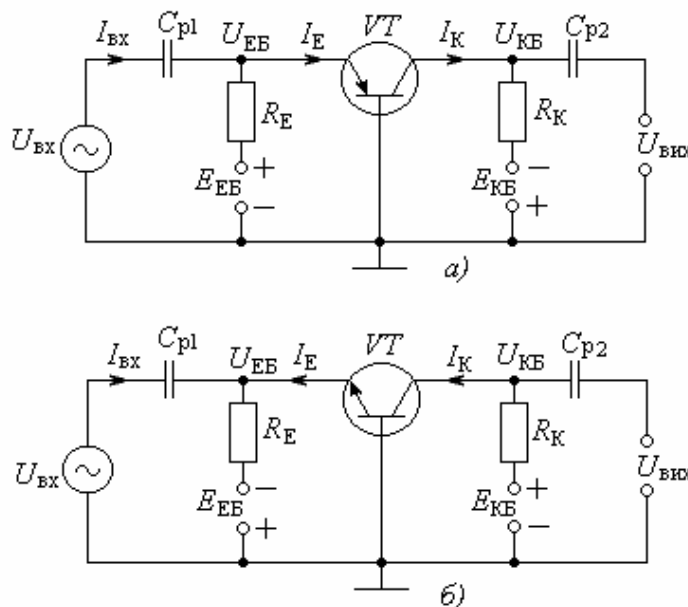


Рис. 4.48. Принципова схема підсилювача зі спільною базою
а – на транзисторі $p-n-p$; б – на транзисторі $n-p-n$

Тому напруга між колектором та базою визначається як

$$U_{КБ} = E_{КБ} \frac{R_{VT}}{R_K + R_{VT}}, \quad (4.109)$$

де R_{VT} – опір між колектором та базою транзистора на постійному струмі.

Врешті підсилювач з СБ працює так само, як і підсилювач з СЕ, з тією різницею, що замість струму бази вхідним є струм емітера. Тому діаграми роботи підсилювача з СБ відрізняються лише тим, що будуються на характеристиках для схеми включення транзистора з СБ.

Особливістю підсилювача з СБ є те, що вхідним струмом є струм емітера, тобто самий великий струм $I_E > I_K$. Він сильно навантажує джерело вхідної напруги. На відміну від підсилювача з СЕ, підсилювання струму немає, через що коефіцієнт підсилення потужності в β разів менше за підсилювач з СЕ. Це не є абсолютним недоліком підсилювача з СБ. Схема включення транзистора з СБ має найбільшу стійкість, через що в деяких випадках є незамінною. Наприклад, автогенератор з СБ має вищу частотну стабільність, ніж автогенератор з СЕ.

4.4.11. Частотні властивості підсилювачів на БТ

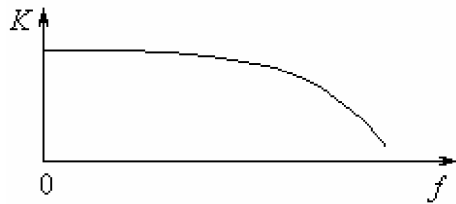


Рис. 4.49. АЧХ підсилювача

Частотні властивості оцінюються так званою амплітудно-частотною характеристикою (АЧХ), яка є залежністю коефіцієнта підсилення K від частоти f (рис. 4.49).

З цього рисунку видно, що з підвищенням частоти коефіцієнт підсилення K необмежено зменшується. Це здебільшого зумовлене частотними властивостями транзистора, який на високих частотах перестає бути безінерційним приладом.

На рис. 4.50 наведена еквівалентна схема транзистора.

Складові схеми наступні:

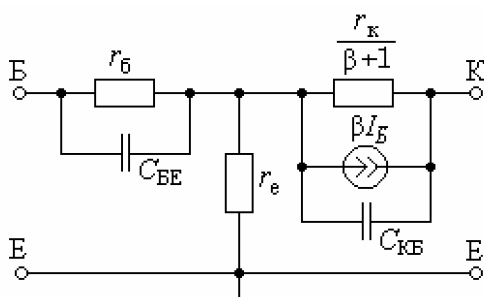


Рис. 4.50. Еквівалентна схема транзистора зі спільним емітером

$$r_б = \frac{h_{12Б}}{h_{22Б}} - \text{опір бази};$$

$$r_е = h_{11Б} - (1 + h_{21Б}) - \text{опір емітера};$$

$$r_к = \frac{1 - h_{12Б}}{h_{22Б}} - \text{опір колектора}.$$

Крім цих активних складових схема містить ємності емітерного переходу $C_{БЕ}$ та колекторного $C_{КБ}$. Ці ємності зумовлені тим, що електронно-дірковий перехід накопичує заряд, тобто має ємнісні властивості.

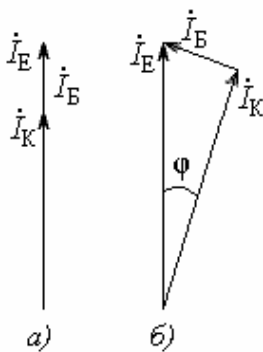


Рис. 4.51. Векторна діаграма роботи транзистора:
а – на низьких частотах;
б – на високих частотах

Через наявність реактивних елементів параметри схеми транзистора є частотозалежними. З підвищенням частоти коефіцієнт передавання струму стає комплексним, бо між вхідними та вихідними струмами виникає фазовий зсув φ , тобто запізнювання струму $\dot{I}_К$ від $\dot{I}_Е$ (рис. 4.51). Виникнення цього зсуву пояснюється наступним.

На низьких частотах (рис. 4.51,а) струми емітера $\dot{I}_Е$, колектора $\dot{I}_К$ та бази $\dot{I}_Б$ перебувають у фазі. Тому вихідний струм $\dot{I}_К$ змінюється в такт з вхідним $\dot{I}_Е$ у схемі з СБ (або $I_Б$ у схемі з СЕ).

На високих частотах (рис. 4.51,б) вихідний струм $\dot{I}_К$ відстає від емітерного $\dot{I}_Е$ на кут φ . Це відбувається через наявність ємностей емітерного та колекторного переходів, а саме головне, через час проходження носіїв крізь базу.

Нехай на вході підсилювача діє позитивна напівхвиля сигналу, яка збільшує емітерний струм \dot{I}_E . У такт з ним мав зрости й струм колектора \dot{I}_K , але цього не станеться, тому що носії заряду ще не пройшли повністю крізь базу. Тому колекторний струм \dot{I}_K зросте на меншу величину, ніж емітерний \dot{I}_E . Коли ж позитивна напівхвиля вхідного сигналу зміниться на негативну, то вона зменшить струм емітера \dot{I}_E . У такт з ним мав зменшитися й струм колектора \dot{I}_K , але цього не відбудеться, тому що в колектор надходять носії, які затримались у базі. Вони не дадуть струму \dot{I}_K зменшитись у тому ж співвідношенні, що й струм \dot{I}_E . Так, на високих частотах відношення $\frac{\dot{I}_K}{\dot{I}_E} = \alpha$, тобто коефіцієнт передавання струму набуває комплексного характеру:

$$\alpha = \frac{\alpha_0}{1 + j \frac{f}{f_\alpha}}, \quad (4.110)$$

де α_0 – коефіцієнт передавання струму у схемі з СБ на низьких частотах, коли $\varphi = 0$ (рис. 4.51,а);

f_α – гранична частота коефіцієнта передавання струму емітера.

Аналогічно для схеми зі спільним емітером маємо

$$\beta = \frac{\beta_0}{1 + j \frac{f}{f_\beta}}, \quad (4.111)$$

де β_0 – коефіцієнт передавання струму бази на низькій частоті;

f_β – гранична частота коефіцієнта передавання струму бази.

Визначимо f_α та f_β , для чого знайдемо їхні модулі. Помножуючи чисельник і знаменник формул (4.110) та (4.111) відповідно на $1 - j \frac{f}{f_\alpha}$ і $1 - j \frac{f}{f_\beta}$, і, утримуючи лише дійсні частини, маємо

$$|\alpha| = \frac{\alpha_0}{\sqrt{1 + \frac{f^2}{f_\alpha^2}}}; \quad (4.112)$$

$$|\beta| = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + \frac{f^2}{f_\beta^2}}}. \quad (4.113)$$

Якщо підсилювач працює на граничній частоті, то в схемі з СБ

$$f = f_\alpha, \quad (4.114)$$

а в схемі з СЕ

$$f = f_\beta. \quad (4.115)$$

Підставляючи (4.114) і (4.115) відповідно у формули (4.112) та (4.113), одержуємо

$$|\alpha|_m = \frac{\alpha_0}{\sqrt{2}}; \quad (4.116)$$

$$|\beta|_m = \frac{\beta_0}{\sqrt{2}}. \quad (4.117)$$

Отже, граничною є така частота, на якій модуль коефіцієнта передавання струму зменшується в $\sqrt{2} = 0,707$ разів (рис. 4.52).

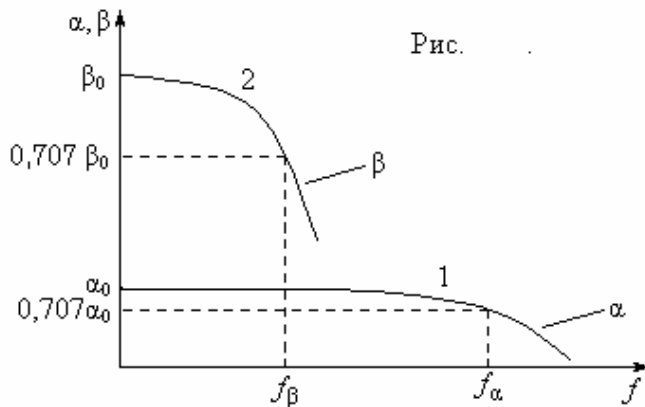


Рис. 4.52. АЧХ транзисторів:

1 — зі спільною базою; 2 — зі спільним емітером

З АЧХ (рис. 4.52) випливає, що $f_\beta \ll f_\alpha$, тобто схема зі спільним емітером працездатна на значно нижчих частотах, ніж зі спільною базою. Цей недолік схеми з СЕ пояснюється тим, що β більш залежить від частоти, ніж α . Дійсно, нехай через підвищення частоти коефіцієнт передавання струму у схемі з СБ змен-

шився від $\alpha_0 = 0,99$ до $\alpha_v = 0,98$, тобто приблизно на 1%.

При цьому коефіцієнт передавання струму у схемі з СЕ зменшиться від $\beta_0 = \frac{0,99}{1-0,99} = 99$ до $\beta_v = \frac{0,98}{1-0,98} = 49$, тобто майже вдвічі. Так, схема з СЕ більш низькочастотна, ніж схема з СБ.

4.4.12. Нелінійні спотворення сигналу

Нелінійні спотворення виникають через нелінійність ВАХ елементів підсилювача (транзисторів, діодів тощо). Сутність цих спотворень полягає в тому, що різні миттєві значення сигналу зазнають інші коефіцієнти передавання, через що форма сигналу на виході є спотвореною.

Так, при синусоїдальній формі вхідної напруги $U_{вх}$ вихідна напруга $U_{вих}$ відрізняється від синусоїдальної (рис. 4.53).

Незважаючи на те, що вхідний сигнал $U_{вх}$ позбавлений будь-яких спотворень і його різнополярні амплітуди $U_{mвх(+)}$ та $U_{mвх(-)}$ однакові, вихідний сигнал $U_{вих1}$ має різні амплітуди протилежної полярності: $U_{mвх(+)} \neq U_{mвх(-)}$.

Спотворення величин амплітуд відбувається через те, що амплітуда $U_{mвх(+)}$ підсилена з одним коефіцієнтом передавання $U_{mвих(+)} = K_1 U_{mвх(+)}$, а $U_{mвх(-)}$ — з іншим $U_{mвих(-)} = K_2 U_{mвх(-)}$.

Тоді, при гармонічному вхідному сигналі

$$U_{вх} = U_{mвх} \cos \omega t, \quad (4.118)$$

вихідний сигнал містить суму гармонічних складових, кожна з яких відрізняється амплітудою й частотою:

$$U_{\text{вих}} = U_0 + U_{m1} \cos \omega t + U_{m2} \cos 2\omega t + U_{m3} \cos 3\omega t + \dots, \quad (4.119)$$

де U_0 – постійна складова, яка виникла через спотворення;

U_{m1} ; U_{m2} ; $U_{m3} \dots$ – амплітуди відповідно першої, другої, третьої і т.д. гармонік.

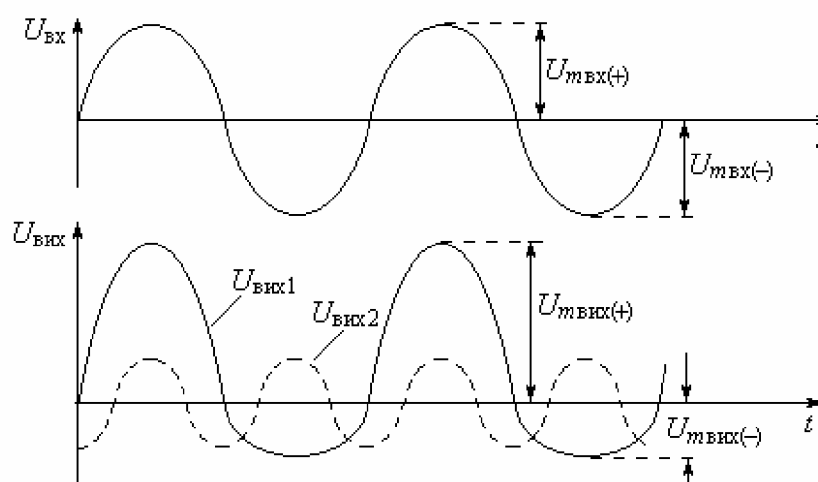


Рис. 4.53. Нелінійні спотворення сигналу

Корисною є перша гармоніка

$$U_{\text{вих}} = U_{m1} \cos \omega t. \quad (4.120)$$

Усі інші вищі гармоніки для неспотвореного підсилення сигналу є шкідливими. Вони погіршують якість звуковідтворювання та телевізійного зображення.

З рис. 4.53 видно, як друга гармоніка $U_{\text{вих}2}$ спотворює сигнал. Її позитивна амплітуда збільшує позитивну напівхвилю $U_{m\text{вих}(+)}$ та зменшує негативну $U_{m\text{вих}(-)}$.

Нелінійні спотворення не виникають, якщо ВАХ елемента лінійна (рис. 4.54,а).

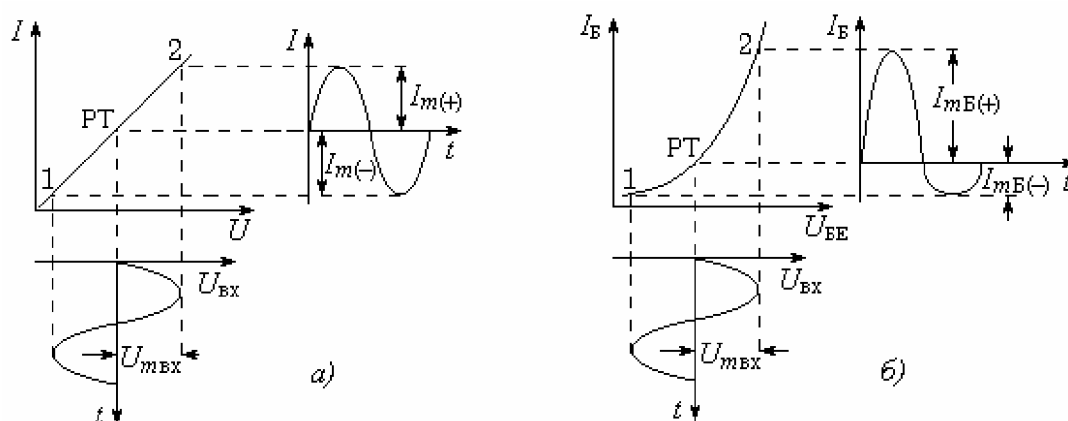


Рис. 4.54. Виникнення нелінійних спотворень

Такий елемент перетворює напругу U в струм I без будь-яких спотворень:

$$I = SU, \quad (4.121)$$

де $S = \frac{dI}{dU}$ – крутість ВАХ.

Оскільки ВАХ лінійна, то $S = \text{const}$ для будь-якої точки (1; ..., 2). Тому амплітуди струму однакові: $I_{m(+)} = I_{m(-)}$, тобто спотворень немає.

Для нелінійних ВАХ, наприклад, вхідної характеристики транзистора (рис. 4.54,б), крутість S в кожній точці своя ($S \neq \text{const}$), через що амплітуди струму бази становлять

$$I_{mБ(+)} = S_2 U_{mвх}, \quad (4.122)$$

$$I_{mБ(-)} = S_1 U_{mвх}, \quad (4.123)$$

де S_1 та S_2 – крутість ВАХ відповідно для точок 1 і 2.

З формул (4.122) та (4.123) видно, що $I_{mБ(+)} \neq I_{mБ(-)}$, тобто сигнал зазнає спотворень.

Нелінійні спотворення оцінюються коефіцієнтом гармонік, яким є відношення середньоквадратичної суми амплітуд напруг або струмів вищих гармонік, починаючи з другої, до амплітуди напруги або струму першої гармоніки:

$$k_r = \frac{\sqrt{U_{m2}^2 + U_{m3}^2 + U_{m4}^2 + \dots}}{U_{m1}} \quad (4.124)$$

або

$$k_r = \frac{\sqrt{I_{m2}^2 + I_{m3}^2 + I_{m4}^2 + \dots}}{I_{m1}}. \quad (4.125)$$

Слід зауважити, що нелінійні спотворення виникають не тільки у вхідному колі, а також і у вихідному (рис. 4.55).

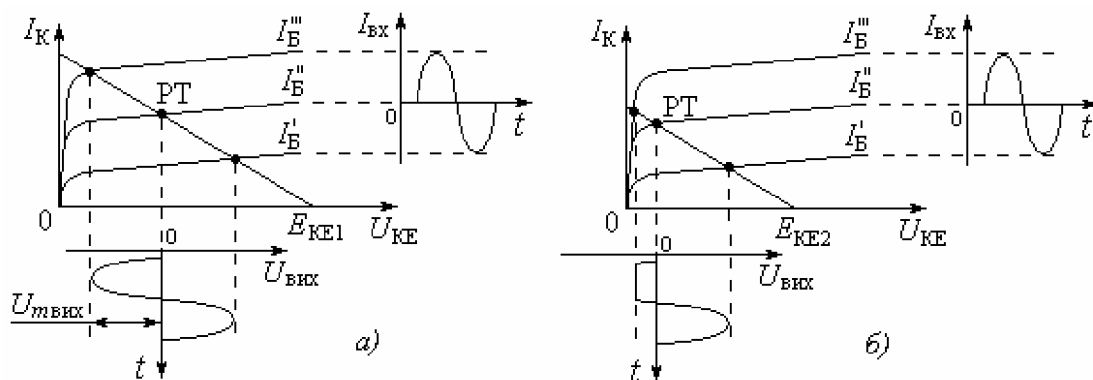


Рис. 4.55. Нелінійні спотворення сигналу в колекторному колі

Якщо робоча точка РТ віддалена від осі ординат більше за амплітуду $U_{mвх}$ вихідної напруги (рис. 4.55,а), то обидві різнополярні амплітуди $U_{вх}$ однакові, тобто спотворень практично немає.

Коли ж напруга живлення зменшена до $E_{KE2} < E_{KE1}$ (рис. 4.55,б), то робоча точка РТ віддалена від осі ординат менше за амплітуду $U_{mвих}$ вихідної напруги, через що негативна напівхвиля зрізується і нелінійні спотворення можуть бути значними.

Тут слід відзначити, що оскільки напруги на емітерному та колекторному переходах протилежні, то парні гармоніки емітерного та колекторного кіл теж протилежні і тому дещо компенсують одна одну. Через це спотворення вихідної напруги зменшуються. Для акустичних систем коефіцієнт гармонік має бути не більше 2,5%.

4.4.13. Вплив температури на параметри підсилювача

Вплив температури на параметри підсилювача зумовлює температурний дрейф характеристик транзистора. Цей дрейф суттєво залежить від схеми включення транзистора.

Порівняємо вплив температури на параметри підсилювача зі спільною базою та спільним емітером.

На рис. 4.56 наведена лінія навантаження для підсилювача зі спільною базою. Суцільними лініями показані характеристики для даної температури T_1 , а пунктирними – для підвищеної $T_2 > T_1$. З цього рисунку видно, що зміна температури від T_1 до T_2 зміщує робочу точку з положення РТ₁ до РТ₂.

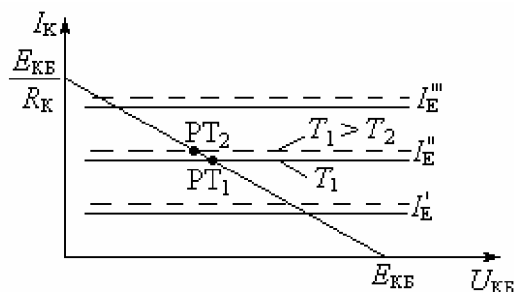


Рис. 4.56. Вплив температури на роботу підсилювача з СБ:
— T_1 ; - - - $T_2 > T_1$

У схемі з СБ це зміщення невелике і тому робоча точка залишається в активному режимі. Це пояснюється тим, що коефіцієнт передавання струму α у схемі з СБ слабо залежить від температури, тому що колекторний та емітерний переходи не зв'язані.

Щодо схеми з СЕ, то при саме тому ж змінненні температури від T_1 до T_2 (рис. 4.57) робоча точка зміщується від РТ₁ до РТ₂ на стільки, що вона може вийти з активного режиму й опинитися в режимі насичення РН, де підсилення немає.

Таким чином, якщо у схемі з СБ температурний дрейф незначно зміщує положення робочої точки, то у схемі з СЕ те ж саме зміннення температури зміщує робочу точку так сильно, що вона може вийти з активного режиму.

Така низька термостійкість схеми зі спільним емітером зумовлена тим, що колекторний та емітерний переходи

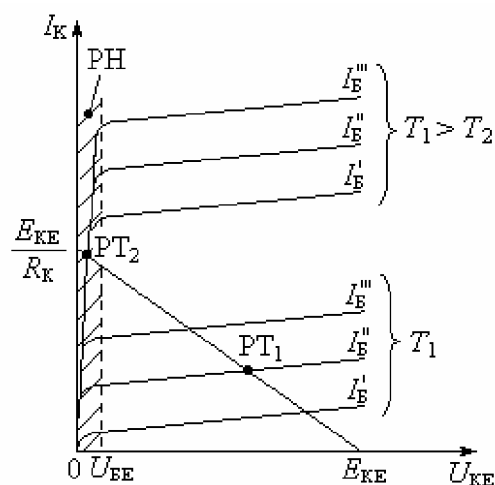


Рис. 4.57. Вплив температури на роботу підсилювача з СЕ

з'єднані послідовно. Тому напруга U_{KE} прикладена не тільки до колекторного, а частково й до емітерного переходу, причому, в прямому напрямі. Тому зменшення U_{KE} на колекторному переході викликає підвищення напруги на емітерному переході, через що збільшується струм колектора.

Таким чином, схема зі спільною базою має більшу стійкість до змінення температури, ніж схема зі спільним емітером.

Незважаючи на це, схема з СЕ залишається найбільш розповсюдженою через високий вхідний опір, тобто через здатність підсилювати струм. Щодо термостійкості, то вона має забезпечуватись різноманітними методами термостабілізації, про що йтиметься нижче.

4.4.14. Пробій біполярних транзисторів

Пробій транзисторів може бути тепловим і електричним. Будь-який пробій розвивається тільки під зворотною напругою на $p-n$ -переході.

Тепловий пробій виникає, коли на колекторному переході розсіюється потужність більша за допустиму. Тепловий пробій є необоротним і губить транзистор.

Електричний пробій може бути оборотним, якщо не перейде в тепловий.

Будь-який пробій характеризується тим, що колекторний струм необмежено зростає: $I_K^* \rightarrow \infty$ (тут і надалі символ $*$ позначає режим пробою).

Тепловий пробій є необоротним і розвивається при недостатньому відведенні тепла від транзистора.

Тепловий пробій розвивається наступним чином.

Потужність $U_{KE}I_K$ або $U_{KB}I_K$ розігріває транзистор. При цьому в колекторному переході починається теплова іонізація власних атомів, внаслідок чого зростає концентрація рухомих носіїв заряду і через це збільшується колекторний струм I_K . Тому потужність $U_{KE}I_K$ або $U_{KB}I_K$ додатково зростає і т.д. Транзистор перегрівається і згорає.

Для запобігання цьому слід обмежувати потужність $P_K = U_K I_K$ так, щоб вона була менше допустимої ($P_K < P_{Kmax}$). Одним із заходів відведення тепла від транзисторів середньої та великої потужності є їхня установка на радіатори.

Електричний пробій виникає при підвищеній колекторній напрузі і може бути оборотним, тобто транзистор може відновлювати свої параметри після зняття пробивних напруг. Електричний пробій виникає через ударну іонізацію атомів електронами в колекторному переході, внаслідок чого збільшується концентрація рухомих носіїв заряду і зростає колекторний струм.

