

4. Параметри та еквівалентні схеми біполярних транзисторів

При увімкненні транзистора у схему підсилювача (рис.3.8) його вхідна напруга U_{EB} складається з постійної напруги U_{EB0} , яка визначає режим роботи транзистора, та змінної напруги v_{EB} , яка є сигналом, що підлягає підсилению.

$$U_{EB} = U_{EB0} + v_{EB}(t)^1$$

Аналогічний вигляд матимуть і всі інші струми та напруги:

$$I_E = I_{E0} + i_E(t); \quad I_K = I_{K0} + i_K(t); \quad U_{KB} = U_{KB0} + v_{KB};$$

Звичайно підсилювані сигнали невеликі і тому можна вважати, що змінні складові струмів і напруг значно менші відповідних постійних складових:

$$|v_{EB}| \ll U_{EB0}; \quad |i_K| \ll I_{K0}; \quad \text{і т.і.}$$

Коли це так, то режимні і сигнальні складові безпосередньо не пов'язані між собою і розглядати їх можна як незалежні системи струмів і напруг. На цьому ґрунтується метод аналізу і розрахунків роботи електронних схем у режимі підсилення малих сигналів.

4.1. Транзистор як лінійний чотириполюсник

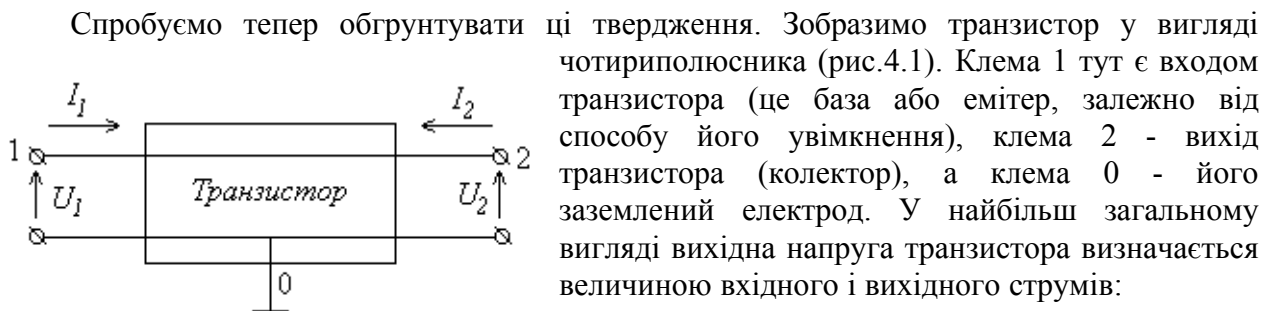


Рис.4.1.

$$U_2 = f_2(U_1; I_2) \quad (4.1)$$

Так, наприклад, при увімкненні транзистора за схемою зі спільним емітером (СЕ) напруга колектора U_{KE} однозначно визначається струмами I_K та I_B . Аналогічний вираз матиме і вхідна напруга :

$$U_1 = f_1(U_1; I_2) \quad (4.2)$$

Обидва струми I_1 і I_2 матимуть постійну (режимну) та змінну (сигнальну) складові :

$$I_1 = I_{10} + i_1(t); \quad I_2 = I_{20} + i_2(t); \quad (4.3)$$

причому сигнальні складові будемо вважати набагато меншими від режимних :

$$|i_1| \ll I_{10}; \quad |i_2| \ll I_{20}.$$

Розклавши вираз (4.1) у подвійний ряд Тейлора за малими змінними складовим i_1 та i_2 дістанемо :

$$U_2 = U_{20} + v_2 = f_2(U_{10}; I_{20}) + \frac{\partial f_2}{\partial I_1} i_1 + \frac{\partial f_2}{\partial I_2} i_2 + \dots \quad (4.4)$$

¹ Тут і далі великими літерами позначатимуться постійні компоненти струмів та напруг, а їх змінні компоненти - малими літерами.

Ми обірали тут ряд на членах першого порядку (лінійних членах), оскільки через малість i_1 та i_2 всі інші члени ряду є величинами вищого порядку малості порівняно з лінійними членами.