Порівняємо умови пробою для схем з СБ та СЕ.

Для схеми з СБ маємо:

$$I_K^* = \alpha^* I_E, \quad (4.126)$$

де I_K^* та α^* – відповідно струм колектора і коефіцієнт передавання струму емітера в пробивному режимі.

Пробій веде до необмеженого зростання струму колектора:

$$I_K^* \rightarrow \infty. \quad (4.127)$$

Умову (4.127) можна формально трактувати, як необмежене зростання α^* . Тоді для схеми з СБ умовою пробою є

$$\alpha^* \rightarrow \infty. \quad (4.128)$$

Щодо схеми з СЕ, то для неї в режимі пробою

$$I_K^* = \beta^* I_B. \quad (4.129)$$

де β^* – коефіцієнт передавання струму бази в режимі пробою.

Умову пробою (4.129) для схеми з СЕ можна формально трактувати, як необмежене зростання β^* :

$$\beta^* = \frac{\alpha^*}{1 - \alpha^*} \rightarrow \infty. \quad (4.130)$$

З цієї формули випливає, що в схемі з СЕ пробій настає, коли

$$\alpha^* \rightarrow 1 \quad (4.131)$$

Порівнюючи умови (4.128) та (4.131), приходимо до висновку, що схема зі спільною базою має більшу електричну міцність, ніж схема зі спільним емітером, тобто має більшу допустиму колекторну напругу.

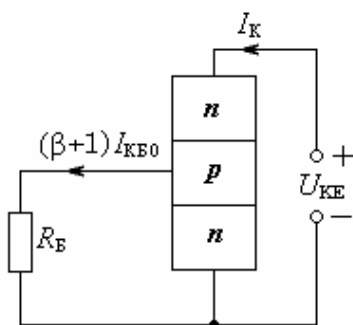


Рис. 4.58. Опір у колі бази транзистора

На пробивну колекторну напругу в будь-якій схемі суттєво впливає опір R_B в колі бази (рис. 4.58). На резисторі R_B власний струм колекторного переходу $(\beta+1)I_{KB0}$, який протікає через базу, створює падіння напруги $(\beta+1)I_{KB0}R_B$, яке намагається відкрити транзистор, тобто збільшити I_K . З підвищенням зворотної напруги струм $(\beta+1)I_{KB0}$ збільшується і через напругу $(\beta+1)R_B I_{KB0}$ додатково відкриває транзистор.

Збільшений колекторний струм I_K ще більше розігріває колекторний перехід, внаслідок чого власний струм $(\beta+1)I_{KB0}$ ще більше зростає і т.д.

Струм I_K зростає необмежено, тобто транзистор пробивається.

Таким чином, наявність опору R_B призводить до теплового пробою при значно меншій зворотній напрузі. Тому опір R_B слід вибирати якомога меншим. Найнебезпечнішим випадком є $R_B \rightarrow \infty$, тобто обрив кола бази. Транзистор з обірваною базою пробивається при колекторних напругах навіть значно менших за допустимі. Тому експлуатація транзисторів з обірваною базою недопустима. Щоб уникнути обриву бази, її при монтажі транзисторів слід підключати першою.

На відміну від пробою p - n -переходу, в транзисторах спостерігається ще один пробій, який зумовлений змиканням колекторного і емітерного переходів (рис. 4.59). При відносно невеликих колекторних напругах

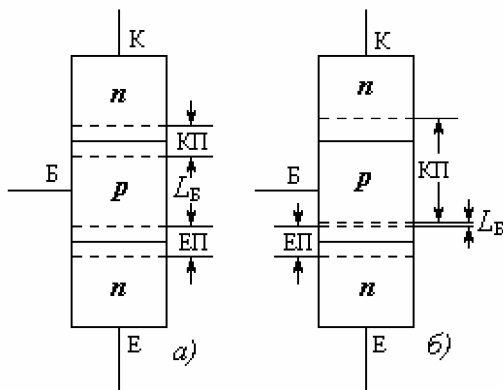


Рис. 4.59. Змикання емітерного та колекторного переходів

колекторний КП та емітерний ЕП переходи (рис. 4.59,а) знаходяться один від одного на відстані великої ширини бази L_B .

Підвищення колекторної напруги розширює колекторний перехід переважно в область бази, внаслідок чого колекторний КП та емітерний ЕП переходи змикаються (рис. 4.59,б). Ширина бази L_B зникає через те, що колекторний перехід заповнює всю область бази і транзистор перестає підсилувати.

Напруга, за якої настає змикання переходів, називається напругою змикання.

4.4.15. Шуми підсилювачів

Вихідна напруга підсилювача навіть за відсутності сигналу і будь-якої високої стабільності напруги живлення ніколи не залишається постійною. Вона безперервно хаотично змінюється (рис. 4.60), тобто зазнає так званих флуктуацій. На виході звуковідтворювального пристрою ці флуктуації виявляються у виді рівномірного шуму і тому навіть за межами акустичного діапазону називаються *шумами*.

Шуми додаються до сигналу і тому є завадами (рис. 4.60,б). Через це мінімальний рівень сигналу не може бути менше рівня шумів.

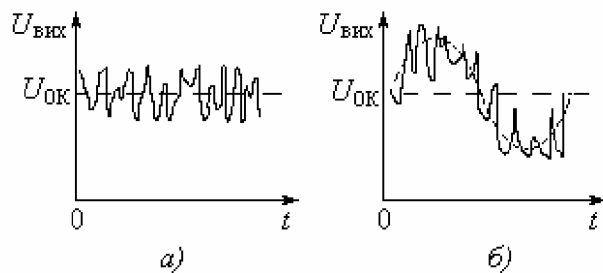


Рис. 4.60. Флуктуації на виході підсилювача:
а – за відсутності сигналу;
б – за наявності сигналу

Таким чином, для підсилювачів шум – явище шкідливе. (Це не свідчить про абсолютну шкідливість шумів: для автогенераторів, наприклад, вони необхідні).

Шумові властивості підсилювачів оцінюються *коефіцієнтом шуму*, який є відношенням потужності шуму на виході підсилювача

$P_{ш\text{вих}}$ до підсилених шумів джерела сигналу $P_{шс}$:

$$K_{ш} = \frac{P_{ш\text{вих}}}{K_P P_{шс}}, \quad (4.132)$$

де K_P – коефіцієнт підсилення за потужністю.

Якщо вважати, що величина $P_{ш\text{вих}}/K_P$ є потужністю шуму, яка перерахована до входу підсилювача, то на виході ідеального підсилювача, який не шумить, діє тільки підсилений шум джерела сигналу (власних шумів немає):

$$P_{\text{ш вих}} = K_P P_{\text{ш с}}. \quad (4.133)$$

Підставляючи співвідношення (4.133) у (4.132), переконуємося в тому, що коефіцієнт шуму ідеального підсилювача, який не шумить, дорівнює одиниці:

$$K_{\text{ш ід}} = 1. \quad (4.134)$$

У цілому на виході підсилювача діє потужність шуму

$$P_{\text{ш вих}} = K_P(P_{\text{шс}} + P_{\text{ше}} + P_{\text{шр}} + P_{\text{шБ}}) + P_{\text{шR}}. \quad (4.135)$$

Тут $P_{\text{шс}}$ – потужність шумів джерела сигналу;

$P_{\text{ше}}$ – потужність *дробових шумів* емітерного переходу. Ці шуми зумовлені непостійністю кількості носіїв заряду, що проходять через емітерний перехід за різні проміжки часу;

$P_{\text{шр}}$ – потужність *шумів струморозподілення* між колектором та базою.

Струм емітера I_E розподіляється на струм колектора I_K та бази I_B . Цей розподіл не залишається постійним у часі і тому вихідний струм I_K , а за ним і вихідна напруга, флюктують;

$P_{\text{шБ}}$ – потужність теплових шумів опору бази r_B і резисторів R_B в її колі;

$P_{\text{шR}}$ – потужність шумів резистора в колекторному колі.

Квадрат напруги цих шумів оцінюється формулою Найквіста

$$U_{\text{шБ}}^2 = 4KT(R_B + r_B) \Delta f, \quad (4.136)$$

де K – стала Больцмана;

T – абсолютна температура;

Δf – смуга частот, в якій спостерігаються шуми.

З усіх названих шумів найбільшими є тепловий шум опору бази та шуми струморозподілення.

Щодо боротьби з шумами, то як видно з формули (4.136), слід зменшувати температуру T , при якій працює транзистор, вибирати якомога менший опір R_B в колі бази та обмежувати смугу частот Δf . Боротьбу з шумами слід вести у вхідних каскадах, де співвідношення *сигнал-шум* відносно велике.

4.5. Підсилювачі на польових транзисторах

4.5.1. Типи та схеми включення польових транзисторів

Польові транзистори (ПТ) бувають двох типів: з *керуючим р-n-переходом*, умовне позначення якого наведене на рис. 4.61, та *ізолюваним заслоном*, умовні позначення яких наведені на рис. 4.62 та рис. 4.63.

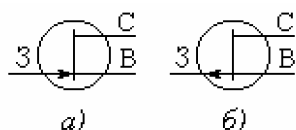


Рис. 4.61. Умовне позначення ПТ з керуючим p - n -переходом:
а - з n -каналом;
б - з p -каналом

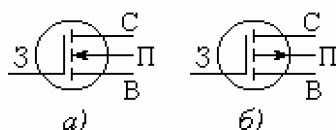


Рис. 4.62. Умовне позначення МОН-транзисторів з індукованим каналом:
а n -канал; б - p -канал

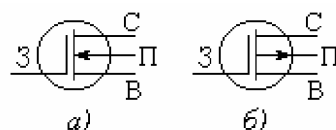


Рис. 4.63. Умовне позначення МОН-транзисторів із вбудованим каналом:
а n -канал; б - p -канал

Обидва типи вигідно відрізняються від біполярних транзисторів високим входним опором, а ПТ з ізольованим заслоном ще й повною гальванічною розв'язкою входного та вихідного кіл.

Польові транзистори є аналогами тріодів та біполярних транзисторів, тобто вони також призначені для підсилення і те ж мають три електроди: витік В, заслін З та стік С.

За функціональним призначенням витік так само, як і емітер, постачає рухомі носії зарядів. Заслін, подібно базі, є керуючим електродом, а стік, як і колектор, збирає рухомі носії заряду. Щодо четвертого електрода - підшарку П, то про нього йдеться нижче.

З цього розгляду функціонального призначення електродів випливає, що основною властивістю ПТ як і БТ, є підсилення потужності.

Основні схеми включення ПТ наведені на рис. 4.64. Усі ці схеми є підсилювачами входної напруги $U_{вх}$.

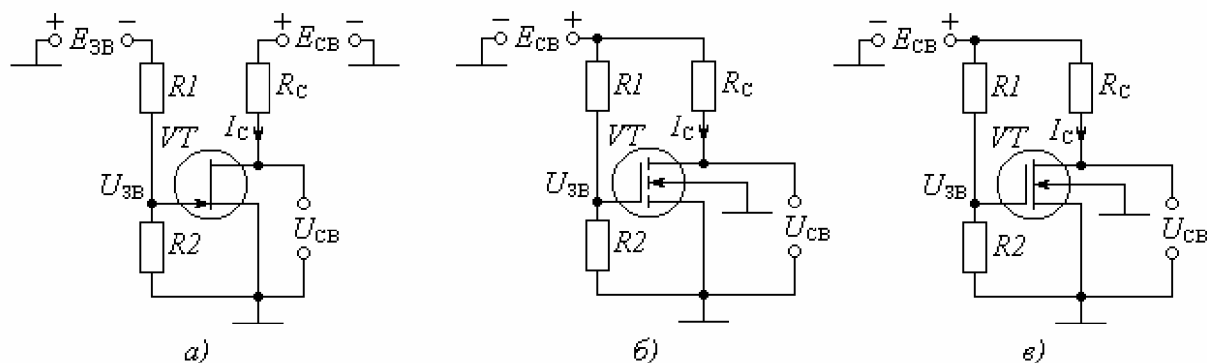


Рис. 4.64. Основні схеми включення польових транзисторів:
а - з p - n -переходом; б - з індукованим каналом; в - із вбудованим каналом

Резистори R_1 та R_2 створюють подільник напруги, який виробляє так звану напругу зміщення, тобто напругу між заслоном та витоком $U_{зв}$. Ця напруга визначає робочу точку.

Як і будь-який резистивний підсилювач, основні схеми включення є подільниками напруги, у верхньому плечі яких знаходиться опір навантаження R_C , а у нижньому - керований опір R_{VT} , яким є транзистор VT . Тому напруга між стоком та витоком, яка є вихідною, становить:

$$U_{CB} = E_{CB} \frac{R_{VT}}{R_C + R_{VT}}. \quad (4.137)$$

З формули (4.137) випливає, що в основу принципу дії підсилювача покладене наступне.

Вхідна напруга, яку треба підсилити, змінює опір транзистора R_{VT} і саме тим керує коефіцієнтом ділення

$$K_{\Pi} = \frac{R_{VT}}{R_C + R_{VT}} \quad (4.138)$$

напруги живлення E_{CB} .

Таким чином, вихідна напруга U_{CB} є частиною напруги E_{CB} . Ця частина на виході змінюється за законом вхідного сигналу, що підводиться до заслону.

З формули (4.137) випливає, що в резистивному підсилювачі на ПТ, як і на БТ, вихідна напруга $U_{вих} = U_{CB}$ ніколи не перевищує напругу живлення ($U_{вих} < E_{CB}$).

Для розрахунку і подальшого розгляду властивостей підсилювача ознайомимось з принципом дії польових транзисторів.

4.5.2. Польові транзистори з керуючим p - n -переходом

В основу принципу дії цих транзисторів покладене розширення p - n -переходу під зворотною напругою.

Структура транзистора з n -каналом наведена на рис. 4.65.

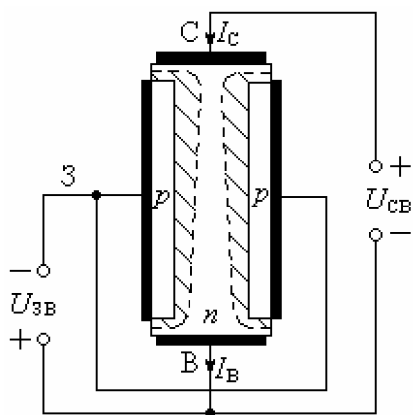


Рис. 4.65. Структура ПТ з p - n -переходом і n -каналом

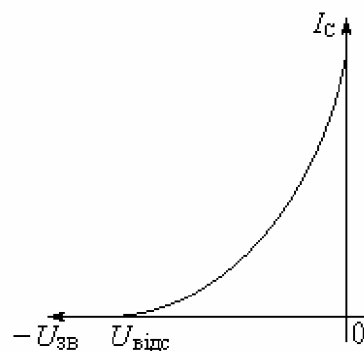


Рис. 4.66. Характеристика прямого передавання ПТ з p - n -переходом і n -каналом

Транзистор має три електроди: витік В, заслін З та стік С. Ця структура має два p -шари, між якими розташовується n -напівпровідник, який створює n -канал. Штриховкою позначена ширина p - n -переходу. Вона збіднена рухомими носіями заряду і тому має високий опір, за якого ширина p - n -переходу не обтикається струмом. Між границями p - n -переходу (показано пунктиром) розташований n -канал.

Транзистор діє наступним чином.

У колі заслону p - n -перехід знаходиться під зворотною напругою. При $U_{зв} = 0$ ширина p - n -переходу найвужча, через що n -канал найширший і його електричний опір R_{VT} найменший. Через транзистор тече найбільший струм:

$$I_C = \frac{U_{CB}}{R_{VT}}. \quad (4.139)$$

При підвищенні модуля напруги заслону $|U_{ЗВ}|$ розширюються p - n -переходи в колі заслону, через що n -канал звужується і через те його опір R_{VT} збільшується. Тому струм I_C зменшується.

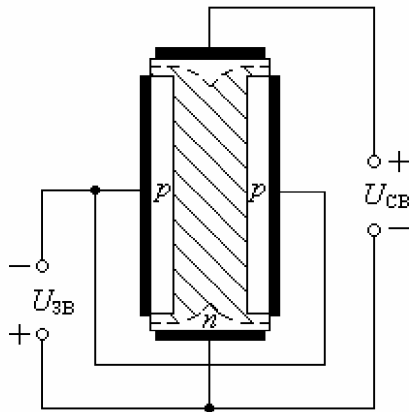


Рис. 4.67. Перекриття каналу при $U_{ЗВ} \geq U_{відс}$

Так, входною напругою заслону $U_{ЗВ}$ керується вихідний струм стоку I_C . Збільшення модуля напруги заслону до напруги відсікання $U_{ЗВ} \geq U_{відс}$ (див. рис. 4.66) викликає повне перекриття каналу p - n -переходом, де практично немає рухомих носіїв заряду (рис. 4.67), і тому струм I_C зникає.

Щодо високого входного опору, який є перевагою перед біполярними транзисторами, то це пояснюється тим, що в польовому транзисторі p - n -перехід у колі заслону знаходиться під зворотною напругою і тому ширина переходу збіднена рухомими носіями заряду. Через це входний опір набагато більше порівняно з біполярним транзистором, де емітерний перехід знаходиться в активному режимі під прямою напругою.

З вихідних характеристик, які наведені на рис. 4.68, видно, що починаючи з так званої напруги насичення $U_{CBнас}$, струм стоку I_C практично не залежить від напруги стоку U_{CB} . Ця позитивна для підсилення якість пояснюється наступним.

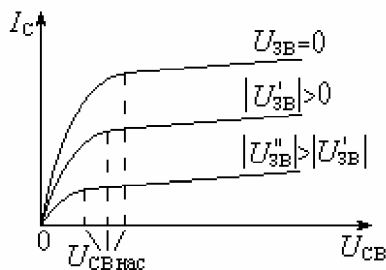


Рис. 4.68. Вихідні характеристики ПТ з p - n -переходом

При $U_{CB} \geq U_{CBнас}$ з підвищенням напруги стоку U_{CB} згідно з формулою (4.139) струм стоку I_C мав зрости. Однак, з підвищенням U_{CB} розширюється p - n -перехід, через що звужується канал, і його опір R_{VT} збільшується. Отже, одночасно зростають і чисельник, і знаменник

формули (4.139), тобто струм стоку I_C залишається незмінним.

Недоліком ПТ з керуючим переходом є хоч і великий, але все ж кінцевий входний опір, через що між входним та вихідним опорами є певний гальванічний зв'язок. Цей недолік усунений в ПТ з ізолюваним заслоном.

4.5.3. Польові транзистори з ізолюваним заслоном

Ці транзистори відомі під назвами МДН-транзистори або МОН-транзистори. Аббревіатура МДН розшифровується як "метал-діелектрик-напівпровідник" і описує структуру матеріалів у колі заслону, а саме: металевий заслін, який ізолюваний діелектриком від напівпровідника. Якщо конкретизувати тип діелектрика, для якого використовується окис кремнію, то

одержуємо аббревіатуру МОН: “метал-окис-напівпровідник”. МОН-транзистори бувають з індукованим каналом та вбудованим каналом.

4.5.3.1. МОН-транзистор з індукованим каналом

МОН-транзистор з індукованим каналом, умовне позначення якого аведене на рис. 4.62, має чотири електроди: підшарок П, витік В, заслін З, та стік С.

Структура транзистора наведена на рис. 4.69. Вона містить p -підшарок П, в якому розміщені кишень з високою концентрацією електронів n^+ (ступень “+” позначає високу концентрацію). Одна з кишень створює витік, а інша – стік С.

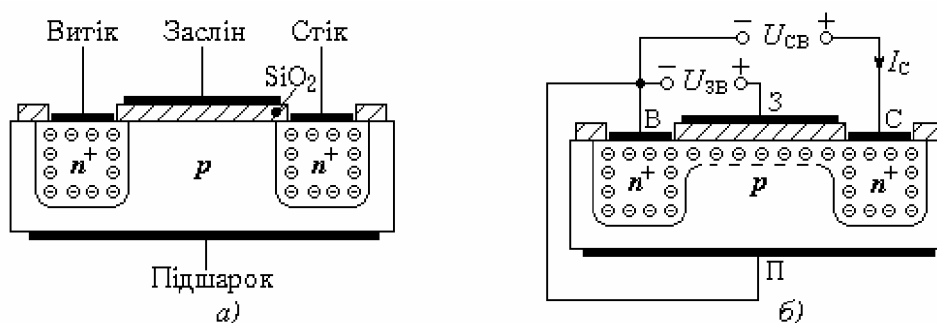


Рис. 4.69. Структура МОН-транзистора з індукованим n -каналом:
а – за відсутності напруг; б – під напругою $U_{зв} > 0$

Поверхня підшарку П між витоком В та стоком С покрита шаром окису кремнію SiO_2 , тобто діелектриком, на якій нанесено металевий заслін З.

Транзистор з індукованим каналом діє наступним чином.

За відсутності напруги заслону (рис. 4.69,а) напруженість між заслоном З та підшарком П дорівнює нулю, через що в підшарку під заслоном немає рухомих носіїв заряду. Через це в підшарку П під заслоном З між кишнями стоку С та витоку В каналу немає.

Тому навіть за наявності напруги $U_{св}$ струм стоку I_C не може протікати, бо n^+ - p -перехід біля стоку С та p - n^+ -перехід біля витоку В включені назустріч. Через таке з'єднання протікає лише зворотний струм n^+ - p -переходу, який практично непомітний ($I_C = 0$). Транзистор закритий.

Якщо між заслоном та підшарком прикласти позитивну напругу $U_{зв} > 0$ (рис. 4.69,б), то між заслоном та підшарком виникає електричне поле, яке втягує електрони під заслін з кишень стоку та витоку.

Так індукується (створюється) n -канал. Чим вище напруга $U_{зв}$, тим вище концентрація електронів у каналі і тим більше струм стоку I_C . Так, напругою заслону $U_{зв}$ можна керувати струмом стоку I_C (рис. 4.70).

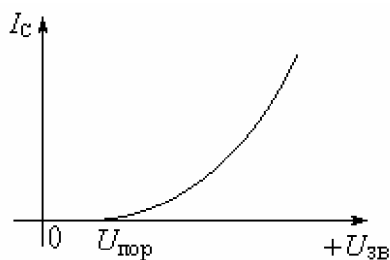


Рис. 4.70. Характеристика прямого передавання МОН-транзистора з індукованим n -каналом

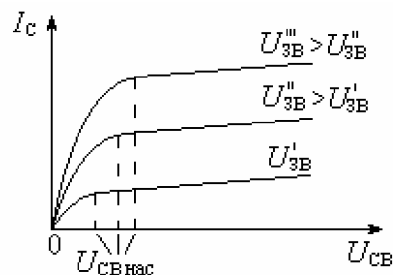


Рис. 4.71. Вихідні ВАХ МОН-транзистора з індукованим каналом

Починаючи з порогової напруги заслону $U_{пор}$ створюється n -канал і з'являється струм стоку I_C .

Вихідні характеристики $I_C = f(U_{СВ})$ при $U_{ЗВ} = \text{const}$ для МОН-транзистора з індукованим каналом (рис. 4.71) мають характер, аналогічний для транзистора з керуючим p - n -переходом.

Після напруги насичення $U_{СВ} > U_{СВнас}$ струм стоку I_C практично не залежить від напруги стоку $U_{СВ}$. Ця позитивна для підсилення якість пояснюється наступним.

Як видно з рис. 4.72, між каналом n^+ та підшарком p є p - n -перехід (показано густою штриховкою). З підвищенням напруги стоку $U_{СВ}$ струм стоку I_C мав збільшитись за законом Ома:

$$I_C = \frac{U_{СВ}}{R_n}, \quad (4.140)$$

де R_n – опір каналу n^+ .

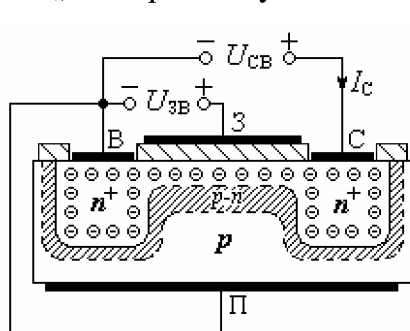


Рис. 4.72. До пояснення вихідних ВАХ

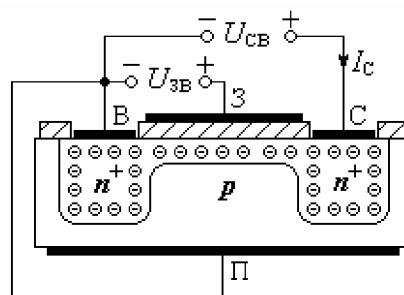


Рис. 4.73. Структура МОН-транзистора із вбудованим n -каналом

Однак з підвищенням $U_{СВ}$ розширюється p - n -перехід як в сторону підшарку p , так і в сторону каналу n^+ . Канал n^+ під заслоном звужується і його опір R_n зростає. Тому, як видно з формули (4.140), струм стоку I_C залишається незмінним.