Одержаний вираз (4.4) розпадається на дві частини : незалежне від часу співвідношення $U_{20} = f_2(I_{10}; I_{20})$, яке є ні чим іншим, як вихідною характеристикою транзистора, та вираз, який пов'язує поміж собою змінні, залежні від часу, складові струмів і напруг

$$v_2(t) = \frac{\partial f_2}{\partial I_1} i_1(t) + \frac{\partial f_2}{\partial I_2} i_2(t) \quad (4.5)$$

Аналогічно, для вхідного кола матимемо :

$$v_1(t) = \frac{\partial f_1}{\partial I_1} i_1(t) + \frac{\partial f_1}{\partial I_2} i_2(t) \quad (4.6)$$

Часткові похідні тут мають розмірність опору, так що вирази (4.5) і (4.6) можна скорочено записати у такому вигляді :

$$\begin{aligned} v_1 &= r_{11}i_1 + r_{12}i_2 \\ v_2 &= r_{21}i_1 + r_{22}i_2 \end{aligned} \quad (4.7)$$

Одержані вирази називають рівняннями транзистора у r -параметрах. З рівнянь видно, що малі змінні складові струмів та напруг зв'язані між собою лінійними законами.

Фізичний зміст деяких r -параметрів досить прозорий. Так, наприклад, $r_{22} = \frac{\partial f_2}{\partial I_2} = \frac{\partial U_2}{\partial I_2}$ описує нахил вихідної характеристики транзистора і відповідає його вихідному опору $R_{вих}$.

Так само $r_{11} = \frac{\partial U_1}{\partial I_1}$ визначається нахилом вхідної характеристики і є диференціальним вхідним опором транзистора. Щодо параметрів r_{12} та r_{21} , то вони не мають такого ж чіткого фізичного тлумачення.

Параметри транзистора не є якимись константами і залежать від :

- типу транзистора ;
- способу його увімкнення (СБ або СЕ) ;
- режиму живлення (тобто від положення робочої точки на характеристиках) ;
- температури транзистора.

Лише тоді, коли відомі усі ці умови, значення параметрів транзистору набуває зміст.

Таким чином, зробивши припущення про відносну малість змінних складових струмів і напруг, ми змогли перетворити транзистор - цей нелінійний елемент - на лінійний чотириполюсник, який описується системою рівнянь (4.7). У прийнятій для чотириполюсників матричній формі систему (4.7) можна записати у вигляді

$$\begin{vmatrix} v_1 \\ v_2 \end{vmatrix} = \|r\| \times \begin{vmatrix} i_1 \\ i_2 \end{vmatrix} \quad \|r\| = \begin{vmatrix} r_{11} & r_{12} \\ r_{21} & r_{22} \end{vmatrix}$$

де $\|r\|$ - матриця r - параметрів нашого чотириполюсника.

4.2. Еквівалентна схема транзистора

Подання електронного приладу у вигляді еквівалентної схеми - метод, який повсюдно застосовується для розрахунків радіоелектронних кіл. При цьому реальний електронний прилад замінюється деякою ідеалізованою електричною схемою, що складається з традиційних електротехнічних елементів: джерел струму і напруги, ключів, резисторів, індуктивностей та ємностей. Умови еквівалентності (тобто рівноцінності) полягають у тому, що ця схема, подана як чотириполюсник, повинна мати що до змінних вхідних та вихідних струмів і напруг такі ж властивості і параметри, як і реальний електронний прилад.

При цьому еквівалентна схема необов'язково повинна відображати внутрішню будову електронного приладу та фізичні процеси, що в ньому відбуваються. Її завдання відтворити зовнішні (феноменологічні) електротехнічні властивості електронного приладу².

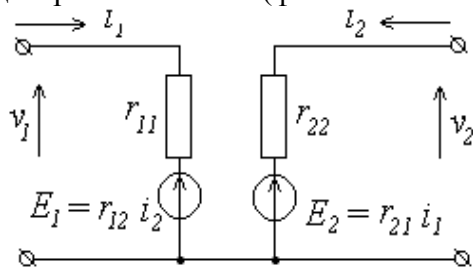


Рис.4.2.

Подання реального електронного приладу у вигляді еквівалентної схеми дозволяє найкращим способом вписати його у принципіальну схему радіоелектронного пристрою і далі провадити розрахунок останнього звичайними методами теорії електричних кіл.

Так, наприклад, еквівалентна схема транзистора, яка описується системою рівнянь (4.7), має вигляд, зображений на рис. 4.2. Тут r_{11} та r_{22} - вхідний та вихідний опори транзистора. E_1 та E_2 - деякі умовні джерела ЕРС, які зображають вплив вхідного кола на вихідне та навпаки. Так, наприклад, E_2 імітує керуючу дію вхідного струму на вихідний. У свою чергу, E_1 описує вплив вихідного кола на величину струму у вхідному, тобто той внутрішній зворотний зв'язок, який існує у транзисторі і обумовлений модуляцією ефективної товщини бази (ефектом Ерлі).

Не слід задаватися питанням про те, як можна практично побудувати такі джерела ЕРС. Ніхто ніколи не намагається виготовити таку діючу схему - це просто непотрібно. Еквівалентні схеми є лише засобом для спрощення розрахунків радіоелектронних пристроїв, і елементи, що які входять, у ці схеми, мають досить уявний, формальний характер.

4.3. Інші види еквівалентних схем.

Встановивши лінійний характер взаємозв'язків змінних складових струмів та напруг в транзисторі за допомогою рівнянь (4.7), можна подати ці взаємозв'язки і іншим способом, наприклад, виразивши струми через напруги:

$$\begin{aligned} i_1 &= g_{11}v_1 + g_{12}v_2 \\ i_2 &= g_{21}v_1 + g_{22}v_2 \end{aligned} \quad (4.8)$$

² Іноді, втім, деякі еквівалентні схеми у певній мірі відображають структуру електронного приладу і процеси, що в ньому відбуваються. Такі схеми мають назву фізичних еквівалентних схем і будуть розглянуті нами згодом.

Коефіцієнти пропорційності мають тут розмірність провідності. Систему (4.8) називають рівняннями транзистора в \mathcal{G} -параметрах. Неважко виразити \mathcal{G} -параметри через r -параметри:

$$g_{11} = \frac{r_{22}}{|r|}; \quad g_{12} = -\frac{r_{12}}{|r|}; \quad g_{21} = -\frac{r_{21}}{|r|}; \quad g_{22} = \frac{r_{11}}{|r|};$$

де $|r| = r_{11}r_{22} - r_{12}r_{21}$. Такому поданню транзистора відповідатиме еквівалентна схема, зображена на рис.4.3.

Тут g_{11} та g_{22} зображають вхідну та вихідну провідності транзистора, а g_{12} і g_{21} - вплив вихідної напруги на вхідний струм або вхідної напруги на вихідний струм.

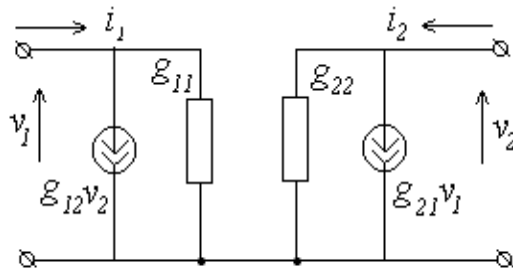


Рис.4.3.

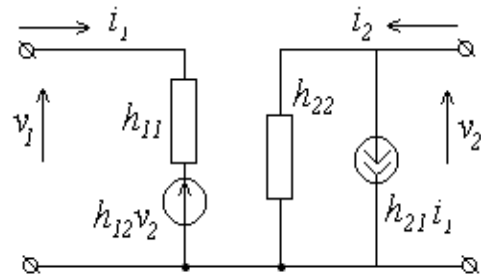


Рис.4.4.

Деякі практичні переваги, які ми розглянемо нижче, має змішана система параметрів, так звана - система h -параметрів

$$\begin{aligned} v_1 &= h_{11}i_1 + h_{12}v_2 \\ i_2 &= h_{21}i_1 + h_{22}v_2 \end{aligned} \tag{4.10}$$

Тут h_{11} має значення вхідного опору транзистора, h_{22} - його вихідної провідності, h_{21} - описує "підсилення" струму транзистором, h_{12} - проникнення вихідної напруги у вхідне коло. Еквівалентна схема транзистора в h -параметрах дана на рис. 4.4. Цілком зрозуміло, що h -параметри неважко виразити через r - або \mathcal{G} -параметри і навпаки.