4.5.3.2. МОН-транзистор з вбудованим каналом

МОН-транзистор з вбудованим каналом, умовне позначення якого наведене на рис. 4.63,в, має чотири електроди: підшарок П, витік В, заслін З, та стік С.

Структура транзистора (див. рис. 4.73) відрізняється тим, що канали n або p вбудовуються при виготовленні транзистора.

Транзистор з вбудованим каналом діє наступним чином.

При нульовій напрузі заслону $U_{ЗВ} = 0$ через вбудований канал n^+ тече струм стоку $I_C = I_{0C}$ (рис. 4.74). Зростання $U_{ЗВ}$ збагачує канал n^+ електронами, через що провідність каналу збільшується і тому струм стоку I_C зростає (рис. 4.74,а).

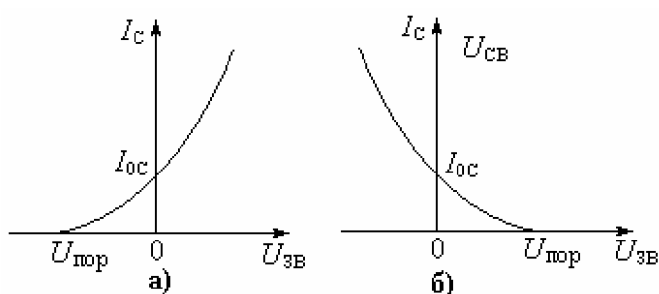


Рис. 4.74. Характеристики прямого передавання МОН-транзисторів з вбудованим каналом: а – n -канал; б – p -канал

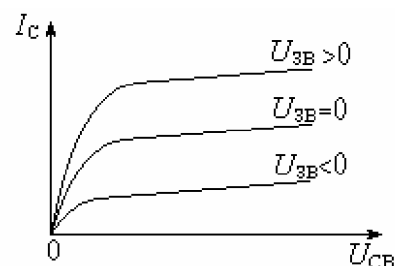


Рис. 4.75. Вихідні ВАХ МОН-транзистора з вбудованим n -каналом

Зменшення модуля $U_{ЗВ}$ витискує електрони і збіднює ними канал. Провідність каналу зменшується і тому зменшується струм стоку I_C .

Таким чином, МОН-транзистор з вбудованим каналом може працювати як при позитивній, так і при негативній напрузі заслону $U_{ЗВ}$. У першому випадку досягається режим збагачення каналу і струм стоку I_C зростає, а в другому – режим збіднення каналу, за якого струм стоку I_C зменшується. При пороговій напрузі $U_{пор}$ електрони практично повністю витискуються з каналу і тому струм стоку зникає ($I_C = 0$).

Щодо вихідних характеристик рис. 4.75, то їхній хід пояснюється тими ж залежностями, що й польових транзисторів з індуктованим каналом.

4.5.4. Схеми підсилювачів на польових транзисторах

Підсилювачі на ПТ, принципові схеми яких наведені на рис. 4.76, є подільниками напруги $E_{СВ}$, у верхніх плечах яких включені резистори навантаження стокового кола R_C , а в нижніх – польові транзистори VT .

Напруга між стоком та витіком становить

$$U_{СВ} = E_{СВ} \frac{R_{VT}}{R_C + R_{VT}}, \quad (4.141)$$

де R_{VT} – опір між стоком та витіком на постійному струмі.

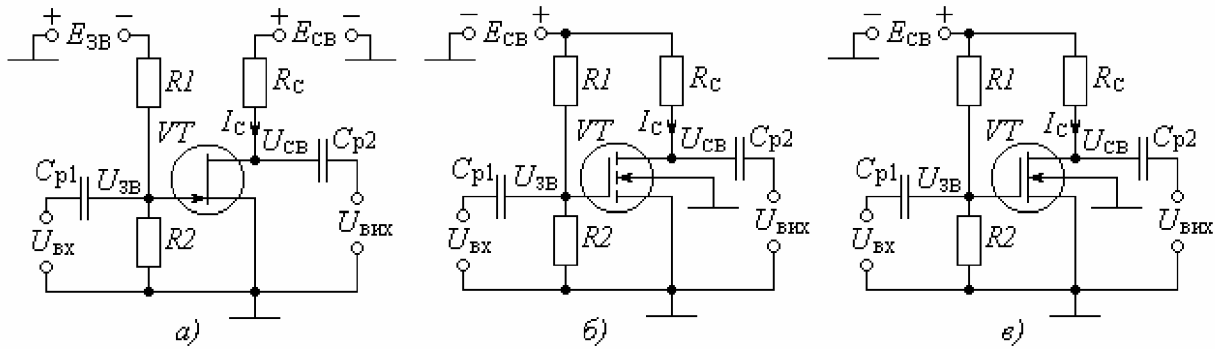


Рис. 4.76. Принципові схеми підсилювачів на польових транзисторах:
а – з *p-n*-переходом; б – з індукованим каналом; в – з вбудованим каналом

З формули (4.141) випливає наступне:

- напруга U_{CB} між стоком та витокom, тобто вихідна напруга є частиною напруги живлення E_{CB} ;
- напруга U_{CB} між стоком та витокom має закон змінення R_{VT} , тобто змінюється за законом входньої напруги, яку треба підсилити;
- вихідна напруга U_{CB} , тобто $U_{вих}$, ніколи не може перевищувати напругу живлення E_{CB} :

$$U_{CB} < E_{CB}. \quad (4.142)$$

Підсилювачі містять транзистор VT , опір навантаження R_C в колі стоку, подільник напруги $R1 - R2$ для живлення заслону та розділювальні конденсатори C_{p1} для того, щоб не пустити до заслону постійну напругу джерела сигналу, а C_{p2} – щоб не пустити до виходу постійну напругу стоку U_{CB} . Усе це необхідне для збереження режиму транзистора за постійним струмом.

Вхідними є кола заслонів, а вихідними – кола стоків. До входів подається вхідний сигнал $U_{вх}$, який треба підсилити, а з виходу знімається підсилений сигнал $U_{вих}$.

Розглядаючи принцип дії підсилювача, відзначимо, що вхідна напруга $U_{вх}$, яку треба підсилити, повністю витрачається на те, щоб за своїм законом змінювати опір R_{VT} транзистора і саме тим керувати коефіцієнтом передавання частини напруги E_{CB} до виходу:

$$K_C = \frac{R_{VT}}{R_C + R_{VT}}. \quad (4.143)$$

Таким чином, в основу принципу дії підсилювача покладене те, що частина напруги живлення E_{CB} потрапляє до виходу через подільник напруги з R_C та опору R_{VT} між стоком та витокom транзистора, а вхідний сигнал $U_{вх}$, який треба підсилити, керує коефіцієнтом передавання K_C цього подільника.

Для докладного розгляду роботи підсилювача знайдемо рівняння лінії навантаження.

За законом Кірхгофа для вихідного кола (E_{CB} – стік – витік) маємо:

$$E_{CB} = I_C R_C + U_{CB}, \quad (4.144)$$

тобто напруга живлення стокового кола E_{CB} падає на двох ділянках: на резисторі R_C виділяється падіння напруги $I_C R_C$, а між стоком та витокom діє напруга U_{CB} . Розв'язуючи (4.144) відносно I_C , знаходимо рівняння лінії навантаження:

$$I_C = \frac{E_{CB}}{R_C} - \frac{U_{CB}}{R_C}. \quad (4.145)$$

Відносно напруги U_{CB} рівняння (4.145) є першого степеня, тобто це рівняння прямої лінії. Лінію навантаження на вихідних ВАХ (рис. 4.77) будемо по двох точках її перетинання з осями координат, підставляючи їхні рівняння $I_C = 0$ та $U_{CB} = 0$ у (4.145).

Параметри точок 1 і 2 відповідно:

точка 1: $I_C = 0$; $U_{CB} = E_{CB}$.

точка 2: $U_{CB} = 0$; $I_C = \frac{E_{CB}}{R_C}$.

Принцип дії підсилювача на польовому транзисторі наступний.

Перетин лінії навантаження 1 – 2 із заданою характеристикою, наприклад $U_{ЗВ} = U_{03}$, визначає робочу точку РТ. Її параметри визначаються за допомогою формули (4.145), а саме: якщо напруга заслону становить $U_{ЗВ} = U_{03}$, то струм стоку в робочій точці дорівнює I_{0C} , а напруга стоку

$$U_{0C} = E_{CB} - I_{0C} R_C. \quad (4.146)$$

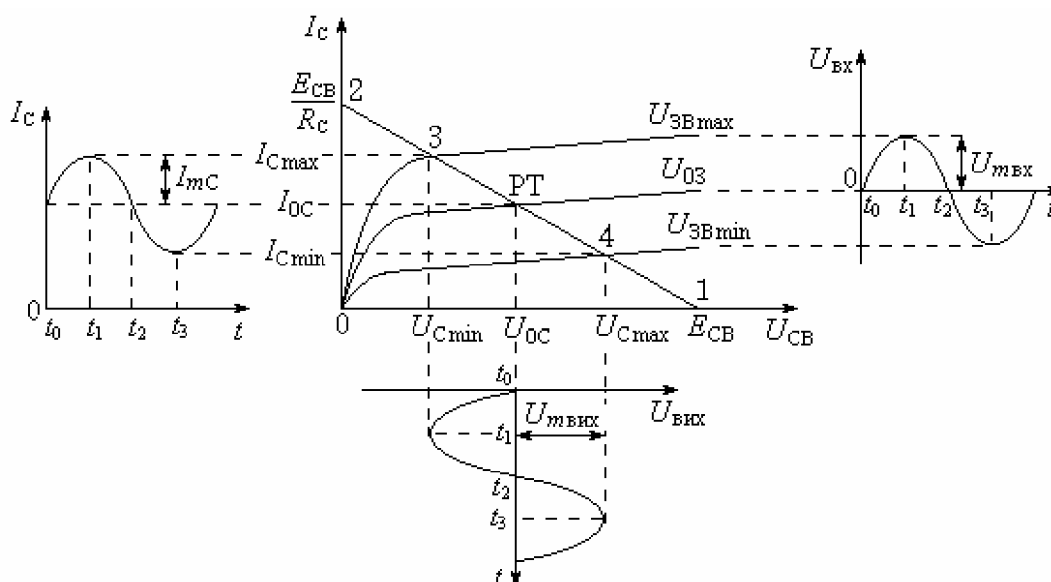


Рис. 4.77. Діаграма роботи підсилювача на польовому транзисторі

У загальному випадку при гармонічному входному сигналі (рис. 4.77) напруга заслону становить

$$U_{ЗВ} = U_{03} + U_{mВХ} \sin \omega t, \quad (4.147)$$

а струм стоку

$$I_C = I_{0C} + I_{mC} \sin \omega t, \quad (4.148)$$

де U_{mBX} – амплітуда вхідної напруги U_{BX} , яку треба підсилити;

I_{mC} – амплітуда струму I_C , яку зумовлює U_{mBX} ;

ω – частота вхідної напруги U_{BX} .

У початковому стані (стані спокою) до моменту t_0 , тобто за відсутності сигналу $U_{mBX} = 0$, з формул (4.145) ... (4.148) видно, що транзистор знаходиться під параметрами режиму робочої точки, а саме:

– напруга заслону $U_{3B} = U_{03}$;

– струм стоку $I_C = I_{0C}$;

– напруга стоку $U_{CB} = U_{0C}$.

За наявності сигналу $U_{mBX} > 0$ до напруги спокою U_{03} в момент t_1 додається амплітуда U_{BX} , через що напруга заслону зростає до

$$U_{3Bmax} = U_{03} + U_{mBX}. \quad (4.149)$$

Цей режим визначається точкою 3. До струму спокою I_{0C} додається I_{mC} , через що струм стоку зростає до

$$I_{Cmax} = I_{0C} + I_{mC}. \quad (4.150)$$

Збільшений струм стоку I_{Cmax} створює на R_C падіння напруги $I_{Cmax}R_C$, через що напруга стоку зменшується до мінімальної

$$U_{Cmin} = E_{CB} - I_{Cmax} R_C. \quad (4.151)$$

У момент t_2 транзистор знаходиться під параметрами режиму робочої точки U_{03} ; I_{0C} ; U_{0C} , а в момент t_3 (точка 4) напруга заслону зменшується до

$$U_{3Bmin} = U_{03} - U_{mBX} \quad (4.152)$$

і відповідно струм стоку зменшується до

$$I_{Cmin} = I_{0C} - I_{mC}, \quad (4.153)$$

через що напруга стоку підвищується до

$$U_{Cmax} = E_{CB} - I_{Cmin} R_C. \quad (4.154)$$

Так, вхідна напруга U_{BX} , яку треба підсилити, створює свою збільшену копію U_{CB} у вихідному колі між стоком та витоком.

З діаграми роботи підсилювача (див. рис. 4.77) видно наступне:

– форма напруги стоку U_{CB} з точністю до фази повторює форму вхідної напруги, яка підсилюється;

- підсилювач із загальним витоком обертає фазу вхідного сигналу на 180° ;
- напруга стоку U_{CB} містить постійну складову U_{0C} , позбавлення від якої можна здійснити розділювальним конденсатором C_{p2} .

4.5.5. Показники підсилювача на ПТ

Робочу точку РТ (див. рис. 4.77) слід вибирати так, щоб спотворення вихідного сигналу були б якомога меншими, тобто щоб амплітуди $U_{mвих}$ різнополярних напівхвиль були б якомога рівними. Для виконання цих умов треба, щоб відрізки лінії навантаження (3 – РТ) та (РТ – 4) були б якомога близькими.

Ці вимоги виконуються, якщо мінімальна напруга стоку U_{Cmin} дещо перевищує напругу насичення $U_{CBнас}$ (див. рис. 4.71): $U_{Cmin} > U_{CBнас}$, тобто точка 3 (див. рис. 4.77) має лежати на пологій ділянці характеристики "праворуч" перегону. Тоді положення робочої точки визначає співвідношення

$$U_{0C} = U_{CBнас} + U_{mвх}. \quad (4.155)$$

Коефіцієнт підсилення за напругою становить

$$K_U = \frac{U_{mвих}}{U_{mвх}}. \quad (4.156)$$

Для визначення K_U не обов'язково будувати епюри. Дійсно, розмах (подвійна амплітуда) вхідної та вихідної напруг відповідно дорівнюють

$$\Delta U_{3B} = 2U_{mвх} = U_{3Bmax} - U_{3Bmin}; \quad (4.157)$$

$$\Delta U_{CB} = 2U_{mвих} = U_{Cmax} - U_{Cmin}. \quad (4.158)$$

Підставляючи (4.157) та (4.158) у (4.156), одержуємо

$$K_U = \frac{\Delta U_{CB}}{\Delta U_{3B}}. \quad (4.159)$$

Вираз для коефіцієнта підсилення K_U можна одержати в іншому виді. Оскільки $2U_{mвих} = U_{Cmax} - U_{Cmin}$ (див. рис. 4.77), то

$$\Delta U_{CB} = \Delta I_C R_C, \quad (4.160)$$

де $\Delta I_C = I_{Cmax} - I_{Cmin}$ при $\Delta U_{3B} = U_{3Bmax} - U_{3Bmin}$.

Підставляючи (4.160) у (4.159), одержуємо

$$K_U = S R_C, \quad (4.161)$$

де

$$S = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{3B}}. \quad (4.162)$$

S – крутість стокзаслонної характеристики. Її визначення за допомогою формули (4.162) показано на рис. 4.78.

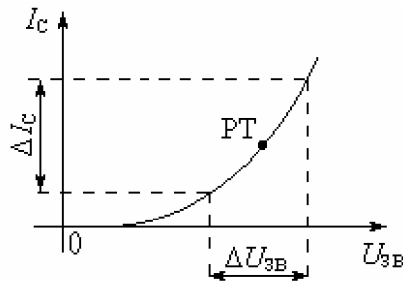


Рис. 4.78. До визначення крутості

Вихідна потужність підсилювача становить

$$P_{\text{вих}} = \frac{1}{2} I_{mC}^2 R_C. \quad (4.163)$$

З визначення крутості (4.162) маємо

$$P_{\text{вих}} = \frac{1}{2} S^2 U_{mЗВ}^2 R_C. \quad (4.164)$$

Отже, коефіцієнт підсилення (4.161) і вихідна потужність (4.164) однозначно визначаються крутістю S .

4.5.6. Частотні властивості підсилювачів на ПТ

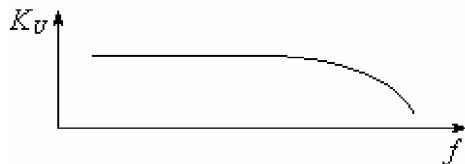


Рис. 4.79. АЧХ підсилювача

Частотні властивості підсилювача оцінюються амплітудно-частотною характеристикою (АЧХ) (рис. 4.79), з якої видно, що з підвищенням частоти коефіцієнт підсилення зменшується. Це зменшення пояснюється тим, що з підвищенням частоти f зменшується крутість S через наявність паразитних ємностей між електродами транзистора $C_{ЗВ}$, $C_{ЗС}$ і $C_{СВ}$ (рис. 4.80).

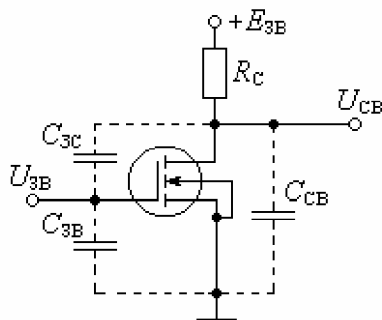


Рис. 4.80. Паразитні ємності МОН-транзистора

На низьких частотах опір ємності $X_C = \left| \frac{1}{\omega C} \right|$ відносно великий і не впливає на

напругу між електродами. З підвищенням частоти $\omega = 2\pi f$ зменшується опір X_C , внаслідок чого зменшуються напруги між електродами і тому зменшується крутість

$$S = \frac{S_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_S}}, \quad (4.165)$$

де S – крутість на поточній частоті ω ;

S_0 – крутість на низькій частоті $\omega_n \ll \omega_S$;

ω_S – гранична частота прямого передавання.

Визначимо ω_S . Якщо $\omega = \omega_S$, то модуль крутості становить

$$|S| = \frac{S_0}{\sqrt{2}}, \quad (4.166)$$

тобто граничною є частота, на якій модуль крутості зменшується в $\sqrt{2}$ разів.

За таким значенням зменшується й коефіцієнт підсилення K_U (4.161).

Розділ 3 ПІДСИЛЕННЯ СИГНАЛІВ

3.1. Принцип дії та класифікація підсилювачів

Підсилювачем називається активний чотириполюсник, що відтворює на виході вхідний сигнал без спотворення його форми, але зі збільшенням його потужності. Необхідна для цього енергія береться з електричного джерела живлення. Принцип дії підсилювача можна пояснити, використовуючи схему, наведену на рис. 3.1.

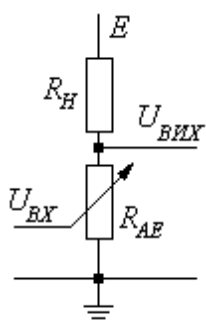


Рис. 3.1

Основою підсилювача є два елементи: опір навантаження R_H та активний елемент R_{AE} , опір якого керується вхідним сигналом U_{BX} . Такими активними елементами можуть бути, наприклад, біполярні чи польові транзистори.

Із зміною величини вхідної напруги U_{BX} змінюється опір R_{AE} і напруга джерела живлення E перерозподіляється між опорами ділянки R_H та R_{AE} . При цьому відповідно змінюється напруга $U_{ВИХ}$ на виході підсилювача. При широких змінах величини R_{AE} , сумірних з величиною R_H , можна досягнути великих змін вихідної напруги, сумірних з величиною напруги джерела живлення E , які будуть набагато більшими від змін вхідної напруги U_{BX} . Усе залежить від того, наскільки ефективно вхідна напруга буде змінювати величину R_{AE} . Отже, приріст вихідної напруги $\Delta U_{ВИХ}$ повинен бути набагато більшим і пропорційним приросту ΔU_{BX} .

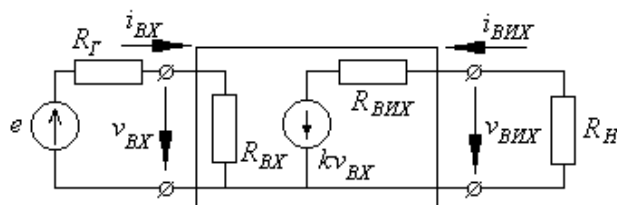


Рис. 3.2

Еквівалентна схема підсилювача виглядає так (рис. 3.2). Він зображений тут у вигляді чотириполюсника, до входу якого підключене джерело сигналу e з внутрішнім опором R_T , а до виходу – опір

навантаження R_H .

Підсилювач має вхідний опір R_{BX} , а його вихідне коло зображене як джерело напруги $k v_{BX}$, яке керується вхідною напругою й сполучене послідовно з $R_{ВИХ}$ – вихідним опором підсилювача.

Основними параметрами, які характеризують будь-який підсилювач, є його коефіцієнти підсилення:

- коефіцієнт підсилення за напругою – $k_U = v_{ВИХ} / v_{BX}$;
- коефіцієнт підсилення за струмом – $k_I = i_{ВИХ} / i_{BX}$;
- коефіцієнт підсилення за потужністю – $k_P = k_U \cdot k_I$.

Іноді зручно виражати підсилення в логарифмічних одиницях – децибелах:

$$k_U (\text{дБ}) = 20 \cdot \lg k_U, \quad k_I (\text{дБ}) = 20 \cdot \lg k_I, \quad k_P (\text{дБ}) = 10 \cdot \lg k_P.$$

За тими задачами, що ставляться перед підсилювачами, розрізняють:

- підсилювачі напруги, які як правило використовуються для підсилення малих сигналів і їхнє головне призначення – забезпечити максимальний коефіцієнт підсилення за напругою. У таких підсилювачах бажано виконувати співвідношення $R_{ВІХ} \ll R_H$, так щоб на опорі навантаження спадала якомога більша напруга;
- підсилювачі струму, де важливо одержати якомога більший коефіцієнт підсилення за струмом. У таких підсилювачах бажано виконання співвідношення $R_{ВІХ} \gg R_H$;
- підсилювачі потужності, де основною метою є одержання якомога більшого абсолютного значення вихідної потужності (а не підсилення за напругою!), яку може забезпечити даний активний елемент. Тому в таких підсилювачах навантаження повинне бути узгодженим з його внутрішнім опором ($R_{ВІХ} \approx R_H$).

Щодо вхідного кола підсилювача, то тут бажано, щоб підсилювач якомога менше навантажував джерело вхідного сигналу і споживав від нього якомога меншу потужність $P_{ВХ} = U_{ВХ}^2 / R_{ВХ}$. Для цього потрібно, щоб вхідний опір підсилювача був достатньо великим. З останнього, зокрема, випливає, що польові транзистори, які не споживають струму по входу, мають певні переваги порівняно з біполярними.

У залежності від діапазону підсилюваних ними частот підсилювачі поділяються на:

- а) підсилювачі низької частоти (ПНЧ), які забезпечують підсилення частот від кількох десятків герц до 10 – 20 кілогерц. Оскільки цей діапазон відповідає сприйманому людиною діапазону звукових коливань, то такі підсилювачі називають також підсилювачами звукових частот. Вони використовуються в електроакустичній апаратурі (радіомовних приймачах, програвачах, магнітофонах, тощо). Зв'язок між каскадами в них здебільше ємнісний;
- б) підсилювачі постійної напруги та постійного струму (точніше, напруг і струмів, які повільно змінюються в часі) забезпечують підсилення в діапазоні від нульової частоти до деякої верхньої граничної частоти f_B величиною від кількох герц до кількох десятків і навіть сотень кілогерц. Такі підсилювачі знаходять своє застосування у вимірювальній радіоапаратурі, пристроях автоматики та обчислювальної техніки. Ними можна підсилювати як змінну, так і постійну складову сигналу. Міжкаскадний зв'язок у таких підсилювачах гальванічний;
- в) широкосмугові підсилювачі, які охоплюють дуже широкий діапазон частот – від кількох герц до кількох мегагерц. Такий широкий спектр частот притаманний коротким імпульсним сигналам та телевізійним відеосигналам, тому такі підсилювачі ще називають імпульсними або відеопідсилювачами;

г) вибіркові (або селективні) підсилювачі. Такі підсилювачі здійснюють підсилення в вузькій смузі частот і застосовуються там, де потрібно з широкого спектру частот виділити та підсилити сигнали заданої частоти. Так, вибіркові підсилювачі працюють у радіоприймачах, де вони виділяють і підсилюють частоту тієї радіостанції, на яку налаштовано приймач, а також в спеціальній радіовимірвальній апаратурі.

3.2. Статичний та динамічний режими роботи транзистора. Визначення положення робочої точки транзистора

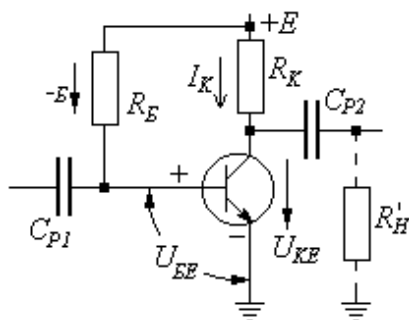


Рис. 3.3

Найпростіша (базова) схема підсилювального каскаду на біполярному транзисторі зі спільним емітером (СЕ) подана на схемі (рис. 3.3). Основними елементами тут є сам транзистор і опір R_K , увімкнений у колекторне коло транзистора.