4.4. Параметри транзистора при різних способах його увімкнення

Як про те йшлося вище, параметри транзистора залежать зокрема від способу його увімкнення. Тому до перелічених вище позначень параметрів звичайно дописують індекс, який вказує на вид увімкнення. Так, наприклад, h_{11B} означає вхідний опір транзистора, увімкненого по схемі зі спільною базою, а h_{22E} - вихідну провідність транзистора у схемі СЕ.

Якщо різниці потенціалів між відповідними електродами при різних способах увімкнення транзистора зберігатимуться однаковими³ слід очікувати, що і його параметри

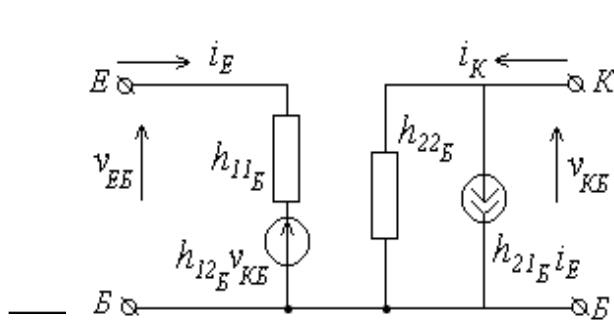


Рис.4.5.

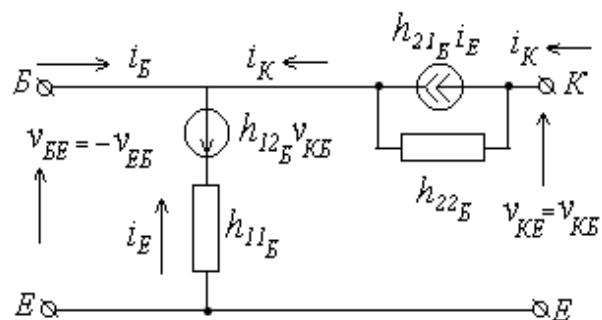


Рис.4.6.

³

$$U_{KE} = U_{KB} + U_{BE} \approx U_{KB} \text{ (оскільки } U_{BE} \ll U_{KB} \text{)}.$$

повинні бути пов'язані між собою. Як приклад розглянемо зв'язок між h_B та h_E параметрами.

Для цього еквівалентну схему транзистора у h - параметрах, увімкненого за схемою СБ (рис.4.5), перемалюємо так, щоб спільним електродом став емітер (рис.4.6). Уявимо, що ми замкнули на коротко (по змінній складовій) вихід транзистора, так що тепер $v_{KE} = 0$. Тоді друге рівняння системи (4.10) для транзистора увімкненого за схемою СЕ набуває вигляду

$$i_K = h_{21E} i_B \quad (4.11)$$

Нехтуючи відгалуженням струму i_K через малу провідність h_{22B} , можна записати

$$i_K = h_{21E} i_E \quad (4.12)$$

Згідно з першим рівнянням Кірхгофа

$$i_B = -i_K - i_E = -h_{21E} i_E - i_E \quad (4.13)$$

звідки

$$i_E = -\frac{i_B}{1+h_{21E}}$$

Підставивши у цей вираз значення i_E через i_K , взяті з (4.12), дістанемо

$$i_B = -i_K \frac{1+h_{21E}}{h_{21E}}.$$

Згідно з (4.11) одержуємо для h_{21E} вираз

$$h_{21E} = \frac{i_K}{i_B} = -\frac{h_{21E}}{1+h_{21E}} \quad (4.14)$$

Так, наприклад, при $h_{21E} = -0,98$ ⁴ одержуємо $h_{21E} \approx 50$.

Перейдемо тепер до визначення параметру h_{11E} . Вважаючи, як і раніше, $v_{KE} = 0$, визначимо цей параметр з першого рівняння системи (4.10) : $h_{11E} = \frac{v_1}{i_1} = \frac{v_{BE}}{i_B}$. З того ж рівняння (але для схеми СБ) знайдемо струм i_E :

$$i_E = -\frac{1}{h_{11B}}(v_{BE} + h_{12B}v_{KB}) = -\frac{v_{BE}}{h_{11B}}(1 - h_{12B}), \quad (4.15)$$

оскільки при $v_{KE} = 0$ напруга $v_{KB} = -v_{BE}$. Тепер виразимо у (4.15) струм i_E через i_B , враховуючи при тому значення i_E , одержане у (4.13). Дістанемо

$$i_B = \frac{v_{BE}}{h_{11B}}(1 - h_{12B})(1 + h_{21E}).$$

Параметром h_{12B} через його малість порівняно з одиницею можна знехтувати. Тоді

$$h_{11E} = \frac{h_{11B}}{1+h_{21E}} \quad (4.16)$$

Так, наприклад, при $h_{11B} = 26$ Ом та $h_{21E} = -0,98$ величина h_{11E} дорівнюватиме 1300 Ом.