На відміну від роботи у статичному режимі, коли колекторна напруга фіксована і визначається безпосередньо підключенням до

$$U_{KE_0} = E_K - I_K \cdot R_K \quad (3.1)$$

колектора джерелом живлення E_K , тут постійна складова колекторної напруги U_{KE_0} визначається як:

Тобто частина напруги джерела живлення E_K спадає на опорі R_K , не доходячи до транзистора. Такий режим роботи транзистора називають динамічним.

Щоб визначити положення робочої точки транзистора, який працює в динамічному режимі, треба рівняння (3.1) розв'язати спільно з рівнянням $I_K = f(U_{KE}, I_B)$, що описує сім'ю вихідних характеристик транзистора.

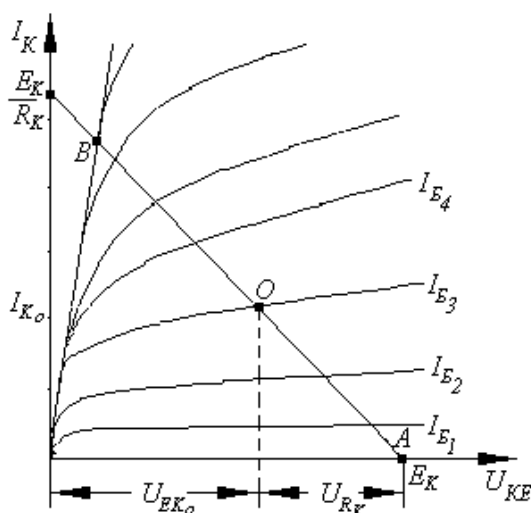


Рис. 3.4

Робоча точка визначається тепер як перетин цієї прямої з однією з характеристик, яка відповідає заданому значенню базового струму I_B . Положення робочої точки "О" рекомендується обирати приблизно на

рівних відстанях як від режиму запирання транзистора (точка "А"), так і від режиму його насичення (точка "В"). Таким чином, положення робочої точки визначає відповідне значення базового струму (в нашому випадку – $I_{Б3}$), а також величину постійних складових колекторного струму $I_{К0}$ та напруги $U_{КЕ0}$. Спад напруги на опорі R_K становить $U_{R_K} = I_{К0} \cdot R_K$.

Знаючи величину базового струму, можна визначити потрібне значення опору R_B з очевидного рівняння:

$$E_K = U_{БЕ} + I_B \cdot R_B. \quad (3.2)$$

Тут $U_{БЕ} = f(I_B, U_{КЕ})$, і величину R_B можна знайти побудовою на сім'ї вхідних характеристик прямої, яка б відповідала рівнянню (3.2), подібно до того, як це було зроблено вище при розрахунку режиму колекторного кола. Однак, оскільки величина $U_{БЕ}$ становить звичайна десяті частки вольт, тоді як E_K принаймні на порядок більше, то з достатньою точністю можна знехтувати $U_{БЕ}$ й визначати R_B просто як:

$$R_B = E_K / I_B. \quad (3.3)$$

Розділові ємності C_{P_1} та C_{P_2} призначені для того, щоб пристрої, які можуть бути підключені до входу та виходу каскаду, не могли порушити встановлений режим транзистора. Разом з тим, ці ємності не повинні перешкоджати проходженню вхідних та вихідних змінних сигналів. Для цього потрібно забезпечити виконання співвідношень $\omega_H \cdot R_{BX} \cdot C_{P_1} \gg 1$ та $\omega_H \cdot R'_H \cdot C_{P_2} \gg 1$, де ω_H – найнижча частота, яку має підсилювати каскад, R_{BX} – його вхідний опір, а R'_H – опір навантаження каскаду. Тобто реактивні опори ємностей C_{P_1} та C_{P_2} повинні бути набагато меншими від активних опорів R_{BX} та R'_H .

При підрахунках коефіцієнту підсилення каскаду за величину опору навантаження R_H слід підставляти $R_K \parallel R'_H$, оскільки щодо змінних компонент струму і напруги ці два опори увімкнені паралельно.

3.3. Підсилювальний каскад на польовому транзисторі

Режими та схеми увімкнення польових транзисторів у підсилювальних каскадах залежать від їхніх конкретних різновидів.

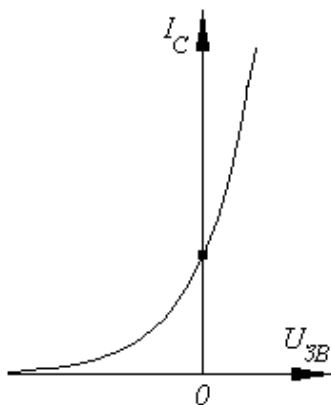


Рис. 3.5

МДН-транзистор з вбудованим n -каналом має прохідну характеристику, подібну до зображеної на рис. 3.5. Робоча точка може бути встановлена при $U_{3B} = 0$, отже, потреби в подачі зміщення на затвор не буде. Схема увімкнення такого транзистора наведена на рис. 3.6. Розділовими ємностями C_{P_1} та C_{P_2} каскад "відгороджено" від пристроїв, які підключаються до його входу і виходу. Ці ємності вільно

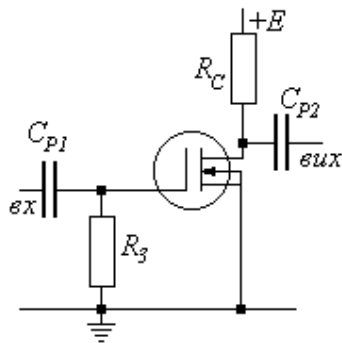


Рис. 3.6

пропускають підсилюваний змінний сигнал, але не допускають впливу зовнішніх пристроїв на режим роботи транзистора. Резистор R_3 забезпечує виконання умови $U_{3B} = 0$: через нього малі струми затвору стікають на землю, не створюючи скільки-небудь помітного спаду напруги на цьому опорі. Але якби опоры R_3 не було, то постійний потенціал затвору визначався б струмами затвору та ізоляційними властивостями ємності і мав би

непередбачуване значення. Величина R_3 повинна бути значно більшою від реактивного опоры ємності C_{P1} в усьому діапазоні робочих частот і обирається зазвичай порядку $10^5 - 10^7$ Ом. Опір R_C є навантаженням транзистора і на ньому, власне, і виділяється підсилений сигнал.

Для успішної роботи МДН – транзистора з індукованим n -каналом на затвор слід подати позитивне зміщення (рис. 3.7).

А оскільки напруга джерела живлення такого транзистора також позитивна, то скориставшись подільником R_{31}, R_{32}

можна від того ж джерела одержати потрібну напругу зміщення (рис. 3.8). З того ж, що струм затвору зазвичай, дуже малий, випливає, що ці опори діляника можуть бути досить великим (порядку $10^4 \div 10^6$ Ом).

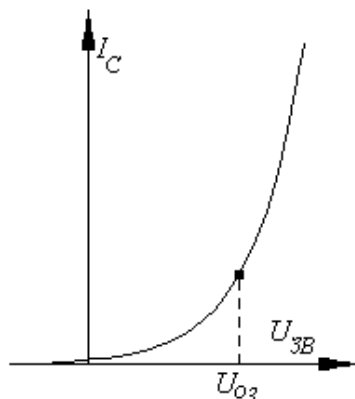


Рис. 3.7

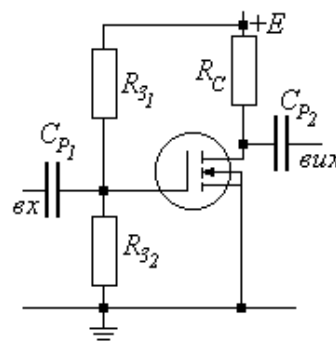


Рис. 3.8

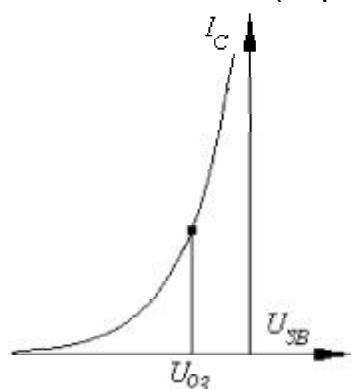


Рис. 3.9

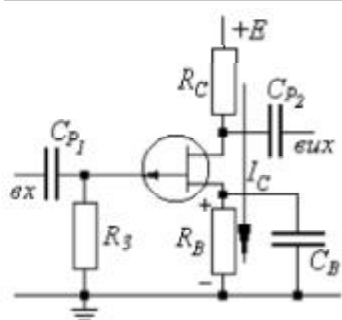


Рис. 3.10

У польовому транзисторі з керуючим $p-n$ переходом та n -каналом на затвор слід подавати від'ємну напругу (рис. 3.9). Для цього можна було б скористатися схемою, зображеною на рис. 3.6, увімкнувши послідовно з опором R_3 джерело ЕРС, яке

забезпечувало б прикладання до затвору потрібної від'ємної напруги U_{03} . Але потреба ще в одному джерелі живлення вельми небажана. Тому, як правило, застосовують так зване "автоматичне зміщення" (рис. 3.10).

Тут затвор має нульовий постійний потенціал. Зате виток перебуває

відносно землі під постійною позитивною напругою, яка створюється внаслідок протікання струму I_C через опір R_B , увімкнений у коло виток. Величина опору R_B підбирається такою, щоб спад напруги на ньому дорівнював U_{03} . Тоді затвор буде від'ємнішим за виток на потрібну величину напруги зміщення. А для того, щоб змінна (сигнальна) компонента струму виток i_C не давала внеску в напругу зміщення, резистор R_B шунтують великою ємністю C_B , яка закорочує для змінної компоненти виток на землю.

Усе викладене залишається в силі й для транзисторів з p -каналом. Потрібно лише знаки всіх струмів і напруг у наведених вище схемах замінити на протилежні.

3.3.1. Коефіцієнт підсилення

Розглянемо процес підсилення сигналу на прикладі схеми, зображеної

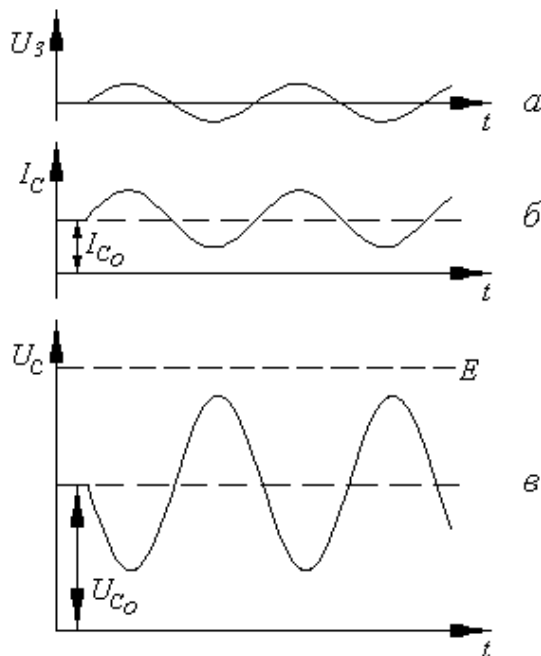


Рис. 3.11

на рис. 3.6. Нехай напруга на затворі змінюється за законом $v_3(t)$ (рис. 3.11, а). Постійна компонента затворної напруги для даної схеми дорівнює нулю. Струм у колі стоку I_C складається з постійної компоненти I_{C_0} та змінної компоненти $i_C(t)$, яка повторює зміни напруги на затворі (рис. 3.11, б):

$$I_C = I_{C_0} + i_C(t) = I_{C_0} + S \cdot v_3(t).$$

Тут S – крутість прохідної характеристики транзистора в околі робочої точки.

Протікаючи через опір навантаження R_C струм I_C створює на ньому спад напруги; отже, напруга на стоку U_C буде нижчою за напругу джерела живлення:

$$U_C = E - I_C \cdot R_C = U_{C_0} - S \cdot R_C \cdot v_3(t) = U_{C_0} + v_C(t),$$

де $U_{C_0} = E - I_{C_0} \cdot R_C$ – постійна складова напруги на стоку.

Таким чином, змінна складова $v_C(t)$ напруги на стоку (тобто на виході каскаду) повторює всі зміни вхідної напруги $v_3(t)$, будучи, однак, збільшеною в $S \cdot R_C$ разів та протилежною за знаком (рис. 3.11, в).

Більш докладний кількісний розрахунок коефіцієнта підсилення $k = v_{\text{вих}}(t) / v_{\text{вх}}(t)$ з урахуванням внутрішнього опору транзистора показує, що коефіцієнт підсилення виявляється рівним:

$$k = -S \cdot R_H = -S \cdot \frac{R_C \cdot R_i}{R_C + R_i} = -\frac{S \cdot R_C}{1 + R_C / R_i} \cdot^{10} \quad (3.4)$$

Цей результат підтверджує зроблену вище оцінку коефіцієнта підсилення і відрізняється лише урахуванням внутрішнього опору транзистора, який шунтує опір навантаження R_C .

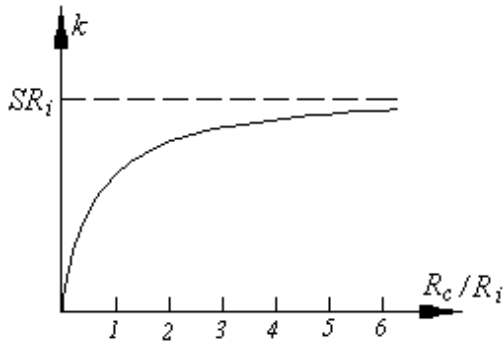


Рис. 3.12

З формули (3.4) видно, що нарощування величини R_C призводить до відповідного зростання коефіцієнта підсилення k лише доти, доки $R_C \ll R_i$; при їхній сумірності внутрішній опір транзистора починає обмежувати зростання коефіцієнта підсилення. А при $R_C \gg R_i$ коефіцієнт підсилення прямує до постійної величини, що дорівнює $S \cdot R_i$ (рис. 3.12). Тому

недоцільно, гонячись за великим коефіцієнтом підсилення, надмірно збільшувати величину опору R_C . Більш того, надмірне збільшення цього опору призведе до зменшення режимної компоненти напруги U_{C_0} , що доходить до стоку нашого транзистора. А це зашкодить параметрам транзистора, зокрема, призведе до зменшення його крутості. Крім того, як ми це побачимо далі, збільшення опору навантаження призводить до погіршення роботи підсилювального каскаду в області високих частот.

3.4. Частотні характеристики підсилювального каскаду на польовому транзисторі

Як відомо, частотною характеристикою чотириполіусника називається залежність комплексу коефіцієнта передачі від частоти. Відповідно, залежність абсолютної величини (модуля) коефіцієнта передачі від

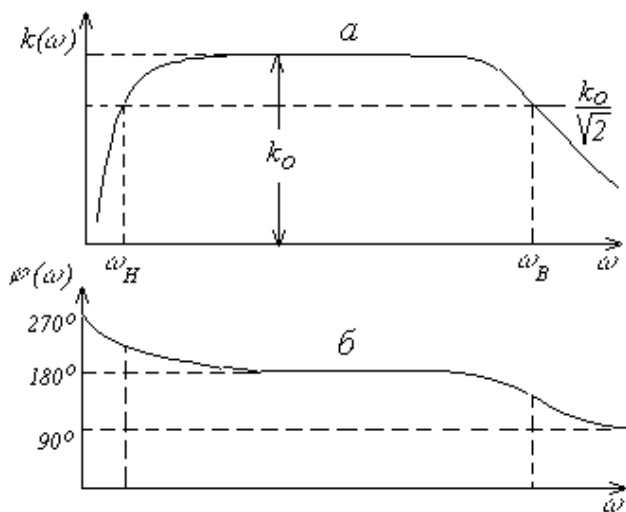


Рис. 3.13

частоти $k(\omega)$ має назву амплітудно-частотної характеристики, а залежність створюваного чотириполіусником повороту фази гармонічного сигналу, який крізь нього проходить, від частоти $\varphi(\omega)$ – фазово-частотною характеристикою. У випадку підсилювача частотна характеристика містить вельми важливу інформацію про нього, оскільки вказує в якому діапазоні частот він може

¹⁰ Тут R_i – внутрішній опір транзистора.

успішно працювати та які спотворення він вносить у спектр підсилюваних сигналів.

Загальний вигляд частотних характеристик каскаду наведено на рис. 3.13. Амплітудно-частотна характеристика (рис. 3.13, а) складається з трьох частин.

По-перше, з області зниження (“завалу”) коефіцієнта підсилення на низьких частотах ($\omega \leq \omega_H$), який зумовлюється існуванням на вході каскаду подільника напруги, що складається з розділової ємності C_{P_1} та опору в колі затвору R_3 . Дійсно, для сигналів досить низьких частот розділова ємність являє собою великий реактивний опір, який просто не пропускає ці сигнали на затвор транзистора. Тому в таких підсилювачах $k = 0$ при $\omega = 0$. Коефіцієнт передачі такого кола складає:

$$\dot{k}_H(\omega) = \frac{R_3}{R_3 + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_{P_1}}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot \tau_H}}, \quad (3.5)$$

де $\tau_H = R_3 \cdot C_{P_1}$ – стала часу кола подільника. Далі сигнал підсилюється звичайним шляхом і загальний коефіцієнт підсилення каскаду $\dot{k}(\omega)$ дорівнюватиме:

$$\dot{k}(\omega) = \frac{\dot{V}_{ВИХ}}{\dot{V}_{ВХ}} = \frac{\dot{V}_{ВИХ}}{\dot{V}_3} \cdot \frac{\dot{V}_3}{\dot{V}_{ВХ}} = -k_0 \cdot \dot{k}_H(\omega), \quad (3.6)$$

де $k_0 = \dot{V}_{ВИХ} / \dot{V}_3 = S \cdot R_H$ – коефіцієнт підсилення в області середніх частот, визначений вище. Як видно, амплітудно-частотна характеристика починається з початку координат і монотонно зростає, прямуючи до k_0 . За умовну границю, починаючи з якої підсилювач може успішно підсилювати сигнали, приймається частота ω_H , при якій коефіцієнт підсилення становить $k_0 / \sqrt{2} \approx 0,71 \cdot k_0$. Ця частота дорівнює $\omega_H = 1 / \tau_H$ і називається нижньою границею смуги пропускання підсилювача.

По-друге, існує також зниження (“завал”) АЧХ в області високих частот ($\omega \geq \omega_B$). Очевидно, що підсилювач не може підсилювати як завгодно високі частоти й при $\omega \rightarrow \infty$ коефіцієнт підсилення має прямувати до нуля. Конкретні причини, які обмежують здатність підсилювача підсилювати сигнали високих частот можуть бути притаманні як самому транзистору (його інерційність), так і схемі підсилювача. Для польових транзисторів характерний час їхньої інерційності малий і становить 10^{-8} – 10^{-9} с, отже основна причина в цьому випадку криється в інерційності самої схеми. Головним чинником, який визначає хід частотної характеристики підсилювача в області високих частот, є величина вихідної ємності каскаду $C_{П}$ (яку іноді називають “паразитною” ємністю), що завжди існує між стоком транзистора й землею. Ця ємність, звичайно, не зображується на схемі, але завжди в ній невидимо присутня і є під’єднаною паралельно до опору навантаження. Паразитна ємність складається з вихідної ємності транзистора, вхідної ємності пристрою,

підключеного до виходу підсилювача (наприклад, вхідної ємності наступного каскаду), ємності монтажу, а її величина зазвичай, вкладається в межі від одиниць до кількох десятків пікофарад. Як і в області низьких частот, коефіцієнт підсилення буде тепер також комплексним і матиме такий вигляд:

$$\dot{k}(\omega) = -\frac{S \cdot R_H}{1 + j\omega \cdot R_H \cdot C_{\Pi}} = -\frac{k_0}{1 + j \cdot \omega \cdot \tau_B}, \quad (3.7)$$

де $k_0 = S \cdot R_H$ – модуль коефіцієнту підсилення на середніх частотах, коли можна нехтувати шунтуючою дією ємності C_{Π} , $\tau_B = R_H \cdot C_{\Pi}$ – стала часу вихідного кола підсилювача. Таким чином в області середніх частот коефіцієнт підсилення не залежить від частоти і лишається рівним k_0 . На високих частотах АЧХ починає монотонно знижуватися і асимптотично прямує до вісі абсцис. Звичайно, неможливо вказати певну граничну частоту, починаючи з якої підсилювач раптом перестає підсилювати сигнали: крива спадає досить плавно. Умовно за таку граничну частоту приймають частоту ω_B , на якій модуль коефіцієнту підсилення зменшується в $\sqrt{2}$ раз порівняно з k_0 . Ця частота вважається верхньою границею смуги пропускання підсилювача й дорівнює $\omega_B = 1/\tau_B$.

На останок, є область більш-менш рівномірного підсилення, де модуль $\dot{k}(\omega) \approx k_0$ в інтервалі частот від ω_H до ω_B . Саме ця область має назву *смуги пропускання підсилювача*.

У цілому ж амплітудно-частотна характеристика підсилювача є добутком АЧХ в області високих частот (3.7) на коефіцієнт передачі вхідного RC-дільника (3.5).

Фазово-частотна характеристика, зображена на рис. 3.13, б одержана шляхом підсумовування поворотів фаз, обумовлених вхідним RC-колом, вихідним RC-колом та самим навантаженням транзистора. Як видно, в області середніх частот (де $k(\omega)$ можна вважати незмінним) поворот фази становить $+180^\circ$, на що вказує знак “мінус” перед виразом (3.7). На низьких та високих частотах до цього значення додається ще й зсув фази $\Delta\varphi(\omega)$, обумовлений комплексним характером навантаження:

$$\Delta\varphi(\omega) = \arctg \frac{\operatorname{Im} \dot{k}(\omega)}{\operatorname{Re} \dot{k}(\omega)}. \quad (3.8)$$

Отже, в області низьких частот фазово-частотна залежність описується виразом:

$$\varphi(\omega) = \pi + \arctg \left(\frac{1}{\omega \cdot \tau_H} \right), \quad (3.9)$$

а в області верхніх частот:

$$\varphi(\omega) = \pi + \arctg (\omega \cdot \tau_B). \quad (3.10)$$

Загальна фазово-частотна характеристика починається від значення $\varphi = +270^\circ$ при $\omega = 0$ і далі плавно знижується до значення $\varphi = +180^\circ$. При

$\omega \rightarrow \infty$ додатковий поворот фази прямує до -90° , і таким чином повний поворот фази складає $\varphi = +90^\circ$. На граничній частоті ω_H повний поворот фази становить $+225^\circ$, а на граничній частоті ω_B - $+135^\circ$.

Амплітудно-частотна та фазово-частотна характеристики дозволяють судити про зміни, яких зазнає сигнал, проходячи через підсилювач. Дійсно, складний сигнал, який має широкий спектр частот, при проходженні через підсилювач зазнаватиме деформації спектра: одні частоти будуть підсилюватися в більшій мірі, інші, у порівнянні з ними будуть придушуватися. Окрім того, за рахунок різної величини зсуву фаз на різних частотах одні частотні складові виявляться зсунутими в часі відносно інших. Наслідком цього, природно, буде спотворення форми сигналу.

Слід, однак, підкреслити, що за рахунок частотних спотворень в спектрі сигналу нові частоти не з'являються – відбувається лише перерозподіл амплітуд та фаз тих гармонічних компонентів, які вже існували у вхідному сигналі. Такі спотворення називають *лінійними*, на відміну від *нелінійних* спотворень, при яких у спектрі сигналу з'являються нові, раніше відсутні частотні компоненти.

3.5. Спотворення імпульсів під час підсилення

3.5.1. Лінійні спотворення

Розглянемо перехідні процеси, які відбуваються при проходженні прямокутного імпульсу через кола нашого підсилювача.