Для визначення параметрів h_{22E} та h_{12E} знову звернемося до схеми зображеної на рис.4.6. Подамо на вихід схеми напругу v_{KE} і припустимо, що вхідні клеми розімкнені ($i_1 \equiv i_B = 0$, тобто режим холостого ходу по входу). Тоді, згідно до (4.13) $i_E = -i_K$. Колекторний струм є сумою двох струмів :

$$i_K = h_{21E} i_E + v_{KB} h_{22E} \approx -h_{21E} i_K + v_{KE} h_{22E}$$

Звідси

⁴ Величина $h_{21E} = -\alpha$, оскільки напрям струму i_K на еквівалентній схемі рис.4.5 вважається обернений тому, який приймався при визначенні величини α .

$$h_{22E} = \frac{i_2}{v_2} = \frac{i_K}{v_{KE}} = \frac{h_{22B}}{1 + h_{21B}} \quad (4.17)$$

Для $h_{22B} = 10^{-6}$ См та $h_{21B} = -0,98$ одержимо $h_{22E} = 50$ мкСм або $h_{22E}^{-1} = 20$ кОм.

Відшукаємо тепер параметр h_{12E} . За визначенням

$$h_{12E} = \frac{v_1}{v_2} \Big|_{i_1=0} = \frac{v_{BE}}{v_{KE}} \Big|_{i_b=0}.$$

Напруга v_{BE} дорівнює $-h_{11B}i_E - h_{12B}i_{KB}$. Замінивши $-i_E \approx i_K = h_{22E}v_{KE}$ та $v_{KB} \approx v_{KE}$, дістанемо

$$h_{12E} = h_{11B}h_{22E} - h_{12B} = \frac{h_{11B}h_{22B}}{1 + h_{21B}} - h_{12B} \quad (4.18)$$

для тих значень h_B - параметрів, що використовувалися вище, та $h_{21B} = 3 \cdot 10^{-4}$, матимемо $h_{21E} = 10^{-3}$.

Наприкінці наведемо зведену таблицю перерахунків h_B -параметрів у h_E -параметри та навпаки:

$$h_{11E} = \frac{h_{11B}}{1 + h_{21B}}$$

$$h_{11B} = \frac{h_{11E}}{1 + h_{21E}} \approx \frac{h_{11E}}{h_{21E}}$$

$$h_{12E} = \frac{h_{11B}h_{22B}}{1 + h_{21B}} - h_{12B}$$

$$h_{12B} = \frac{h_{11E}h_{22E}}{1 + h_{21E}} - h_{21E}$$

$$h_{21E} = -\frac{h_{21B}}{1 + h_{21B}}$$

$$h_{21B} = -\frac{h_{21E}}{1 + h_{21E}}$$

$$h_{22E} = \frac{h_{22B}}{1 + h_{21B}}$$

$$h_{22B} = \frac{h_{22E}}{1 + h_{21E}} \approx \frac{h_{22E}}{h_{21E}}$$

4.5. Фізична еквівалентна схема транзистора

Фізична еквівалентна схема транзистора, яка відображає його структуру та принцип дії, подана на рис. 4.7. Опором r_E тут зображений диференціальний опір відкритого

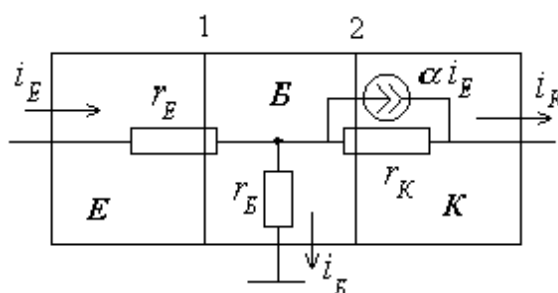


Рис.4.7.