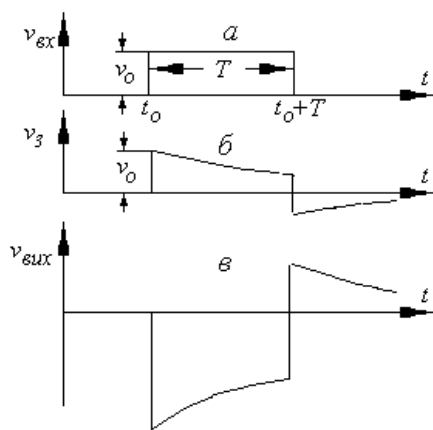


Рис. 3.14

Нехай прямокутний імпульс величиною v_0 та тривалістю T , надходить на вхід підсилювача в момент t_0 . Його можна розглядати як суму двох імпульсів увімкнення $v_0 \cdot 1(t)$, зсунутих у часі: першого, позитивного, що починається в момент t_0 , та другого, негативного, що починається в момент $t_0 + T$ (рис. 3.14, а)¹¹). Після проходження через вхідне RC -коло, яке являє собою диференціюючий елемент із сталою часу $\tau_H = R_3 \cdot C_{P1}$, перший імпульс увімкнення перетворюється на

експоненціальний імпульс:

$$\begin{cases} v_3(t) = 0 & t < t_0 \\ v_3(t) = v_0 \cdot \exp[-(t - t_0)/\tau_H] & t \geq t_0 \end{cases} \quad (3.11)$$

Аналогічно, другий імпульс увімкнення створить на затворі транзистора сигнал:

¹¹ Імпульсом увімкнення в радіоелектроніці називають функцію, яка являє собою миттєвий стрибок в момент t від нуля до одиничного значення. Цю функцію позначають як $1(t)$ і інколи в іноземній літературі називають функцією Хевісайда.

$$\begin{cases} v_3(t) = 0 & t < t_0 + T \\ v_3(t) = -v_0 \cdot \exp[-(t - t_0 - T)/\tau_H] & t \geq t_0 + T \end{cases} \quad (3.12)$$

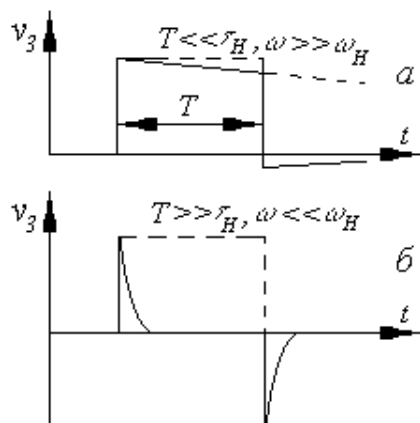


Рис. 3.15

Їхня сума являтиме собою спотворений прямокутний імпульс з різкими фронтами, із скошеною або, як то кажуть, “сколотою” верхівкою і тривалим від’ємним “хвостом” (рис. 3.14, б). Вихідний сигнал повторюватиме цю форму, будучи, однак, підсиленням за величиною та оберненим за знаком (рис. 3.14, в).

“Скол” верхівки та від’ємний “хвіст” будуть мало помітні, якщо $T \ll \tau_H$, оскільки напруга на затворі не встигає істотно змінитися за час імпульсу. Взявши до уваги, що T обернено пропорційне до ω – першій гармоніці нашого імпульсу, а $\tau_H = 1/\omega_H$, дійдемо висновку, що вказана вище нерівність еквівалентна умові $\omega \gg \omega_H$, при якій всі частотні складові сигналу виявляються значно вищими нижньої граничної частоти ω_H . При цьому сигнал не повинен зазнавати істотних спотворень, що й видно на рис. 3.15, а.

Якщо ж $T \gg \tau_H$, то перехідний процес від переднього фронту імпульсу закінчиться раніше, ніж сам імпульс (рис. 3.15, б). Отже, замість прямокутного імпульсу одержимо гострі викиди – позитивний від переднього фронту та негативний від заднього. Обидва викиди є результатом диференціювання вхідного сигналу. Нерівність $T \gg \tau_H$ еквівалентна нерівності $\omega \ll \omega_H$, при якій нижні гармоніки сигналу опиняються поза межами смуги пропускання і придушуються, а верхні, що залишилися, утворюють вельми спотворену картину.

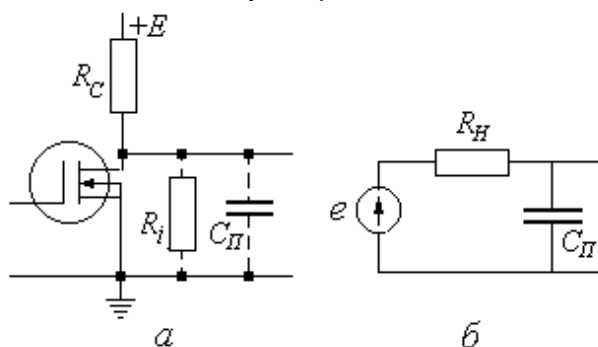


Рис. 3.16

Джерелом спотворень в області високих частот є вихідне RC-коло, яке складається з опору навантаження $R_H = R_i \parallel R_C$ та паразитної ємності C_{Π} (рис. 3.16, а). Для зручності аналізу це RC-коло можна зобразити у вигляді еквівалентного генератора

напруги e з внутрішнім опором $R_H = R_i \parallel R_C$, навантаженого на паразитну ємність C_{Π} (рис. 3.16, б)¹².

У такому вигляді вихідне коло підсилювача виявляється зведеним до інтегруючого елемента зі сталою часу $\tau_B = R_H \cdot C_{\Pi}$.

¹² Це є звичайний перехід від генератора струму до еквівалентного йому генератора напруги.

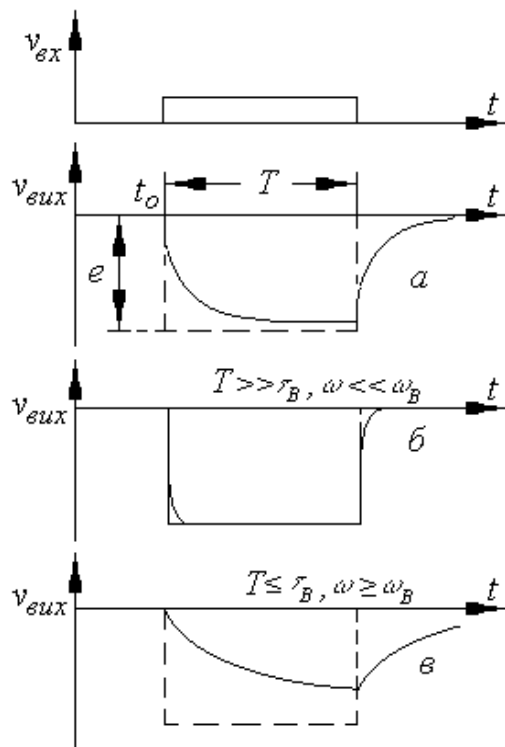


Рис. 3.17

Уявимо, як і раніше, вхідний прямокутний імпульс у вигляді двох зсунутих у часі імпульсів ввімкнення. Кожному з них на виході підсилювача відповідатиме імпульс напруги e підсилений в k_0 разів за величиною та інвертований за полярністю. Перехідний процес, який відповідатиме першому фронту імпульсу може бути представлений у вигляді:

$$v_{\text{вих}}(t) = -k_0 \cdot v_{\text{вх}} \cdot [1 - \exp(-\frac{t-t_0}{\tau_B})].$$

Аналогічний вигляд (але зсунутий у часі на T і протилежний за знаком), має й перехідний процес від заднього фронту імпульсу. У результаті вихідний сигнал набуває вигляду імпульсу з пологим переднім фронтом та затягнутим заднім (рис. 3.17, а).

При $T \gg \tau_B$ перехідний процес зарядки паразитної ємності через опір R_H закінчується за час, значно менший від T (рис. 3.17, б), так що вихідна напруга залишається майже незмінною протягом всього імпульсу, і спотворення його форми буде майже непомітним. Саме це відповідає випадку $\omega \ll \omega_B$, коли в області високих частот не повинно бути частотних спотворень.

Якщо ж $T \ll \tau_B$, то перехідний процес затягується на весь час існування імпульсу (рис. 3.17, в). Вихідна напруга повільно знижуватиметься протягом всього імпульсу і таким же темпом відновлюватиметься після його закінчення. Вихідний імпульс матиме не прямокутну, а скоріше трикутну форму – результат його інтегрування вихідним RC -колом підсилювача. Цей випадок відповідає умові $\omega \gg \omega_B$, тобто випадку, коли частоти всіх гармонічних складових сигналу лежать вище верхньої граничної частоти підсилювача.

3.5.2. Нелінійні спотворення

Основним завданням, яке ставиться перед будь-яким підсилювачем радіосигналів, є відтворення на виході вхідного сигналу у підсиленому вигляді, але при умові точного збереження його форми. Тобто вихідний сигнал має бути точно пропорційним до вхідного, де коефіцієнт пропорційності і є саме коефіцієнтом підсилення. Як уже відзначалося вище, коефіцієнт підсилення дорівнює $k = -S \cdot R_H$, де R_H – це опір навантаження, а S – крутість транзистора. Але крутість транзистора – це похідна його прохідної характеристики і вона істотно залежить від вхідної

напруги транзистора.

Вважати крутість незмінною величиною можна лише на коротких ділянках прохідної характеристики. Отже, коефіцієнт підсилення може вважатися незмінним і забезпечувати пропорційність вхідних і вихідних сигналів можна лише в разі, коли сам вхідний сигнал є досить малою величиною.

Що ж до великих амплітуд вхідних сигналів, то там вже треба враховувати викривленість прохідної характеристики, і вихідний сигнал перестає вже бути пропорційним до вхідного. *Спотворення, які він зазнає, мають назву нелінійних спотворень, оскільки їхньою причиною є нелінійності на шляху проходження підсилюваного сигналу.*

Виникнення нелінійних спотворень ілюструє рис. 3.18. Зображена на ньому побудова, має такий сенс: на нижній половині рисунку в координатах $v_{BX}(t)$ зображено вхідний сигнал, який у даному випадку вважається синусоїдальним. На верхній частині рисунку наведена типова прохідна характеристика $I_C = f(v_3)$. Вхідний сигнал проектується на цю характеристику і в результаті ми одержуємо залежність $I_C = f(t)$, тобто графік струму, що протікає у колі стоку і дає пропорційний йому вихідний сигнал $v_{ВІХ} = -I_C \cdot R_H$. Як видно, у результаті проектування синусоїдального вхідного сигналу на непрямолінійну прохідну характеристику стоковий струм (і разом з ним вихідний сигнал) втрачає вигляд гармонічної функції: його верхня частина витягується вгору і загострюється, а нижня, навпаки, стає більш короткою й закругленою.

Така періодична, але негармонічна функція може розглядатися як сума цілої низки гармонічних сигналів як з основною частотою (перша гармоніка), яку мав вхідний сигнал, так і вищих гармонік цього сигналу.

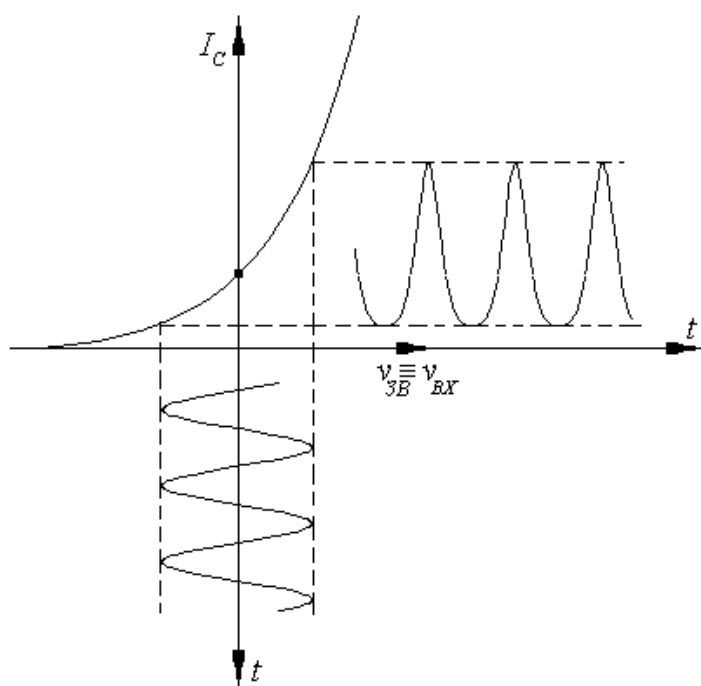


Рис. 3.18

Отже, нелінійні спотворення на відміну від вищезгаданих лінійних спотворень призводять до виникнення в спектрі підсиленого сигналу нових частотних компонент, яких не було у вхідному сигналі. Нелінійні спотворення небажані саме тим, що вони, викривлюючи форму підсилюваного сигналу, "засмічують" його спектр новими частотними компонентами.

Для зменшення нелінійних спотворень слід обирати положення

робочої точки на прохідній характеристиці в області, де вона є найбільш прямолінійною й не допускати надто великих амплітуд вхідних сигналів, які б виходили за межі ділянки прохідної характеристики, яку можна було б вважати більш-менш прямолінійною.

3.6. Підсилювальний каскад на біполярному транзисторі

З найпростішою (базовою) схемою підсилювального каскаду на біполярному транзисторі ми вже зустрічалися при розгляді статичного та динамічного режимів роботи транзистора. Тому перейдемо до розгляду основних параметрів підсилювальних каскадів на біполярних транзисторах.

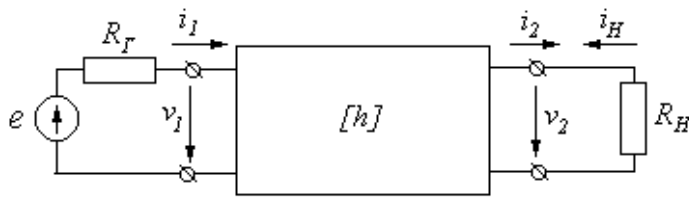


Рис. 3.19

Для розрахунку основних параметрів підсилювального каскаду на біполярному транзисторі – коефіцієнтів підсилення змінних складових струму і напруги, вхідного та

вихідного опорів – зручно представити біполярний транзистор у вигляді чотириполюсника, описаного в системі h -параметрів (детальніше див. Розділ 2, п. 2.4), як показано на рис. 3.19. Тут вхідна напруга v_1 та вихідний струм транзистора i_2 виражаються через i_1 та v_2 :

$$\begin{cases} v_1 = h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot v_2 \\ i_2 = h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot v_2 \end{cases}, \quad (3.13)$$

До входу транзистора підключений генератор вхідного сигналу: джерело напруги e з внутрішнім опором R_F , а на виході транзистор навантажений опором R_H , через який тече струм i_H .

Очевидно, що $i_H = -i_2$, а напруга на опорі навантаження дорівнює:

$$v_2 = i_H \cdot R_H. \quad (3.14)$$

Коефіцієнт підсилення за струмом є відношення струму, який тече через навантажувальний опір, до вхідного струму:

$$k_i = i_H / i_1 = -i_2 / i_1.$$

Вводячи в друге рівняння системи (3.13) вираз (3.14), одержимо:

$$k_i = - \frac{h_{21}}{1 + h_{22} \cdot R_H}. \quad (3.15)$$

Вхідним опором підсилювача називають відношення вхідної напруги до вхідного струму $R_{BX} = v_1 / i_1$. Підставивши сюди значення v_1 із першого рівняння системи (3.13) і виразивши v_2 через струм i_1 :

$$v_2 = -i_2 \cdot R_H = k_i \cdot i_1 \cdot R_H,$$

одержимо:

$$R_{BX} = h_{11} + h_{12} \cdot k_i \cdot R_H = h_{11} - \frac{h_{12} \cdot h_{21}}{h_{22} + 1/R_H}. \quad (3.16)$$

Отже, вхідний опір підсилювального каскаду виявляється залежним не лише від h -параметрів транзистора, але й від величини опору навантаження. Причина цього – наявність внутрішнього зворотного зв'язку через параметр h_{12} , який пов'язує вхідну напругу v_1 з вихідною напругою v_2 . Слід зауважити, що оскільки у більшості транзисторів параметр h_{12} дуже малий, то другий доданок у формулі (3.16) буває зазвичай, набагато меншим від першого й ним можна нехтувати, так що величину вхідного опору R_{BX} можна приблизно вважати рівною h_{11} .

Коефіцієнтом підсилення за напругою є відношення напруги на виході підсилювача до напруги на його вході:

$$k_U = \frac{v_2}{v_1} = \frac{i_H \cdot R_H}{i_1 \cdot R_{BX}} = k_i \cdot \frac{R_H}{R_{BX}}. \quad (3.17)$$

Підставивши в (3.17) раніш знайдені k_i та R_{BX} , яке у першому наближенні можна вважати рівним h_{11} , одержимо вираз для коефіцієнта підсилення за напругою:

$$k_U = - \frac{h_{21}}{h_{11}} \cdot \frac{R_H}{1 + h_{22} \cdot R_H}. \quad (3.18)$$

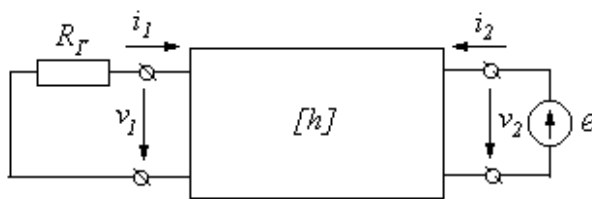


Рис. 3.20

Для розрахунку вихідного опору підсилювального каскаду треба дещо модифікувати схему, зображену на рис. 3.19, та здійснити такий уявний експеримент. Замість опору навантаження R_H треба увімкнути

пробну ЕРС, що створює на виході чотириполюсника напругу v_2 , а ЕРС e , що була на його вході, видалити зі схеми, зберігши, однак, її внутрішній опір R_f (рис. 3.20).

Вихідним опором є відношення напруги v_2 до струму i_2 , що нею створюється у вихідному колі чотириполюсника:

$$R_{ВИХ} = v_2 / i_2.$$

Підставивши сюди значення i_2 із другого рівняння системи (3.13), дістанемо:

$$\frac{1}{R_{ВИХ}} = h_{21} \cdot \left(\frac{i_1}{v_2} \right) + h_{22}. \quad (3.19)$$

Щоб знайти тепер взаємозв'язок між струмом i_1 та напругою v_2 , повернемося знову до першого рівняння системи (3.13). Як видно з рис. 3.20, напруга v_1 тут створюється струмом i_1 , що протікає через опір R_f . Отже, $v_1 = h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot v_2 = -i_1 \cdot R_f$, і

$$i_1 = - \frac{h_{12} \cdot v_2}{h_{11} + R_f}.$$

Підставивши цей вираз в (3.19), одержимо:

$$\frac{1}{R_{ВИХ}} = h_{22} - \frac{h_{12} \cdot h_{21}}{h_{11} + R_r}. \quad (3.20)$$

Тут так само, як і раніше, з причини мализни параметра h_{12} , другим доданком в (3.20) можна нехтувати і у першому наближенні вважати, що $R_{ВИХ} \approx h_{22}^{-1}$.

Одержані вирази (3.13) – (3.20) справедливі як для увімкнення транзистора за схемою з СБ, так і за схемою із СЕ. Слід лише конкретизувати значення h -параметрів транзистора, додаючи нижній індекс “Е” для увімкнення за схемою зі спільним емітером, або “Б” для увімкнення за схемою зі спільною базою. Ці величини для різних типів транзисторів занесені до таблиць та зведені в спеціальні довідники.

Для оцінки можливих значень всіх цих величин візьмемо як приклад деякі типові значення h -параметрів біполярного транзистора середньої чи малої потужності, увімкненого за схемою зі спільним емітером: $h_{11E} = 1$ кОм, $h_{12E} = 3 \cdot 10^{-4}$, $h_{21E} = 40$ та $h_{22E} = 5 \cdot 10^{-5}$ Сим. Нехай опір навантаження становить $R_H = 5$ кОм, а внутрішній опір генератора $R_r = 200$ Ом. Підставивши ці значення в наведені вище формули, одержимо:

$$\begin{aligned} k_{iE} &= -32, R_{BX_E} = 952 \text{ Ом}, \\ k_{U_E} &= -167, R_{ВИХ_E} = 25 \text{ кОм}. \end{aligned}$$

Для порівняння аналогічні оцінки можна зробити й для підсилювача, у якому той же біполярний транзистор увімкнений за схемою зі спільною базою. Перерахувавши значення h -параметрів для схеми із СЕ у h -параметри для схеми із СБ за формулами, наведеними й таблиці 2.1 (Розділ 2, п. 2.4.4) отримаємо, що при $h_{11Б} = 24,3$ Ом, $h_{12Б} = 9,2 \cdot 10^{-4}$, $h_{21Б} = -0,97$ та $h_{22Б} = 1,22 \cdot 10^{-6}$ Сим. Параметри підсилювального каскаду для схеми із СБ становитимуть:

$$\begin{aligned} k_{iБ} &= 0,97, R_{BX_Б} = 24,4 \text{ Ом}, \\ k_{U_Б} &= 168, R_{ВИХ_Б} = 173 \text{ кОм}. \end{aligned}$$

Порівнюючи одержані результати, можна дійти таких висновків:

а) коефіцієнти підсилення за струмом та напругою в підсилювачі зі спільним емітером виявляються від'ємними. Цей факт вказує на те, що такий підсилювач інвертує фазу підсилювального сигналу. А позитивні значення $k_{iБ}$ та $k_{U_Б}$ для СБ – підсилювача означають, що тут фаза підсилювального сигналу інверсії не зазнає;

б) модуль коефіцієнта підсилення за струмом k_{iE} досить великий і близький до h_{21E} , тоді як у СБ – підсилювачі підсилення за струмом просто немає. Що ж до коефіцієнта підсилення за напругою, то їхні модулі в обох випадках майже однакові;

в) упадає в очі значна різниця у величинах вхідного та вихідного опорів: для СЕ – підсилювача $R_{ВИХ}$ більше R_{BX} в 27 разів, а для СБ – підсилювача аж в 7000 разів.

Малий вхідний опір є істотним недоліком підсилювачів на біполярних транзисторах порівняно з польовими. Справа у тому, що вхідний опір каскаду разом з внутрішнім опором генератора R_r утворюють подільник напруги, так що до входу каскаду доходить лише частина тієї напруги e , яку створює джерело вхідного сигналу:

$$v_1 = e \cdot \frac{R_{BX}}{R_r + R_{BX}}.$$

За цією ознакою (тобто за величиною напруги, що доходить до входу каскаду) СБ – підсилювачі значно гірші за СЕ – підсилювачі. Дійсно, якщо за ефективний коефіцієнт підсилення вважати відношення $v_{ВІХ} / e$, то для розглянутого вище прикладу воно буде рівним -138 для підсилювача СЕ і лише 18,3 для СБ – підсилювача.

Великий вихідний опір підсилювального каскаду також є його істотним недоліком, оскільки більша частина його вихідного сигналу буде спадати на внутрішньому вихідному опорі каскаду, не доходячи до входу наступного пристрою, яким цей каскад навантажений. За цими ознаками СБ – підсилювач також програє у порівнянні із СЕ – підсилювачем. Ось чому увімкнення транзистора зі спільним емітером застосовується в підсилювальних схемах значно частіше, ніж увімкнення зі спільною базою. З цієї причини в подальшому ми будемо в основному розглядати підсилювальні каскади, у яких транзистор увімкнений за схемою зі спільним емітером.

Втім, слід відзначити, що підсилювачі зі спільною базою мають і деякі позитивні якості: їм притаманна більш висока порівняно із СЕ – підсилювачами температурна стабільність та здатність успішно працювати до більш високих частот. Їхній великий вихідний опір виявляється інколи не недоліком, а перевагою, наприклад, у схемах резонансних підсилювачів.

3.6.1. Багатокаскадний підсилювач

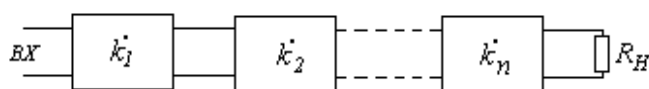


Рис. 3.21

Часто, щоб одержати коефіцієнт підсилення більший, ніж здатний забезпечити окремий

поодинокий каскад, каскади сполучають послідовно, так що сигнал з виходу попереднього каскаду подається на вхід наступного (рис. 3.21).

Загальний коефіцієнт підсилення \dot{K} такого багатокаскадного підсилювача є добутком коефіцієнтів підсилення n складових каскадів:¹³⁾

$$\dot{K} = \dot{k}_1 \cdot \dot{k}_2 \cdot \dots \cdot \dot{k}_n = \prod_{j=1}^{j=n} \dot{k}_j. \quad (3.21)$$

Тут за коефіцієнти підсилення взяті їхні комплексні значення. Модуль коефіцієнта підсилення багатокаскадного підсилювача буде добутком

¹³ Якщо модуль коефіцієнта підсилення виражений у децибелах, то ці значення додаються.

модулів k_j окремих каскадів:

$$|K| = \prod_{j=1}^{j=n} k_j, \quad (3.22)$$

тоді як загальний зсув фази Ψ дорівнюватиме сумі зсувів фаз у цих каскадах

$$\Psi = \sum_{j=1}^{j=n} \psi_j. \quad (3.23)$$

Основна проблема, яка виникає при послідовному сполученні каскадів – це узгодження їхніх вхідних і вихідних опорів. При застосуванні польових транзисторів така проблема не виникає, оскільки їхній вхідний опір дуже великий і, отже, вхід наступного каскаду не навантажує вихід попереднього.

Інша справа у підсилювачах на біполярних транзисторах, у яких вхідний опір зазвичай, набагато менший від вихідного. Тут під величиною k_j слід вважати не коефіцієнт підсилення одного окремо взятого каскаду, а його ж таки коефіцієнт підсилення, коли цей каскад навантажений вхідним опором наступного каскаду. Для цього в формули (3.15) – (3.18) замість R_{H_j} слід підставляти $R_{H_j} \parallel R_{BX_{j+1}}$.¹⁴⁾

Зменшення ефективного опору навантаження призводить до істотного зниження підсилення каскаду. Так, наприклад, для конкретного випадку, розглянутого раніше, модуль коефіцієнту підсилення за напругою для каскаду зі спільним емітером знижується (при врахування вхідного опору наступного каскаду) з 167 до 31.

Якщо ж виконується умова $R_{BX_{j+1}} \ll R_{H_j}$, то навантаженням каскаду можна просто вважати вхідний опір наступного каскаду. У випадку ідентичних каскадів в формулі (3.17) R_{BX} та R_H скорочуються і коефіцієнт підсилення каскаду за напругою виявляється рівним коефіцієнту підсилення за струмом.

Для підсилювача зі спільною базою (СБ), у якого $k_{i_b} \approx |h_{21_b}| < 1$, це призводить до того, що коефіцієнт підсилення за напругою багатокаскадного підсилювача взагалі стає меншим від одиниці. Звідси випливає, що побудова багатокаскадного підсилювача з безпосередньо сполучених між собою каскадів, у яких транзистори увімкнені за схемою зі спільною базою, не має сенсу.

3.7. Частотні властивості підсилювального каскаду на біполярному транзисторі

При аналізі частотних властивостей підсилювача на біполярному транзисторі доводиться рівною мірою враховувати як вплив реактивних параметрів схеми (вихідну ємність каскаду), так і інерційність самого

¹⁴⁾ За винятком останнього каскаду.

транзистора, на відміну від підсилювача на польовому транзисторі, де інерційністю самого транзистора нехтують. Тому у випадку підсилювача на біполярному транзисторі аналіз виявляється значно складнішим порівняно з аналізом підсилювача на польовому транзисторі, де основна роль у формуванні частотних властивостей належить реактивним параметрам схеми.

Інерційність біполярного транзистора визначається, в першу чергу, дифузійною ємністю відкритого емітерно-базового переходу C_E , крім того, необхідно враховувати існування й бар'єрної ємності закритого колекторно-базового переходу C_K . До реактивних параметрів схеми, як правило, відносять ємність навантаження, яка шунтує опір навантаження R_H .

Варто відзначити, що детальний розгляд АЧХ та ФЧХ підсилювача на біполярному транзисторі знаходиться поза межами даного курсу. Тому розглянемо лише кінцеві формули:

- коефіцієнт підсилення в області високих частот:

Для коефіцієнта підсилення в області високих частот з урахуванням інерційних властивостей транзистора отримано залежність:

$$\dot{k}(\omega) = \frac{V_{ВХ}}{V_{ВХ}} = -\frac{h_{21E}}{h_{11E}} \cdot \frac{R_H}{1 + j \cdot \omega \cdot \tau_E} = k_0 \cdot \frac{1}{1 + j \cdot \omega \cdot \tau_E}, \quad (3.24)$$

де $k_0 = -\frac{h_{21E}}{h_{11E}} \cdot \frac{R_H}{1 + h_{22E} \cdot R_H}$ – одержаний раніше коефіцієнт підсилення каскаду в області середніх частот, $R_H = r_H \parallel h_{22E}$, а

$\tau_E = [(r_{Б1Б} + R_T) \parallel r_{Б1E}] \cdot [C_E + C_K \cdot S \cdot R_H]$ – ефективна стала часу. Частотна залежність коефіцієнта підсилення подібна до частотної залежності, одержаної вище, для підсилювача на польовому транзисторі (див. формулу (3.7)), отже, при відсутності ємності у вихідному колі ($C_H = 0$), верхня гранична частота, на якій підсилення каскаду становитиме $k_0 / \sqrt{2}$, буде дорівнювати $\omega_B = 1 / \tau_E$.

Якщо ж урахувати наявність ємності C_H , то замість R_H в формулу (3.24) слід підставити повний опір навантаження, який тепер становитиме:

$$Z_H = (R_H \parallel \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_H}) = \frac{R_H}{1 + j \cdot \omega \cdot \tau_H},$$

де $\tau_H = R_H \cdot C_H$ – стала часу навантаження.

Отже, загальний коефіцієнт підсилення каскаду є:

$$\dot{k}(\omega) = k_0 \cdot \frac{1}{1 + j \cdot \omega \cdot \tau_E} \cdot \frac{1}{1 + j \cdot \omega \cdot \tau_H}. \quad (3.25)$$

У першому наближенні сталі часу можна об'єднати й звести одержаний вираз до вигляду:

$$\dot{k}(\omega) = k_0 \cdot \frac{1}{1 + j \cdot \omega \cdot \tau}, \quad (3.26)$$

де $\tau = \tau_E + \tau_H$ – загальна стала часу підсилювального каскаду; вона

дорівнює сумі сталих часу транзистора і навантаження. Верхня гранична частота каскаду тепер дорівнюватиме $\omega_B = 1/\tau$, а вигляд АЧХ та ФЧХ в області високих частот буде такий самий, як для підсилювача на польовому транзисторі.

- коефіцієнт підсилення в області низьких частот:

Поведінка коефіцієнта підсилення в області низьких частот була докладно розглянута вище для каскаду на польовому транзисторі. Тому варто обмежитися лише коротким повторенням викладеного вище стосовно до підсилювального каскаду на біполярному транзисторі, схема якого наведена на рис. 3.3.

В області низьких частот коефіцієнт підсилення подібного підсилювача знижується через наявність на його вході розділової ємності C_{P_1} , яка разом із вхідним опором каскаду $R_{BX} = R_B \parallel h_{11E}$ утворює RC -ділник напруги. Він поділяє вхідну напругу в κ разів, де:

$$\kappa = \frac{R_{BX}}{R_{BX} + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_{P_1}}}.$$

Загальний коефіцієнт підсилення буде тепер у κ разів меншим від “чистого” коефіцієнта підсилення k_0 . Таким чином, модуль коефіцієнта підсилення $|k(\omega)|$ в області низьких частот дорівнюватиме

$$|k(\omega)| = \frac{k_0}{\sqrt{1 + \frac{1}{(\omega \cdot \vartheta)^2}}}, \quad (3.27)$$

де $\vartheta = C_{P_1} \cdot R_{BX}$ – стала часу вхідного кола каскаду. Нижньою граничною частотою слід вважати $\omega_H = 1/\vartheta$. На цій частоті коефіцієнт підсилення знижується в $\frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0,71$ разів порівняно з k_0 – коефіцієнтом підсилення на середніх частотах.

Оскільки вхідний опір біполярного транзистора зазвичай, невеликий, порівняно з вхідним опором польового транзистора, то для успішної роботи каскаду аж до досить низьких частот, розділову ємність доводиться робити достатньо великою, порядку десятків, а то й сотень мікрофарад.

3.8. Поняття зворотного зв'язку.

Його вплив на параметри та характеристики підсилювачів

Уперше чітке поняття про зворотний зв'язок (33) з'явилося саме в радіоелектроніці. Звідси воно було запозичене теорією автоматичного регулювання та кібернетикою. У широкому плані 33 як вплив результатів певного процесу на умови його протікання став за нашого часу фундаментальним поняттям, якому належить важлива роль у

4.5.7. Режими підсилювачів

Режимом називається сукупність напруг та струмів електродів транзистора, які визначають місцеположення робочої точки.

У залежності від місцеположення робочої точки та форми сигналу, яку треба одержати, підсилювач може працювати в режимах *A*, *B*, *C*, *D* та *E*, а також у комбінованих режимах, наприклад *AB*.

4.5.7.1. Режим *A*

У режимі *A* робоча точка РТ (точка спокою) лежить на середині ділянки 1–2 лінії навантаження (рис. 4.81), через що відтворюються обидві напівхвилі сигналу: і позитивна, і негативна.

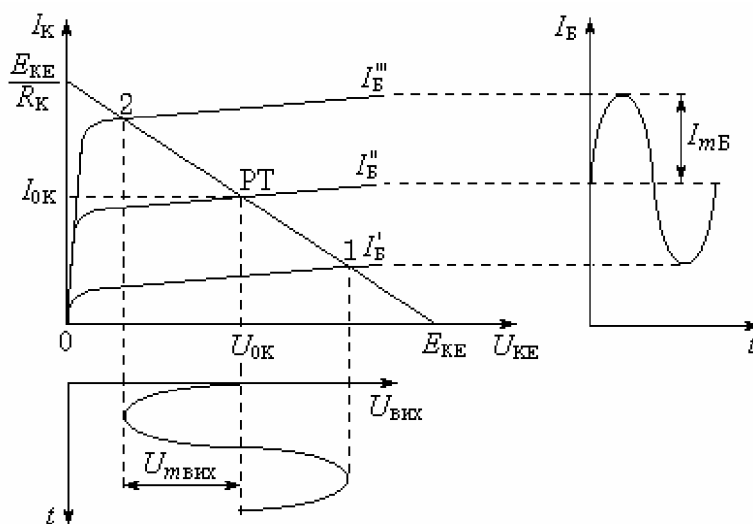


Рис. 4.81. Діаграма роботи підсилювача в режимі *A*

Тому спотворення сигналу в режимі *A* найменші. У цьому значна перевага режиму *A* і через це режим *A* використовується переважно у вхідних та вимірювальних підсилювачах.

Не зважаючи на важливі переваги режиму *A*, він має суттєві недоліки, основні з яких наступні:

- щоб відтворити обидві напівхвилі, напруга живлення E_{KE} має перевищувати амплітуду сигналу вдвічі ($E_{KE} > 2U_{mВКХ}$), тобто бути відносно високою;
- велике струмоспоживання зумовлене тим, що в робочій точці струм $I_{0К}$ протікає завжди, незалежно від наявності чи відсутності сигналу;
- малий коефіцієнт корисної дії (ККД), максимальне значення якого не перевищує 25% (див. п. 4.4.9.1)

Тому режим *A* доцільно використовувати тільки в малопотужних каскадах, наприклад, у вхідних, де потужність незначна.

Основною причиною малого ККД є великий струм спокою $I_{0К}$ (див. рис. 4.81), який протікає незалежно від того, чи є сигнал, чи його нема,

великий він чи малий. Якби здійснити залежність I_{0K} від амплітуди сигналу, то ККД можна було б збільшити. Це реалізується у режимі B .

Щодо схем підсилювачів режиму A , то ними є усі, що розглянуті раніше.

4.5.7.2. Режим B

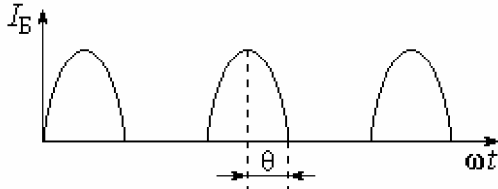


Рис. 4.82. Форма струму бази в режимі B

Режим B характеризується так званим *кутом відсікання* θ . Для режиму B кут відсікання становить $\theta = \frac{\pi}{2}$ (рис. 4.82).

Це означає, що в одному підсилювачі підсилюється тільки одна з двох напівхвиль сигналу.

Щоб відтворити повністю сигнал, треба мати ще один інший підсилювач, тобто підсилювач режиму B має бути двоканальним.

З діаграми роботи одного з двох каналів, що наведена на рис. 4.83 видно, що для здійснення режиму B , робоча точка РТ має вибиратися на характеристиці $I_{0B} = 0$.

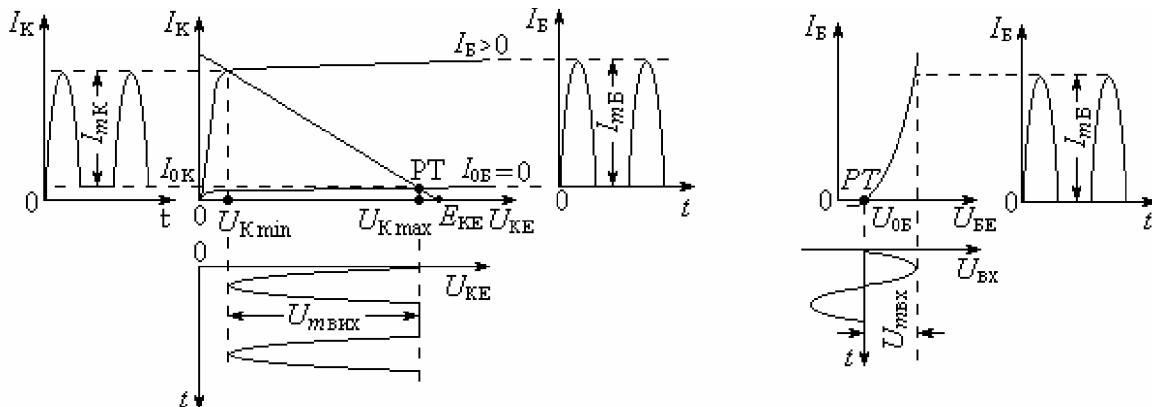


Рис. 4.83. Діаграма роботи підсилювача в режимі B

Знайдемо ККД підсилювача в режимі B . Він визначається, як і в режимі A :

$$\eta_B = \frac{P_{\text{вих}}}{P_{\text{вт}}} \quad (4.167)$$

Зважаючи на те, що на виході підсилювача діє лише одна напівхвиля, вихідну потужність одного підсилювача знайдемо, як

$$P_{\text{вих}} = \frac{1}{4} \frac{U_{m\text{вих}}^2}{R_K} \quad (4.168)$$

Потужність витрат становить

$$P_{\text{вт}} = E_{\text{к}} I_{0\text{к}}. \quad (4.169)$$

Постійна складова колекторного струму залежить від амплітуди струму колектора і визначається, як

$$I_{0\text{к}} = \frac{I_{\text{мк}}}{\pi}, \quad (4.170)$$

З урахуванням того, що $U_{\text{мвих}} \approx E_{\text{ке}}$, амплітуда колекторного струму становить

$$I_{\text{мк}} \cong \frac{E_{\text{к}}}{R_{\text{к}}}. \quad (4.171)$$

На підставі формул (4.167) ... (4.171) знаходимо, що в режимі *B* максимальний ККД становить

$$\eta_B = \frac{\pi}{4} = 0,75, \quad (4.172)$$

тобто втричі більше, ніж у режимі *A*.

Схема підсилювача режиму *B* наведена на рис. 4.84.

Тут *VT1* та *VT2* – транзистори, на яких створені відповідно перший та другий канали підсилення.

Подільники *R1*, *R2* та *R4*, *R3* створюють напруги живлення баз, $U_{\text{Б1}} = U_{0\text{Б}}$ та $U_{\text{Б2}} = U_{0\text{Б}}$ (див. рис. 4.83), тобто визначають робочі точки, в яких транзистори *VT1* та *VT2* виводяться на межі відкриття.

За допомогою змінного резистора *R5* симетрують канали.

Підсилювач режиму *B* працює наступним чином.

У початковому стані, тобто за відсутності сигналу ($U_{\text{вх}} = 0$) обидва транзистори *VT1* та *VT2* закриті. Тому за відсутності сигналу, наприклад, у паузах, струму $I_{\text{к}}$ немає.

Через це додатково підвищується ККД, тому що при $I_{\text{к}} = 0$ підсилювач не споживає енергії.

З поданням сигналу напруги обмоток W_1 та W_2 протилежні. Якщо, наприклад, напруга обмотки W_1 позитивна, то транзистор *VT1* відкритий, а *VT2* – закритий. Через це в інтервалі моментів $t_1 \dots t_2$ (рис. 4.85) на виході $U_{\text{к1}}$ сигнал є, а на виході $U_{\text{к2}}$ сигналу немає.

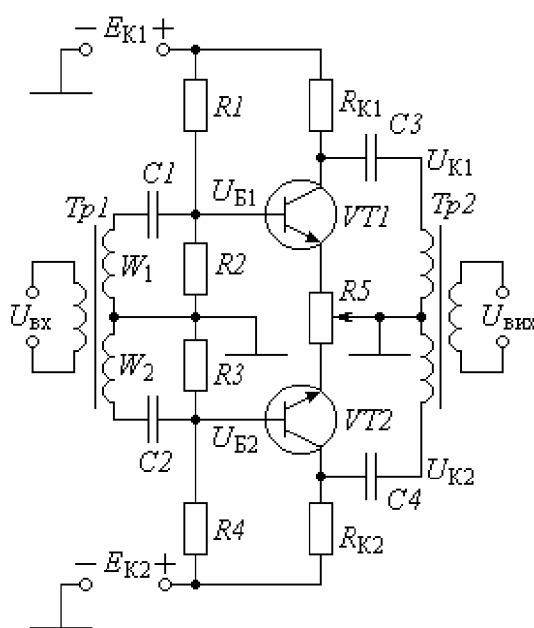
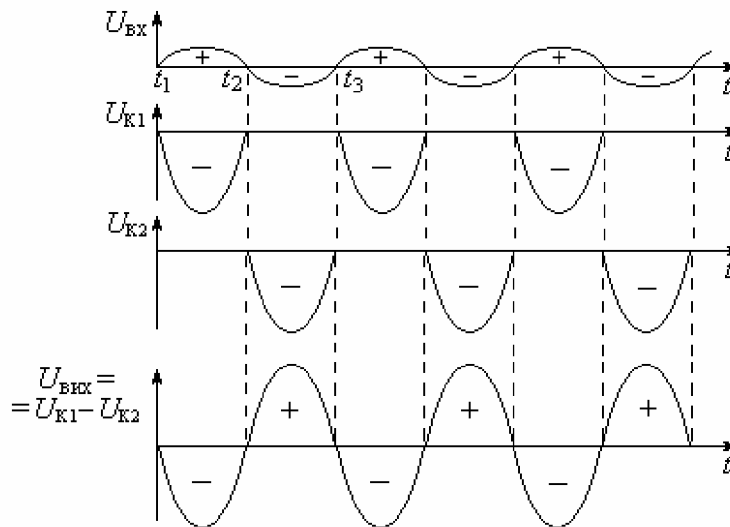


Рис. 4.84. Принципова схема підсилювача режиму *B*

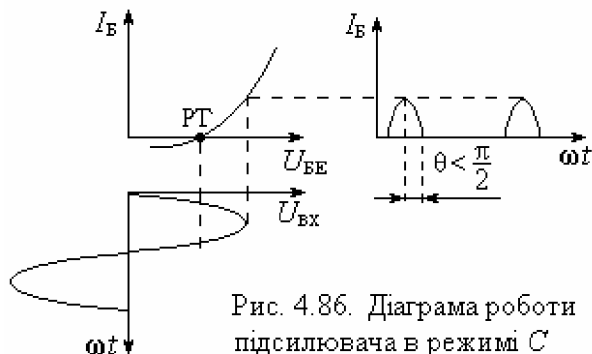
Рис. 4.85. Відтворення сигналу в підсилювачі режиму *B*

Через напівперіод полярність вхідного сигналу зміниться на протилежну. Тому напруга обмотки W_2 стане позитивною і відкриє транзистор VT_2 , а негативна напруга обмотки W_1 закриє транзистор VT_1 . Тому в інтервалі моментів $t_2 \dots t_3$ на виході U_{K2} сигнал є, а на виході U_{K1} сигналу немає. Різниця потенціалів U_{K1} та U_{K2} відтворює повний вихідний сигнал $U_{\text{вих}} = U_{K1} - U_{K2}$ без будь-яких спотворень.

4.5.7.3. Режим *C*

Режим *C* визначається таким вибором робочої точки, за якого кут відсікання становить $\theta < \frac{\pi}{2}$ (рис. 4.86).

Цей режим можна здійснити, якщо в схемі, яка наведена на рис. 4.83, вилучити резистор R_1 .

Рис. 4.86. Діаграма роботи підсилювача в режимі *C*

Режим *C* створює значну частку вищих гармонік ($2\omega, 3\omega \dots$) і тому в резистивних підсилювачах не використовується. Він забезпечує високий ККД у підсилювачах та автогенераторах, які містять коливальні системи. Тому далі режим *C* буде розглядатися при вивченні автогенераторів.

4.5.7.4. Режим *D*

Режим *D* називається ще *ключовим*, тому що в ньому транзистор виконує роль ключа, тобто він або повністю відкритий і замикає коло, або

повністю закритий і саме тим розриває коло.

У відкритому стані транзистора через нього протікає значний струм, а напруга на транзисторі мала. У закритому стані майже вся напруга живлення падає на транзисторі, а струм дуже малий. Тому як у закритому, так і у відкритому станах транзистора втрати підсилювача режиму D нехтовно малі, через що ККД значний і перевищує 90%.

Режим D характеризується тим, що вихідним сигналом $U_{\text{вих}}$ підсилювача є прямокутні біполярні імпульси (рис. 4.87).

Підсилення гармонічних сигналів у режимі D неможливе.

Перевагою режиму D є високий ККД, а недоліком є біполярні імпульси, що потребує ускладнення схеми підсилювача через потребу двох різнополярних джерел живлення. Цього недоліку позбавлені підсилювачі режиму E .

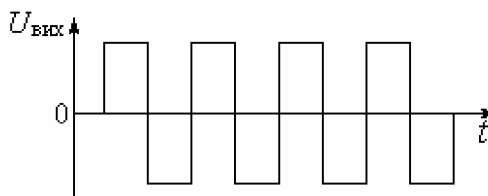


Рис. 4.87. Часова діаграма роботи підсилювача режиму D

4.5.7.5. Режим E

Режим E , як і режим D , обробляє сигнали тільки прямокутної форми і має високий ККД, який досягає 90 – 95%.

Режим E характеризується тим, що вихідним сигналом $U_{\text{вих}}$ підсилювача є прямокутні однополярні імпульси (рис. 4.88), через що підсилювач живиться тільки від одного джерела.

Через цю однополярність вихідного сигналу режим E здобув найширшого розповсюдження в цифрових схемах, які розглядатимуться нижче в розділах 8 ... 13.

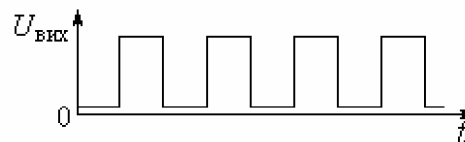


Рис. 4.88. Часова діаграма роботи підсилювача режиму E

Контрольні питання

- 4.1. Наведіть схему підсилювача на тріоді та поясніть наявність підсилення.
- 4.2. Наведіть схему підсилювача на пентоді та поясніть наявність підсилення.
- 4.3. Поясніть вибір робочої точки для неспотвореного підсилення.
- 4.4. Наведіть умовні позначення біполярних транзисторів типів $p-n-p$ та $n-p-n$.
- 4.5. Наведіть структуру біполярних транзисторів типів $p-n-p$ та $n-p-n$.
- 4.6. Наведіть основні схеми включення біполярних транзисторів типів $p-n-p$ та $n-p-n$ з СБ та СЕ.
- 4.7. Перелічіть струми транзистора.
- 4.8. Наведіть вирази для коефіцієнтів передавання струму в схемах з

Розділ 6

ЗВОРОТНИЙ ЗВ'ЯЗОК

6.1. Загальні положення

Зворотним називається зв'язок, який забезпечує передачу сигналу з вихідного кола у вхідне.

У підсилювачах зворотний зв'язок (ЗЗ) використовується для поліпшення якісних показників: підвищення стабільності режиму, стабілізації коефіцієнта підсилення, зменшення спотворень тощо.

На рис. 6.1 наведена структурна схема підсилювача зі зворотним зв'язком. Вона містить підсилювач П, до входу якого підключене джерело сигналу ДС, а до виходу – навантаження Н. З виходу (вузол 2) відбирається частина сигналу (струму або напруги) і через чотириполюсник зворотного зв'язку В подається до входу підсилювача П (вузол 1). На вході у вузлі 1 напруга сигналу U_c та зворотного зв'язку $U_{зз}$ складаються.

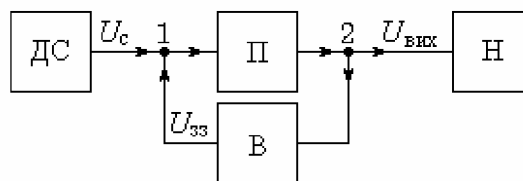


Рис. 6.1. Структурна схема підсилювача зі зворотним зв'язком

Якщо фази U_c та $U_{зз}$ збігаються, то результуюча напруга на вході П зростає в порівнянні з U_c . Такий ЗЗ називається *додатним*.

Якщо фази U_c та $U_{зз}$ протилежні, то ЗЗ зменшує напругу вузлів 1 і 2. Такий ЗЗ називається *від'ємним*.

Не слід протиставляти корисність додатного та від'ємного ЗЗ. Кожний з них має своє призначення. Наперед зазначимо, що від'ємний ЗЗ використовується переважно в підсилювачах, а додатний – в генераторах.

Визначимо коефіцієнт передавання підсилювача зі зворотним зв'язком.

З рис. 6.1 видно, що на вході підсилювача П діє сума сигналів $U_c + U_{зз}$. Тоді вихідна напруга становить

$$U_{\text{вих}} = K(U_c + U_{зз}). \quad (6.1)$$

де K – коефіцієнт передавання підсилювача П без зворотного зв'язку.