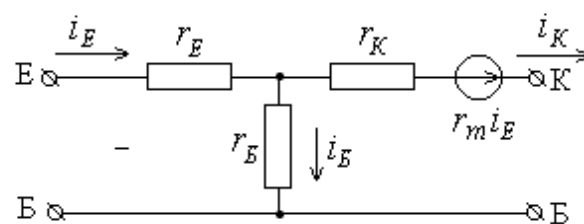


Рис.4.8.

емітерно-базового переходу, опором r_K диференціальний опір колекторно-базового переходу, а опором r_B - поперечний опір бази, який може бути досить великим через слабку легованість матеріалу бази. Джерело струму αi_E являє собою колекторний струм i_K , керований емітерним струмом i_E .

Звичайним переходом від джерела струму до джерела напруги можна схему рис.4.7 зобразити також у вигляді Т-подібного чотириполюсника (рис.4.8). Тут $r_m = \alpha r_K$. Параметри цієї схеми легко виразити через r -параметри транзистора:

$$r_E = r_{11B} - r_{12B}; \quad r_B = r_{12B}$$

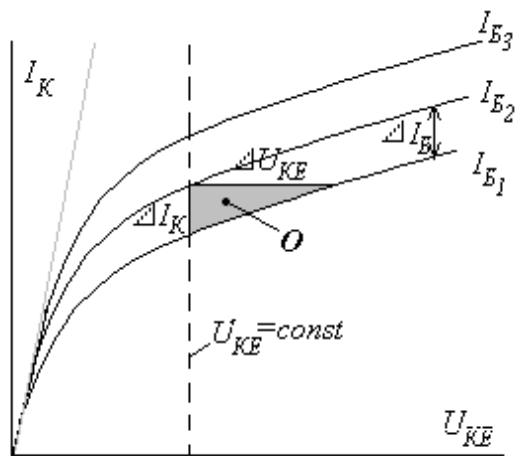
$$r_K = r_{22B} - r_{12B}; \quad r_m = r_{21B} - r_{12B}$$

Аналогічною схемою можна зобразити і транзистор, увімкнений за схемою СЕ.

4.6. Способи визначення параметрів транзисторів.

Параметри транзистора можна визначити двома способами: графічним (за характеристиками) та експериментальним, тобто шляхом безпосередньо вимірювання.

а) *Графічний спосіб.* Для визначення параметрів h_{21} та h_{22} потрібна сім'я вихідних характеристик (або, принаймі, кілька вихідних характеристик в околиці робочої точки О). Навколо робочої точки будується характеристичний трикутник, який спирається на сусідні характеристики (рис.4.9). За визначенням



параметр h_{21E} є частковою похідною $\frac{\partial I_K}{\partial I_B}$, яку приблизно можна записати в кінцевих приростах як

Рис.4.9.

$$h_{21E} \approx \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B} \Big|_{U_{KE} = const}$$

В нашому випадку ΔI_K - це вертикальний катет характеристичного трикутника, а $\Delta I_B = I_{B2} - I_{B1}$ - різниця значень базових струмів для суміжних характеристик, на які опирається цей трикутник.

Параметр h_{22E} - вихідна провідність транзистора - визначається нахилом вихідної характеристики

$$h_{22} \approx \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{KE}} \Big|_{I_B = const}$$

і є відношенням катетів характеристичного трикутника.

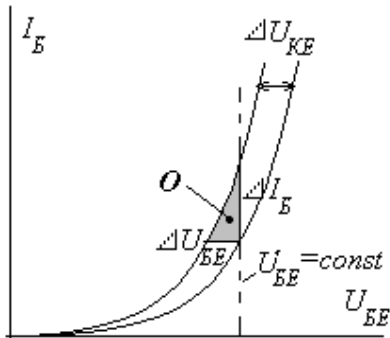


Рис.4.10.

Аналогічним
шляхом за
вхідними

характеристиками можуть бути визначені два інших параметри (рис.4.10). Вхідний опір визначається нахилом вхідної характеристики

$$h_{11E} \approx \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} \Big|_{U_{KE} = \text{const}}$$

а параметр зворотного зв'язку

$$h_{12E} \approx \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta U_{KE}} \Big|_{I_B = \text{const}}$$

Здебільше цей останній параметр визначити не вдається, оскільки у довідниках подаються лише дві крайні вхідні характеристики і знайдений за ними параметр h_{12E} виявляється значно більшим від істинного.

Таким чином, за характеристиками безпосередньо можуть бути визначені лише h -параметри транзистора. Інші системи параметрів (r -параметри або g -параметри) визначаються шляхом перерахунку з h -параметрів.

б). Експериментальний спосіб. Цей спосіб заснований на системі рівнянь транзистора (4.7), (4.8) або (4.10), де як джерела напруги v_1 та v_2 використовуються генератори синусоїдальних напруг. Тому надалі під значеннями змінних складових струмів та напруг ми прийматимемо їх амплітудні значення.

Розглянемо, наприклад, вимірювання h -параметрів транзистора, увімкненого за схемою СЕ.

$$\begin{aligned} v_{BE} &= h_{11E} i_B + h_{12E} v_{KE} & (a) \\ i_K &= h_{21E} i_B + h_{22E} v_{KE} & (б) \end{aligned} \quad (4.19)$$

Для визначення параметра h_{11E} потрібно в рівнянні (4.19а) покласти $v_{KE} = 0$. Тоді $h_{11E} = \frac{v_{BE}}{i_B}$

тобто h_{11E} є просто відношенням амплітуди вхідної напруги до амплітуди вхідного струму.

Аналогічно, з другого рівняння (4.19б) можна визначити параметр $h_{21E} = \frac{i_K}{i_B}$. При цьому слід

мати на увазі, що дорівнювати нулю має тільки змінна складова вихідної напруги, тоді як її постійна (режимна) складова U_{KE0} повинна зберігатися незмінною.

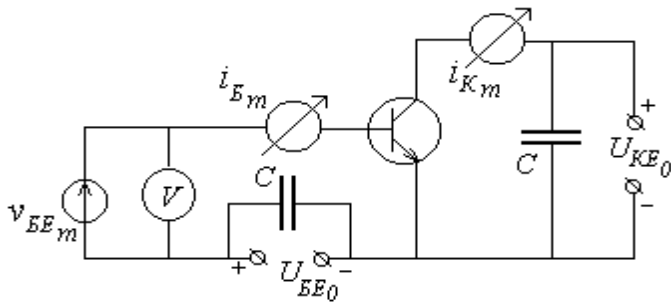


Рис.4.11.

Вхідна напруга v_{BE} створюється джерелом змінної напруги; струми i_B та i_K вимірюються міліамперметрами, увімкненими в коло бази та колектора. Джерело постійної напруги U_{BE0} також бажано зашунтувати досить великою ємністю.

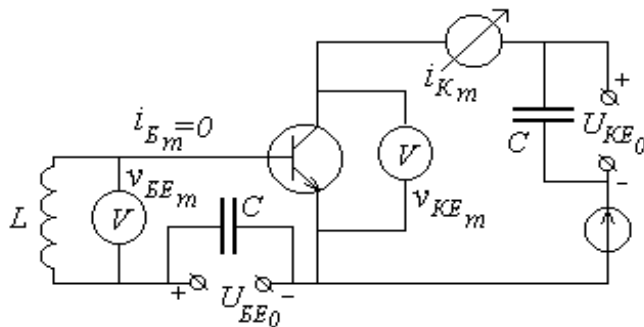


Рис.4.12.

Для вимірювання двох інших параметрів h_{12E} та h_{22E} потрібно покласти струм i_B рівним нулеві. Для цього слід розірвати (по змінній складовій) коло бази, зберігаючи, звичайно, постійну напругу на базі U_{BE0} та струм I_{B0} . Такий експеримент холостого ходу можна здійснити, увімкнувши в коло бази досить велику індуктивність L (рис.4.12), яка є великим опором для змінного струму i_B , але малим опором для постійного струму I_{B0} . Джерело змінної напруги v_{KE} вмикається у коло колектора. Тоді параметри h_{12E} та h_{22E} можуть бути визначені так:

$$h_{12E} = \frac{v_{BE}}{v_{KE}}; \quad h_{22E} = \frac{i_K}{v_{KE}}.$$

Для успіху цих експериментів необхідно виконання таких умов:

$$X_C = \frac{1}{\omega C} \ll R_{\text{вх}} \approx \frac{1}{h_{22E}}; \quad X_L = \omega L \gg R_{\text{вх}} \approx h_{11E};$$

Звичайно, виконати ці умови неважко, оскільки у транзисторів вихідний опір великий, а вхідний - малий.