Якщо чотириполюсник ЗЗ має коефіцієнт передавання B , то вихідна напруга визначиться як

$$U_{\text{вих}} = K(U_c + BU_{\text{вих}}). \quad (6.2)$$

Вирішуючи (6.2) відносно $U_{\text{вих}}$, знаходимо коефіцієнт передавання підсилювача зі зворотним зв'язком:

$$K_{зз} = \frac{U_{\text{вих}}}{U_c} = \frac{K}{1 - BK}. \quad (6.3)$$

Знаменник $1 - BK$ називається *глибиною зворотного зв'язку*, а BK – *петльовим підсиленням*.

Зворотний зв'язок, для якого $BK < 0$, є *від'ємним*. Тоді з (6.3) видно,

що $K_{33} < K$, тобто від'ємний ЗЗ зменшує коефіцієнт підсилення. Це зменшення не є недоліком, яким воно було на початку становлення радіоелектроніки. Зараз у багатьох випадках виникає необхідність зменшити підсилення, що й досягається від'ємним ЗЗ. Крім того, від'ємний ЗЗ покращує основні показники підсилювача.

Зворотний зв'язок, для якого $BK > 0$, є *додатним*. Тоді з (3) видно, що $K_{33} > K$, тобто додатний ЗЗ збільшує коефіцієнт підсилення і при $BK = +1$ перетворює його у нескінченність. Це означає, що при $U_c = 0$ вихідна напруга $U_{\text{вих}} \neq 0$, тобто є вихідний сигнал при відсутності вхідного. Це спостерігається в автогенераторах і наявність додатного ЗЗ є необхідною умовою для їхнього самозбудження.

Забезпечення додатного або від'ємного ЗЗ здійснюється полярністю включення чотириполюсника ЗЗ.

Щодо видів ЗЗ, то він може бути:

- паралельним по входу і виходу;
- послідовним по входу і виходу;
- паралельним по входу і послідовним по виходу;
- послідовним по входу і паралельним по виходу.

6.2. Вплив від'ємного ЗЗ на вхідний та вихідний опори

6.2.1. Паралельний ЗЗ по входу і виходу

Схема підсилювача з паралельним ЗЗ по входу і виходу наведена на рис. 6.2.

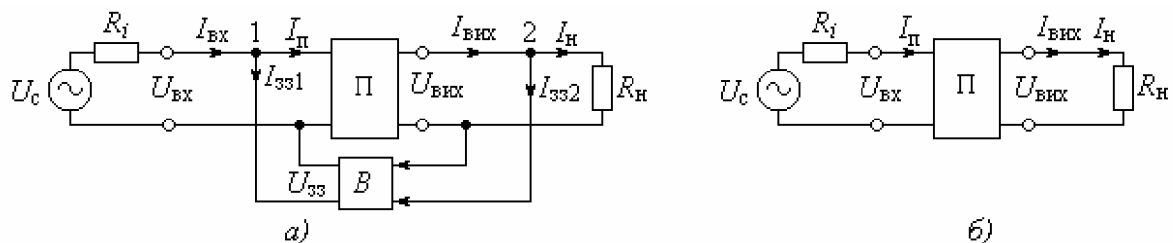


Рис. 6.2. Схеми підсилювачів: а – з паралельним ЗЗ за напругою; б – без ЗЗ

Тут підсилювач П охоплений зворотним зв'язком за напругою $U_{\text{вих}}$ через чотириполюсник В, вихід якого підключений паралельно до входу П. Тому на вході здійснюється ЗЗ також за напругою.

Позначення на схемі:

U_c – напруга, яку треба підсилити;

R_i – опір джерела напруги U_c ;

R_n – опір навантаження.

Визначимо вхідний $R_{\text{вх}}$ та вихідний $R_{\text{вих}}$ опори підсилювача зі ЗЗ за напругою на вході й виході. У цій схемі можна здійснити ЗЗ, якщо на вході й виході немає короткого замикання, тобто $R_i > 0$ та $R_n > 0$.

Вхідний опір для схеми підсилювача (рис. 6.2,а) становить

$$R_{\text{BX } 33} = \frac{U_{\text{BX}}}{I_{\text{BX}}}, \quad (6.4)$$

де U_{BX} та I_{BX} – вхідні відповідно напруга й струм.

Оскільки 33 від'ємний, то він створює струм I_{331} , який витікає з вузла 1. Тоді за законом Кірхгофа маємо

$$I_{\text{BX}} = I_{\Pi} + I_{331}. \quad (6.5)$$

Підставляючи (6.5) в (6.4), одержуємо

$$R_{\text{BX } 33} = \frac{U_{\text{BX}}}{I_{\Pi} + I_{331}}, \quad (6.6)$$

де I_{Π} – вхідний струм підсилювача Π без 33.

Знайдемо вхідний опір підсилювача без 33 (рис. 6.2,б):

$$R_{\text{BX}} = \frac{U_{\text{BX}}}{I_{\Pi}}. \quad (6.7)$$

Зіставляючи (6.6) та (6.7) переконуємося в тому, що

$$R_{\text{BX } 33} < R_{\text{BX}}, \quad (6.8)$$

тобто паралельний від'ємний зв'язок зменшує вхідний опір підсилювача.

Аналогічно визначимо вихідний опір підсилювача зі 33:

$$R_{\text{ВИХ } 33} = \frac{U_{\text{ВИХ}}}{I_{\text{ВИХ}}} = \frac{U_{\text{ВИХ}}}{I_{\text{H}} + I_{332}}. \quad (6.9)$$

Для підсилювача без 33 (рис. 6.2,б) маємо

$$R_{\text{ВИХ}} = \frac{U_{\text{ВИХ}}}{I_{\text{ВИХ}}} = \frac{U_{\text{ВИХ}}}{I_{\text{H}}}. \quad (6.10)$$

З формул (6.9) та (6.10) випливає, що

$$R_{\text{ВИХ } 33} < R_{\text{ВИХ}}, \quad (6.11)$$

тобто паралельний від'ємний зв'язок зменшує вихідний опір підсилювача.

Знайдемо вхідний та вихідний опори підсилювача з паралельним зворотним від'ємним зв'язком.

$$R_{\text{BX } 33} = \frac{U_{\text{BX}}}{I_{\text{BX } 33}}. \quad (6.12)$$

Тут $I_{\text{BX } 33}$ – вхідний струм підсилювача зі зворотним зв'язком, який в $(1 + BK)$ разів більший за вхідний струм I_{BX} без 33, тобто

$$I_{\text{BX } 33} = I_{\text{BX}} (1 + BK). \quad (6.13)$$

Підставляючи (6.12) в (6.13), одержуємо

$$R_{\text{BX } 33} = \frac{U_{\text{BX}}}{I_{\text{BX}} (1 + BK)}, \quad (6.14)$$

де

$$\frac{U_{\text{BX}}}{I_{\text{BX}}} = R_{\text{BX}} \quad (6.15)$$

вхідний опір підсилювача без ЗЗ.

Підставляючи (6.15) в (6.14), маємо

$$R_{\text{BX } 33} = \frac{R_{\text{BX}}}{1 + BK}. \quad (6.16)$$

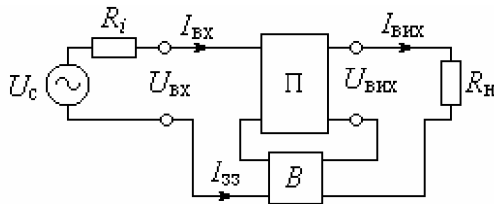
Аналогічним чином знаходимо

$$R_{\text{ВІХ } 33} = \frac{R_{\text{ВІХ}}}{1 + BK}. \quad (6.17)$$

Таким чином, зворотний зв'язок зменшує вхідний та вихідний опори підсилювача в глибину зворотного зв'язку $(1+BK)$ разів.

6.2.2. Послідовний зв'язок по входу і виходу

Схема підсилювача з послідовним зворотним зв'язком по входу й виходу наведена на рис. 6.3. Вхідний опір підсилювача визначиться як



$$R_{\text{BX } 33} = \frac{U_{\text{BX}}}{I_{\text{BX}}}. \quad (6.18)$$

Рис. 6.3. Схема підсилювача з послідовним ЗЗ за струмом

Оскільки ЗЗ від'ємний, то струми $I_{\text{BX } 33}$ та $I_{\text{ЗЗ}}$ протилежні, через що

$$I_{\text{BX}} = I_{\text{BX } 33} - I_{\text{ЗЗ}}. \quad (6.19)$$

Підставляючи (6.19) у (6.18), одержуємо

$$R_{\text{BX } 33} = \frac{U_{\text{BX}}}{I_{\text{BX } 33} - I_{\text{ЗЗ}}}. \quad (6.20)$$

З формули (6.20) випливає, що послідовний від'ємний зворотний зв'язок зменшує вхідний струм, через що вхідний опір підсилювача зростає.

Щодо вихідного струму, то він є наслідком підсилення вхідного струму в K_I разів: $I_{\text{ВІХ}} = K_I I_{\text{ВІХ}}$. Оскільки від'ємний ЗЗ зменшує $I_{\text{ВІХ}}$ (6.19), то $I_{\text{ВІХ}}$ також зменшується, через що зростає $R_{\text{ВІХ}}$.

Знайдемо вхідний та вихідний опори підсилювача з послідовним від'ємним зворотним зв'язком.

$$R_{\text{BX } 33} = \frac{U_{\text{BX}}}{I_{\text{BX } 33}}. \quad (6.21)$$

Тут $I_{\text{BX } 33}$ – вхідний струм підсилювача зі зворотним зв'язком, який в $(1 + BK)$ разів менший за вхідний струм $I_{\text{ВІХ}}$ без ЗЗ, тобто

$$I_{\text{вх}} = \frac{I_{\text{вх}}}{1 + BK}. \quad (6.22)$$

Підставляючи (6.22) в (6.21), одержуємо

$$R_{\text{вх зз}} = R_{\text{вх}} (1 + BK). \quad (6.23)$$

Аналогічними діями знаходимо вихідний опір

$$R_{\text{вих зз}} = R_{\text{вих}} (1 + BK). \quad (6.24)$$

Тут $R_{\text{вх}}$ та $R_{\text{вих}}$ – відповідно вхідний та вихідний опори підсилювача без ЗЗ.

Отже, послідовний від'ємний зворотний зв'язок збільшує вхідний та вихідний опори підсилювача в глибину зворотного зв'язку $(1 + BK)$ разів.

6.3. Вплив від'ємного ЗЗ на внутрішні завади (наведення)

Внутрішні завади (наведення) діють не на вході підсилювача, а виникають десь у його середині через кола живлення, внаслідок нелінійних спотворень, наведень паразитних ЕРС тощо.

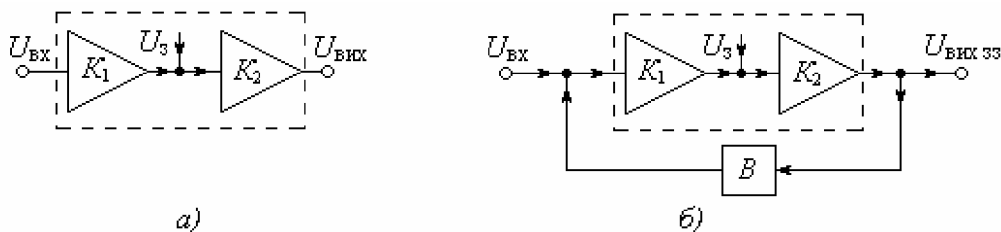


Рис. 6.4. Діяння завади U_3 в підсилювачах:

а – без зворотного зв'язку, б – зі зворотним зв'язком

Розподілимо загальний коефіцієнт підсилення K на K_1 та K_2 (рис. 6.4):

$$K = K_1 K_2, \quad (6.25)$$

де K_1 – коефіцієнт підсилення до місця виникнення завади;

K_2 – коефіцієнт підсилення за місцем виникнення завади.

У підсилювачі без ЗЗ (рис. 6.4,а) напруга завади U_3 потрапляє до виходу, підсилюючись у K_2 разів:

$$U_{\text{з вих}} = K_2 U_3. \quad (6.26)$$

Якщо ж підсилювач охоплений зворотним зв'язком B (рис. 6.4,б), то частка завади після проходження кола ЗЗ (K_2 ; B та K_1) повертається в місце виникнення U_3 у протифазі і віднімається від U_3 . Тому на виході підсилювача з від'ємним ЗЗ напруга завади становить

$$U_{3 \text{ вих } 33} = K_2 U_3 - K_2 B K_1 U_3. \quad (6.27)$$

Зіставляючи (6.26) та (6.27), переконуємося в тому, що $U_{3 \text{ вих } 33} < U_{3 \text{ вих}}$, тобто від'ємний зворотний зв'язок зменшує вплив внутрішніх завад.

Якщо за напругу завади U_3 мати суму вищих гармонік $\sum_{n=2}^{\infty} U_n$, які виникли через нелінійні спотворення, то можна записати, що

$$U_3 = \sum_{n=2}^{\infty} U_n. \quad (6.28)$$

Тоді на виході підсилювача без 33 діє сума напруг вищих гармонік

$$U_{\Gamma \text{ вих}} = K_2 \sum_{n=2}^{\infty} U_n. \quad (6.29)$$

На виході ж підсилювача з від'ємним зворотним зв'язком коло 33 повертає $U_{\Gamma \text{ вих}}$ в місце виникнення у протифазі (рис. 6.4,б), через що сума напруг вищих гармонік становить

$$U_{\Gamma \text{ вих } 33} = K_2 \sum_{n=2}^{\infty} U_n - K_2 B K_1 \sum_{n=2}^{\infty} U_n. \quad (6.30)$$

Зіставляючи (6.30) та (6.29), переконуємося в тому, що $U_{\Gamma \text{ вих } 33} < U_{\Gamma \text{ вих}}$, тобто від'ємний зворотний зв'язок зменшує нелінійні спотворення.

Можна показати, що від'ємний 33 зменшує коефіцієнт гармонік у $(1+BK)$ разів:

$$k_{\Gamma 33} = \frac{k_{\Gamma}}{1+BK}. \quad (6.31)$$

6.4. Транзисторні каскади з від'ємним 33

6.4.1. Емітерні повторювачі

Коефіцієнт передавання напруги ідеального повторювача дорівнює одиниці: $K_U = 1$, тобто вихідна й вхідна напруги збігаються. Повторювачі

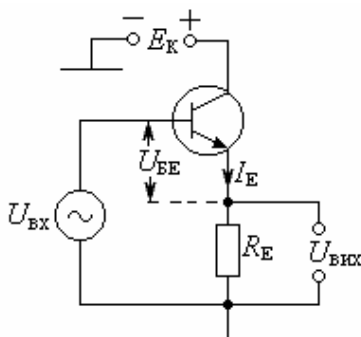


Рис. 6.5. Емітерний повторювач

призначені для узгодження високого опору джерела сигналу з низьким вхідним опором наступного каскаду. Це забезпечує підсилення струму й потужності при збереженні вхідної напруги. З цього слід, що повторювач повинен мати високий вхідний та низький вихідний опори.

На рис. 6.5 наведена схема емітерного повторювача. Він відрізняється від підсилювача зі спільним емітером лише тим, що опір навантаження R_E включений в коло емітера.

Емітерний повторювач працює таким самим

транзистор, вхідний опір якого сягає 10^{14} Ом, то опір R може бути величиною порядку $10^{12} - 10^{13}$ Ом. Опір вимірювального приладу при $R_{\Pi} \approx 10^2$ Ом може становити $10^2 - 10^3$ Ом. Отже, скажімо, при $k_U=10^3$, $R = 10^{12}$ Ом та $R_{\Pi} = 10^3$ Ом коефіцієнт підсилення за струмом k_i може бути порядку 10^{12} . Тобто звичайним стрілковим міліамперметром можна буде вимірювати струми порядку $10^{-14} - 10^{-15}$ А. Такі підсилювачі постійного струму широко застосовуються у фізичних експериментах.

Слід однак мати на увазі, що величина вимірюваного струму i не повинна залежати від величини опору R , отже треба припустити, що внутрішній опір джерела вимірюваного струму повинний бути ще набагато більшим від R .

Ще одне зауваження полягає в тому, що постійна часу вхідного кола таких підсилювачів $\tau_{BX} = R \cdot C_{BX}$, де C_{BX} – вхідна ємність. Легко оцінити, що ця постійна часу при C_{BX} порядку кількох пікофарад становитиме десятки секунд, тобто ці підсилювачі є дуже інерційними.

3.15. Диференціальний підсилювач

Зображена на рис. 3.37 схема балансного ППН має одну цікаву властивість: якщо на базу транзистора $VT1$ подати вхідний сигнал v_{BX1} , а на базу $VT2$ – другий вхідний сигнал v_{BX2} , то вихідний сигнал буде пропорційним до різниці цих вхідних сигналів:

$$v_{ВИХ} = k \cdot (v_{BX2} - v_{BX1}). \quad (3.54)$$

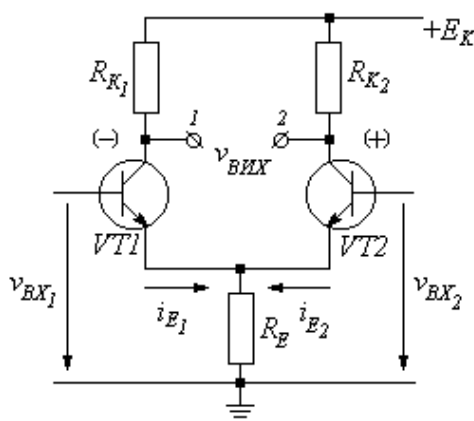


Рис. 3.39

Підсилювач з такими властивостями називається диференціальним підсилювачем (ДП); такі підсилювачі широко застосовуються у різноманітних радіоелектронних пристроях.

Спрощена схема диференціального підсилювача зображена на рис. 3.39. Сигнальна складова напруги на першому виході¹⁸ $v_{ВИХ1} = \Delta U_{K1} = -i_{K1} \cdot R_{K1}$, а на другому виході $v_{ВИХ2} = \Delta U_{K2} = -i_{K2} \cdot R_{K2}$. Нехай $R_{K1} = R_{K2} = R_K$. Різницева напруга

між виходами:

$$v_{ВИХ} = v_{ВИХ1} - v_{ВИХ2} = -R_K \cdot (i_{K1} - i_{K2}). \quad (3.55)$$

Величини колекторних струмів приблизно дорівнюють величинам емітерних струмів відповідних транзисторів: $i_{K1,2} \approx i_{E1,2}$.

Якщо емітерний опір R_E достатньо великий, струм в нього практично не відгалужується і можна вважати, що $i_{E1} = -i_{E2} = i_E$. Але величина

¹⁸ По відношенню до загального провідника, яким щодо сигналів можна вважати $+E_K$.

емітерних струмів визначається різницею напруг $v_{BX_1} - v_{BX_2}$ на входах транзисторів:

$$i_E = \frac{v_{BX_1} - v_{BX_2}}{2 \cdot h_{11E}}, \quad (3.56)$$

де h_{11E} - вхідний опір транзистора для емітерного струму. Підставляючи (3.56) в (3.55), дістанемо:

$$v_{ВИХ} = - \frac{R_K}{h_{11E}} \cdot (v_{BX_1} - v_{BX_2}) = - k_P \cdot (v_{BX_1} - v_{BX_2}), \quad (3.57)$$

де k_P - різницевий коефіцієнт підсилення. Відповідно для виходів 1 та 2 коефіцієнти підсилення дорівнюватимуть:

$$k_{P_1} = \frac{v_{ВИХ_1}}{v_{BX_1} - v_{BX_2}} = - \frac{R_K}{2 \cdot h_{11E}}; \quad k_{P_2} = \frac{v_{ВИХ_2}}{v_{BX_1} - v_{BX_2}} = \frac{R_K}{2 \cdot h_{11E}}.$$

Зроблене вище припущення щодо великого значення R_E має, очевидно, такий сенс: $R_E \gg h_{11E}$.

Таким чином, ми з'ясували, що у ідеальному випадку (коли умова $R_E \gg h_{11E}$ виконується), сигнали на виходах 1 і 2 визначаються лише різницею вхідних напруг v_{BX_1} та v_{BX_2} . Однак, у реальному приладі на значенні вихідних сигналів $v_{ВИХ_1}$ та $v_{ВИХ_2}$ все ж таки може позначатися і абсолютна величина вхідних сигналів.

Вхідні сигнали v_{BX_1} та v_{BX_2} можна розкласти на різницеву v_{BX_P} та середню v_{BX_C} (синфазну) компоненти:

$$v_{BX_1} = \frac{v_{BX_1} - v_{BX_2}}{2} + \frac{v_{BX_1} + v_{BX_2}}{2} = \frac{v_{BX_P}}{2} + v_{BX_C},$$

$$v_{BX_2} = \frac{v_{BX_2} - v_{BX_1}}{2} + \frac{v_{BX_2} + v_{BX_1}}{2} = - \frac{v_{BX_P}}{2} + v_{BX_C}.$$

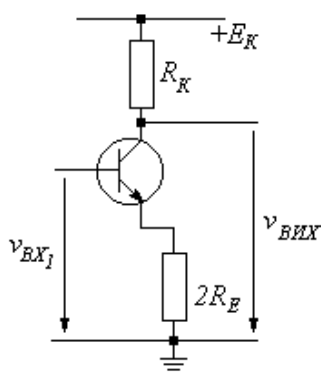


Рис. 3.40

$2 \cdot R_E$ (рис. 3.40).

Коефіцієнти підсилення такої схеми за симетричним (синфазним) сигналом по виходах 1 і 2 дорівнюватимуть:

На величину вихідних сигналів $v_{ВИХ_1}$ та $v_{ВИХ_2}$ впливатиме не тільки величина різницевого вхідного сигналу v_{BX_P} , але й синфазна компонента v_{BX_C} . Дійсно, розглянемо випадок, коли до обох входів ДП прикладена однакова напруга $v_{BX_1} = v_{BX_2} = v_{BX}$. Оскільки при цьому кожна з половин ДП працює симетрично, то їхню роботу можна розглядати нарізно, так, ніби ми розрізали схему зображену на рис. 3.39 надвоє і одержали просто каскад підсилювача з емітерним опором

$$k_{C_1} = \frac{v_{BIX_1}}{v_{BX_1}} = \frac{R_K}{2 \cdot R_E}, \quad k_{C_2} = \frac{v_{BIX_2}}{v_{BX_2}} = \frac{R_K}{2 \cdot R_E},$$

і будуть набагато меншими відповідних різницевого коефіцієнтів підсилення k_{P_1} та k_{P_2} . Їхнє відношення називається коефіцієнтом ослаблення за синфазним сигналом k_{OCC} :

$$k_{OCC} = \frac{k_{P_1}}{k_{C_1}} = \frac{k_{P_2}}{k_{C_2}} = \frac{R_E}{h_{11Б}}, \quad (3.58)$$

і є мірою якості диференціального підсилювача. Адже коефіцієнт k_{OCC} вказує який різницевий сигнал ($v_{BX_1} - v_{BX_2}$) може бути виявлений на фоні великого синфазного сигналу. Так, наприклад, при $k_{OCC} = 10^3$ можливе виявлення різницевого сигналу порядку мілівольта на фоні синфазних сигналів порядку в один вольт. Коефіцієнт ослаблення за синфазним сигналом часто виражають у децибелах:

$$k_{OCC} = 20 \lg \left(\frac{k_P}{k_C} \right) \text{ (дБ)}.$$

У хороших диференціальних підсилювачах він досягає 80 – 100 дБ.

Таким чином, запорукою успішної роботи ДП є добре виконання нерівності $R_E \gg h_{11Б}$. Проте просте збільшення опору резистора R_E виявляється не можливим. Припустимо, бажано одержати $k_{OCC} = 10^4$ (тобто 80 дБ). Тоді при $h_{11Б} = 30$ Ом величина R_E має дорівнювати $3 \cdot 10^5$ Ом. Якщо навіть у кожного з транзисторів колекторний струм буде $I_{K_0} = 1$ мА, то на R_E спадатиме напруга у 600 В. Це нереально!

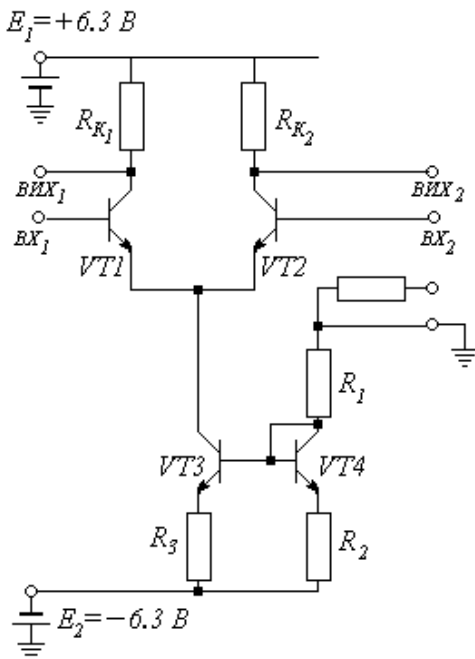


Рис. 3.41

Розв'язати цю проблему можна застосувавши замість резистора R_E елемент, що має великий диференціальний опір (для сигнальних складових струму) та невеликий омичний опір (для режимних складових). Таким елементом може бути розглянуте вище струмове дзеркало (рис. 3.41).

Транзистори $VT1$, $VT2$ спільно з опорами R_{K_1} , R_{K_2} утворюють основну частину ДП. Його емітерний опір складається з транзистора $VT3$ та резистора R_3 , який збільшує диференціальний опір транзистора. Робоча точка транзистора $VT3$ встановлюється ділником R_1 , R_2 . Транзистор $VT4$, увімкнений діодом, застосовується для термокомпенсації.

Промисловість випускає ДП, оформлені у вигляді інтегральних

мікросхем, позначених літерами УД (“усилитель дифференциальный”). Вихідний сигнал можна знімати як з кожного виходу окремо (несиметричні виходи), так і між цими виходами (симетричний вихід).

3.16. Операційний підсилювач

Хороший підсилювач повинен задовольняти таким вимогам:

- мати великий коефіцієнт підсилення k ;
- великий вхідний опір $R_{ВХ}$ та малий вихідний опір $R_{ВИХ}$;
- широку смугу пропускання за частотою;
- здатність підсилювати постійну напругу зі зсувом режимної складової на виході;
- диференціальні входи з великим коефіцієнтом ослаблення за синфазним сигналом;
- малі нелінійні спотворення при майже повному використанні напруги живлення;
- малий температурний дрейф нуля $\Delta U_{ДР}$.

Всім або майже всім цим вимогам відповідає операційний підсилювач (ОП), названий так тому, що за його допомогою можна виконувати більшість операцій, потрібних для підсилення і обробки сигналів. До того ж, операційні підсилювачі виготовляються у вигляді ІМС, габарити, вага та вартість яких не набагато перевищує аналогічні показники для звичайного транзистора.

Так, наприклад, ОП типу К153УД3, що являє собою інтегральну мікросхему середнього ступеня інтеграції, має такі параметри: коефіцієнт підсилення (диференціальний) $k \cong 80 - 100$ дБ, $R_{ВХ} > 300$ кОм, $R_{ВИХ} < 200$ Ом, $k_{ОСС} > 80$ дБ, $U_{ВИХ} \approx 10$ В при напрузі живлення 15 В, $\Delta U_{ДР} \approx 10$ мкВ/град.

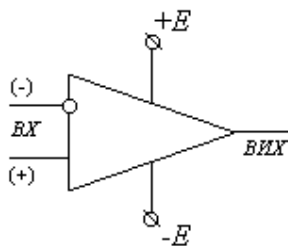


Рис. 3.42

На схемах ОП зображається символічно у вигляді трикутника (рис. 3.42) з двома диференціальними входами: інвертуючим (“-”) та неінвертуючим (“+”). Операційні підсилювачі живляться, як правило, від двох різнополярних джерел $\pm E$.

Блок-схема ОП як правило складається з трьох блоків (рис. 3.43): вхідного диференціального

підсилювача (1); проміжного підсилювача (2), що забезпечує основне підсилення сигналу та зсув його рівня, і вихідного каскаду (3), який зазвичай являє собою емітерний повторювач.

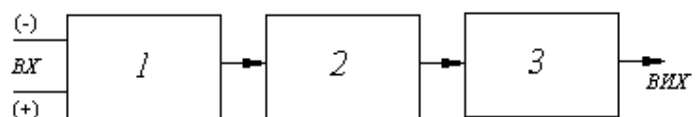


Рис. 3.43

3.17. Принципова схема операційного підсилювача. Його характеристики

3.17.1. Принципова схема операційного підсилювача

Принципова схема ОП зазвичай досить складна. Як приклад розглянемо один з найпростіших ОП, який певною мірою став "класичним" – ОП типу К140УД1 (рис. 3.44). Він складається з 9 транзисторів, 12 резисторів і одного діода. Перший каскад – це вже знайомий нам диференціальний підсилювач на транзисторах $VT1$ та $VT2$. Струмове дзеркало на транзисторах $VT3$ та $VT6$ є емітерним опором цього каскаду. Різницєва напруга з виходу першого каскаду подається на другий диференціальний підсилювач ($VT4$ і $VT5$) з емітерним опором R_5 . Він перетворює симетричний вихідний сигнал з першого каскаду на несиметричний. В ньому не потрібний великий емітерний опір, оскільки у вихідній напрузі першого диференціального підсилювача синфазного сигналу вже немає.

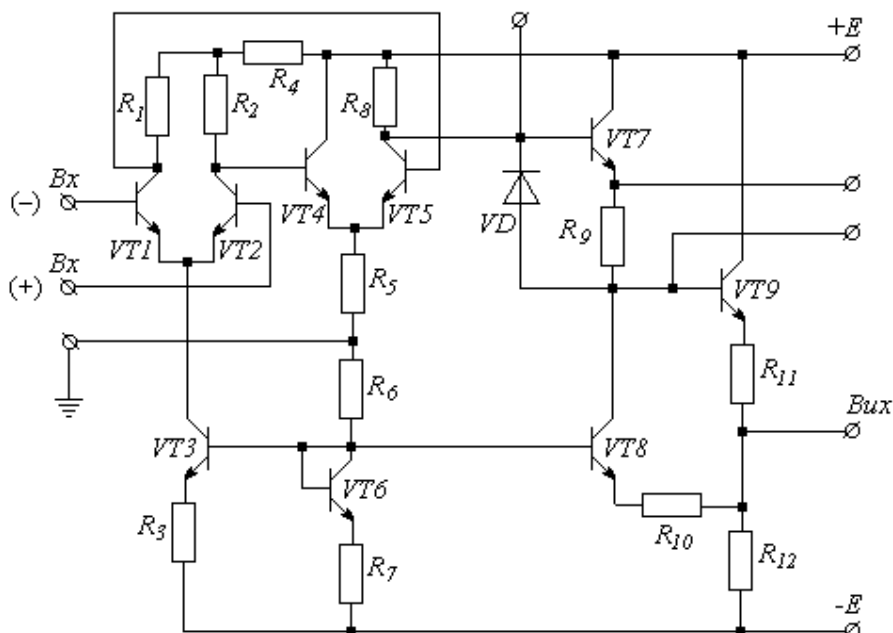


Рис. 3.44

Вихідний каскад утворений емітерним повторювачем на транзисторі $VT9$ з опором у колі його емітера R_{11} .

Дещо незнайомою нам частиною схеми залишається ділянка з транзисторами $VT7$ і $VT8$. Її призначення – зсув рівня постійної складової вихідної напруги, щоб при нульовому різницевого сигналі на вході ОП напруга на його виході також дорівнювала нулю. Ця ділянка схеми є емітерним повторювачем на транзисторі $VT7$, емітерний опір якого складений з резистора R_9 та транзистора $VT8$. Співвідношення R_9 та омичного опору $VT8$ підбираються так, щоб постійна складова на базі $VT9$ дорівнювала нулю. Але, оскільки диференціальний опір $VT8$ набагато більший від R_9 , то практично уся сигнальна складова напруги з виходу другого диференціального підсилювача доходить до бази $VT9$. Термокомпенсація усієї схеми ОП здійснюється діодом VD .

3.17.2. Характеристики операційного підсилювача

Амплітудна характеристика ОП зображена на рис. 3.45. Тут U_{Δ} – диференціальна вхідна напруга; $U_{\text{вих}}$ – вихідна напруга. Робочою є порівняно вузька ділянка у кілька мВ, на якій зберігається пропорційність між U_{Δ} та $U_{\text{вих}}$. Вузькість робочої ділянки обумовлена тим, що через великий коефіцієнт підсилення вхідна напруга досягає насичення ($\cong 8$ В) вже при досить малих значеннях вхідної напруги і далі вже не зростає.

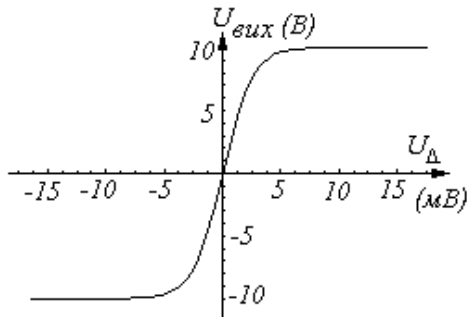


Рис. 3.45

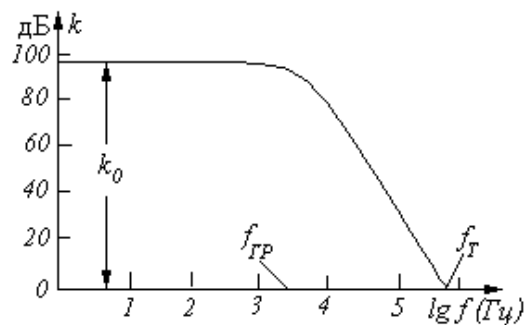


Рис. 3.46

Частотну характеристику ОП у логарифмічному масштабі зображено на рис. 3.46. Вона описується знайомою формулою АЧХ для підсилювачів:

$$k(f) = \frac{k_0}{\sqrt{1 + (f/f_{\text{ГР}})^2}},$$

де k_0 – коефіцієнт підсилення на низьких частотах, а $f_{\text{ГР}}$ – гранична частота, що відповідає зниженню підсилення на 3 дБ (тобто у $\sqrt{2}$ разів). Далеко за межами смуги пропускання, тобто при $f \gg f_{\text{ГР}}$:

$$k(f) \approx \frac{k_0 \cdot f_{\text{ГР}}}{f},$$

і коефіцієнт підсилення стає обернено пропорційним до частоти f . Добуток $k_0 \cdot f_{\text{ГР}}$ являє собою константу для даного типу операційного підсилювача. Вона чисельно дорівнює f_T – частоті на котрій коефіцієнт підсилення стає рівним одиниці. Сама ця величина наводиться у довідниках для характеризування частотних властивостей ОП. Так, наприклад, для вищезгаданого ОП типу К153УДЗ частота f_T дорівнює 1 МГц, що при $k_0 = 3 \cdot 10^4$ дає $f_{\text{ГР}}$ лише у 33 Гц.

Розширити смугу підсилюваних частот можна шляхом застосування негативного зворотного зв'язку, втрачаючи підсилення, зате вигравши у граничній частоті та багатьох інших параметрах.

3.18. Способи ввімкнення операційного підсилювача

Для поліпшення параметрів, зокрема для розширення смуги підсилюваних частот та стабілізації величини коефіцієнта підсилення, ОП зазвичай використовують з застосуванням глибокого негативного зворотного зв'язку. Завдяки великому власному коефіцієнту підсилення

ОП це можна зробити без особливої шкоди. Для створення негативного зворотного зв'язку використовуються два способи увімкнення ОП – *інвертуюче* та *неінвертуюче*.

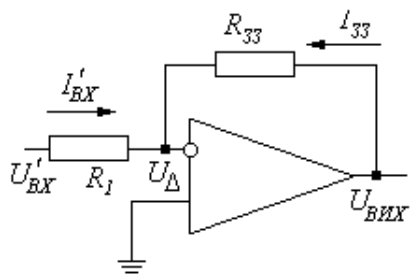


Рис. 3.47

При *інвертуючому* увімкненні (рис. 3.47) вихідний сигнал $U_{ВІХ}$ протифазний вхідному сигналу U'_{BX} . Фактично, це є увімкнення підсилювача з негативним паралельним зворотним зв'язком. Для наближеного розрахунку такого увімкнення ОП останній можна зобразити як ідеалізований підсилювач, у якого $k \approx \infty$ та $R_{BX} \approx \infty$. Тоді скінчена величина $U_{ВІХ}$

досягається при $U_{\Delta} = U_{(+)} - U_{(-)} \approx 0$, і можна вважати, що інвертуючий вхід має потенціал, що практично дорівнює нулеві. Отже, можна вважати, що

$$I'_{BX} \approx \frac{U'_{BX}}{R_1} \text{ та } I_{33} \approx \frac{U_{ВІХ}}{R_{33}}.$$

Врахувавши, що $R_{BX} \approx \infty$ і на вхід підсилювача струм не відгалужується, дістанемо $I'_{BX} \approx I_{33}$, так, що

$$\frac{U'_{BX}}{R_1} = -\frac{U_{ВІХ}}{R_{33}}.$$

Звідси можна визначити коефіцієнт підсилення підсилювача, охопленого негативним зворотним зв'язком:

$$k' = \frac{U_{ВІХ}}{U'_{BX}} = -\frac{R_{33}}{R_1}. \quad (3.59)$$

Вхідний опір ОП увімкненого за інвертуючою схемою буде $R'_{BX} \approx R_1$. А вихідний опір знижується у $1 + \beta \cdot k$ разів:

$$R'_{ВІХ} = \frac{R_{ВІХ}}{1 + \beta \cdot k} \text{ де } \beta = \frac{R_1}{R_1 + R_{33}}. \quad (3.60)$$

Вірність усіх цих результатів обмежена умовою $k' \ll k$.

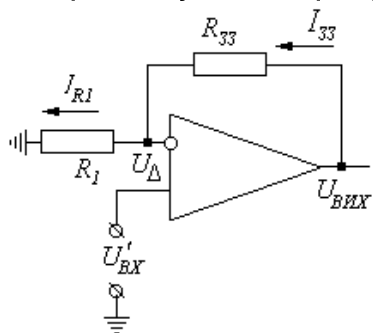


Рис. 3.48

Неінвертуюче увімкнення ОП зображене на рис. 3.48. Застосувавши той самий прийом представлення ОП як ідеального підсилювача, одержимо:

$$I_{33} = I_{R_1}, \quad U_{(-)} \approx U_{(+)} = U'_{BX},$$

$$I_{33} = \frac{U_{ВІХ} - U'_{BX}}{R_{33}}, \quad I_{R_1} = \frac{U'_{BX}}{R_1}.$$

Коефіцієнт підсилення $k' = U_{ВІХ} / U'_{BX}$ виявляється рівним:

$$k' = 1 + \frac{R_{33}}{R_1}. \quad (3.61)$$

Оскільки в схемі є послідовний негативний зворотний зв'язок за напругою, то її вхідний опір дорівнюватиме:

$$R'_{BX} = (1 + \beta \cdot k) \cdot R_{BX}, \quad (3.62)$$

де $\beta \approx \frac{R_1}{R_1 + R_{33}}$, що значно більше ніж у самого ОП.

Окремим випадком неінвертуючого увімкнення є повторювач напруги (рис. 3.49), в якому $R_{33} = 0$ та $k' \approx 1$. При цьому вхідний опір виявляється дуже великим $R'_{BX} = (1 + k) \cdot R_{BX}$. Область застосування цієї схеми та ж сама, що і у емітерного повторювача.

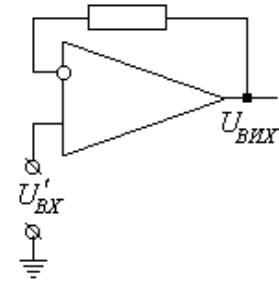


Рис. 3.49

3.19. Використання операційного підсилювача для виконання математичних операцій

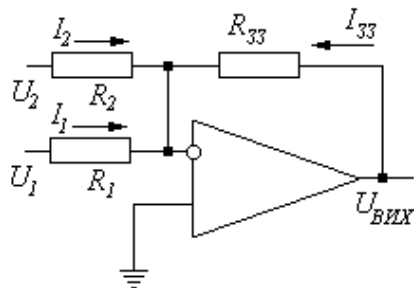


Рис. 3.50

Операційний підсилювач з успіхом можна застосовувати для виконання математичних операцій з аналоговими сигналами: додавати, віднімати, диференціювати, інтегрувати тощо. Сама назва “операційний підсилювач” походить від того, що первісно ці схеми розроблялися саме для реалізації зазначених вище математичних операцій.

Схема увімкнення ОП для додавання кількох напруг зображена на рис. 3.50. Вона подібна до розглянутого вище інвертуючого увімкнення ОП. Застосовуючи наближення ідеального підсилювача можна записати:

$$U_{(-)} \approx U_{(+)} = 0, \quad I'_{BX1} + I'_{BX2} + I_{33} = 0,$$

звідки випливає співвідношення:

$$\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} = -\frac{U_{ВІХ}}{R_{33}}; \quad \text{або } U_{ВІХ} = -\left(U_1 \cdot \frac{R_{33}}{R_1} + U_2 \cdot \frac{R_{33}}{R_2}\right). \quad (3.63)$$

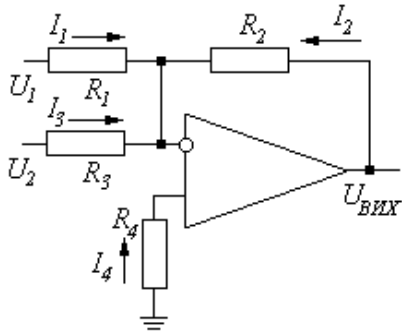


Рис. 3.51

Коефіцієнти $R_{33}/R_{1,2}$ називаються масштабними множниками; варіюючи їх можна змінювати вагу кожного із доданків в утворюваній сумі. При $R_{33} = R_1 = R_2$ одержимо $U_{ВІХ} = -(U_1 + U_2)$, тобто просто суму доданків зі знаком “мінус”.

Схема, зображена на рис. 3.51, реалізує віднімання вхідних напруг. Знову ж таки, застосовуючи наближення ідеального підсилювача, можна записати:

$$I_1 = -I_2; \quad I_3 = -I_4; \quad U_{(+)} \approx U_{(-)}.$$

Звідки

$$U_{ВИХ} = a_2 \cdot U_2 - a_1 \cdot U_1, (3.64)$$

де $a_1 = \frac{R_2}{R_1}$; $a_2 = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot (1 + \frac{R_2}{R_1})$.

При $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ маємо просто $U_{ВИХ} = U_2 - U_1$.

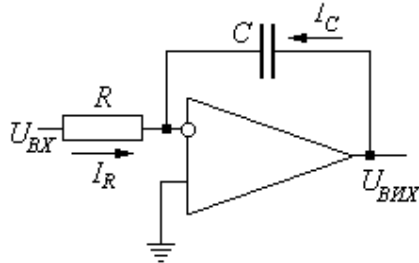


Рис. 3.52

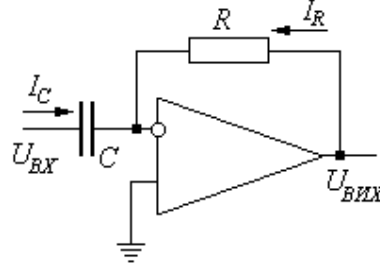


Рис. 3.53

Застосувавши реактивні елементи, можна побудувати схеми для інтегрування та диференціювання вхідних напруг. Так, наприклад, для зображеної на рис. 3.52 схеми можна записати:

$$U_{(-)} \approx U_{(+)} = 0, i_R = \frac{U_{ВХ}}{R} = -i_C = C \cdot \frac{dU_{ВИХ}}{dt}.$$

Звідки одержуємо:

$$U_{ВИХ} = -\frac{1}{R \cdot C} \int U_{ВХ}(t) \cdot dt. (3.65)$$

Аналогічно можна показати, що схема, зображена на рис. 3.53, здійснює операцію диференціювання:

$$U_{ВИХ} = -R \cdot C \cdot \frac{dU_{ВХ}}{dt}. (3.66)$$

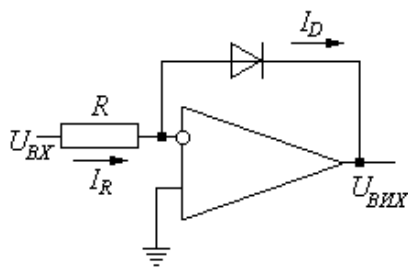


Рис. 3.54

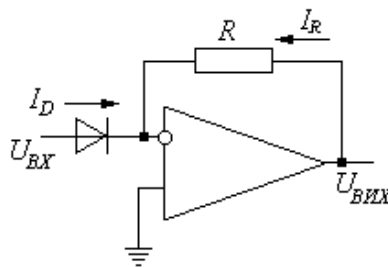


Рис. 3.55

Множення та ділення схеми з ОП безпосередньо реалізувати не здатні. Зате вони можуть виконувати операції логарифмування та потенціювання вхідних напруг. В поданій на рис. 3.54 схемі в якості опору зворотного зв'язку використовується напівпровідниковий діод. Струм через такий відкритий діод визначається відомим виразом:

$$i_D = i_0 \cdot \exp(-\alpha \cdot U_{ВИХ}), \text{ де } \alpha = \frac{e}{k \cdot T} \approx 40 \text{ В}^{-1},$$

а рівний йому струм через резистор – $i_R = \frac{U_{ВХ}}{R}$. З цих виразів випливає, що

$$-U_{ВІХ} = U_D = \frac{1}{\alpha} \cdot \ln \left(\frac{U_{ВХ}}{i_0 \cdot R} \right). \quad (3.67)$$

Аналогічно для схеми з рис. 3.55 можна одержати

$$U_{ВІХ} = -i_0 \cdot R \cdot \exp(\alpha \cdot U_{ВХ}). \quad (3.68)$$

Застосувавши ці схеми спільно з схемами додавання та віднімання, можна реалізувати операції множення і ділення.

3.20. Компаратор напруг

Ще одним важливим прикладом використання операційних підсилювачів є процедура компарації напруг, яка лежить в основі роботи будь-якого аналого-цифрового перетворювача. Вона полягає в порівнянні перетвореної аналогової напруги з певною еталонною напругою. Таке порівняння здійснюється за допомогою операційного підсилювача, що працює в режимі компарації.

Пригадаємо, що вихідна напруга операційного підсилювача $U_{ВІХ}$ пропорційна до U_{Δ} (рис. 3.45) лише на дуже вузькій ділянці активного режиму, яка складає декілька мВ. За межами цієї ділянки операційний підсилювач виходить на насичення, де $U_{ВІХ}$ є сталою і не залежить від U_{Δ} . При $U_{\Delta} > 0$ це буде “високий” рівень $U_0^{(+)}$, а при $U_{\Delta} < 0$ це буде “низький” рівень $U_0^{(-)}$.

Отже, нехтуючи вузькою ділянкою активного режиму, можна вважати, що при переході U_{Δ} через нуль відбувається миттєвий стрибок режиму з високого рівня вихідної напруги, яку вважають логічною одиницею, до режиму з вихідним сигналом низького рівня – логічного нуля (або навпаки).

Точність такої компарації залежить від ширини ділянки активного режиму операційного підсилювача, в межах якої отриманий результат може бути непевним.

3.21. Аналогові обчислювальні машини

Таким чином, в нашому розпорядженні є комплект схем, здатних здійснювати математичні дії, потрібні для виконання більшості обчислень. Очевидно, комбінуючи ці схеми, можна побудувати обчислювальну машину, здатну робити безпосередню математичну обробку сигналів, які надходять на її входи у вигляді напруг від одного чи кількох датчиків, тобто, подаючи на вхід (або входи) нашої системи напруги $v_{ВХ_1}(t), v_{ВХ_2}(t), \dots$ одержувати на виході напругу $v_{ВІХ}(t)$, яка є функцією від вхідних напруг:

$$v_{ВІХ}(t) = f[v_{ВХ_1}(t), v_{ВХ_2}(t), \dots].$$

Наприклад, для знаходження величини y , заданої виразом у формі неоднорідного диференціального рівняння першого порядку:

$$\frac{dy}{dt} - a \cdot y = b \cdot U(t), \quad (3.69)$$

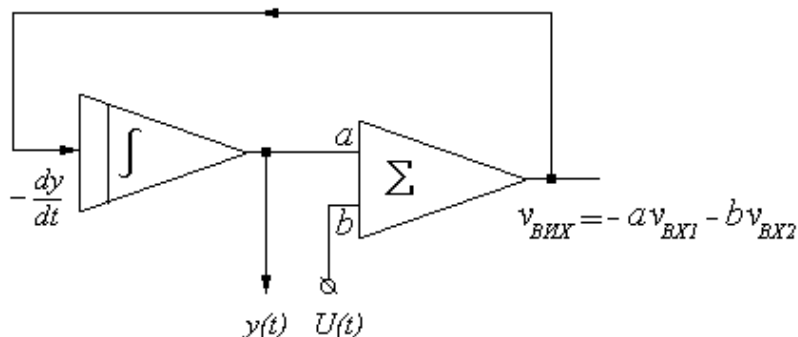


Рис. 3.56

слід було б побудувати схему, зображену на рис. 3.56. Тут знаком інтегралу позначена вищевизначена схема інтегратора, а знаком суми – суматор, на один з входів якого подається зовнішня

напруга $U(t)$. Літери a та b відповідають масштабним множникам входів суматора. Можна впевнитися, що зображена на рис. 3.56 схема дійсно розв'язує рівняння (3.69), утворюючи на своєму виході сигнал $y(t)$.

Подібні обчислювальні машини називаються *аналоговими*. Вони здатні виконувати обробку сигналів у реальному масштабі часу, тобто з тією ж швидкістю, з якою ці сигнали надходять. В цьому велика перевага аналогових машин порівняно з цифровими ЕОМ. Останні, хоч і набагато точніші, однак часто не встигають робити розрахунки, якщо первісна інформація надто швидко надходить на їхні входи. Аналогові ЕОМ набагато простіші і дешевші за цифрові і широко застосовуються для керування технологічними процесами, де точність розрахунків, забезпечувана ними, є цілком достатньою.