На описаних методах ґрунтується робота всіх спеціальних приладів (так званих тестерів), які служать для вимірювання параметрів транзисторів.

У принципі, подібним же способом можна було б вимірювати і r -параметри. Для цього слід було б зробити експеримент холостого ходу спочатку по входу, а потім по виходу транзистора. Але, якщо перший з цих експериментів здійснити порівняно легко, то для реалізації холостого ходу по виходу потрібно було б увімкнути у вихідне коло дросель L , який задовольняв умові $X_L = \omega L \gg R_{\text{вх}} \approx \frac{1}{h_{22E}}$. Здійснити цю умову звичайно буває досить важко.

Щоб безпосередньо виміряти \mathcal{G} -параметри довелося б здійснити експеримент короткого замикання як по входу, так і по виходу. Реалізація першої з вимог досить утруднена, оскільки для цього потрібна була б надто велика ємність. Тут і стають очевидними переваги системи h -параметрів: для їх вимірювання потрібні легко здійснювані експерименти. Тому в довідниках звичайно наводяться дані саме для h -параметрів. Зважаючи на це, наш подальший виклад ґрунтуватиметься саме на системі h -параметрів. Вони ж будуть використовуватися у всіх розрахунках радіоелектронних схем та пристроїв, що будуть розглядатися далі.

4.7. Складений транзистор

З двох транзисторів, які мають порівняно невисокі параметри (коефіцієнти підсилення за струмом h_{21E}) можна шляхом спеціального увімкнення створити схему, яка

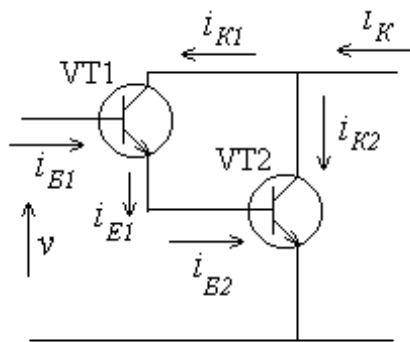


Рис.4.13.

працюватиме як єдиний транзистор з вельми високим значенням того ж параметру. Така схема зображена на рис. 4. 13. Вона має назву "складеного транзистора" або схеми Дарлінгтона. У цій схемі перший транзистор VT1 є підсилювачем струму для другого транзистора VT2. Дійсно, базовий струм VT2 дорівнює емітерному струму VT1, який в $(\beta_1 + 1)$ разів більший від вхідного струму i_{B1} . В результаті загальний коефіцієнт, підсилення по

струму $\beta = \frac{i_K}{i_{B1}}$ виявляється значно більшим аніж у

кожного з транзисторів окремо. Переконайтеся в тому неважко. Зробимо простий розрахунок:

$$i_K = i_{K1} + i_{K2} = \beta_1 i_{B1} + \beta_2 i_{B2}$$

Але $i_{B2} = i_{E1} = i_{K1} + i_{B1} = i_{B1}(\beta_1 + 1)$. Підставивши значення i_{B2} в попередній вираз, дістанемо

$$i_K = i_{B1}[\beta_1 + \beta_2(\beta_1 + 1)]$$

Отже загальний коефіцієнт підсилення за струмом дорівнюватиме

$$\beta = \beta_1 + \beta_2 + \beta_1 \beta_2 \approx \beta_1 \beta_2$$

Так, наприклад, маючи два транзистори з $h_{21E} \approx 30$, можна одержати загальний коефіцієнт підсилення по струму десь близько до 10^3 . Такий спосіб часто-густо виявляється простішим та дешевшим ніж пошук спеціального транзистора з таким же високим значенням цього параметру. Слід відмітити, що у такій же мірі як β зростає і вхідний опір системи порівняно з вхідним опором поодинокого транзистора.

Іншою схемою, в якій використовується сполучення двох транзисторів є так зване каскодне увімкнення (рис.4.14). В цій схемі перший транзистор увімкнений за схемою із спільним емітером, а другий - із спільною базою.

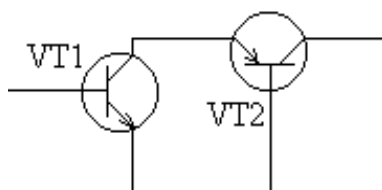


Рис.4.14.

Вхідний опір такої схеми $H_{11} \approx h_{11E}^{(1)}$, а вихідний - $H_{22} \approx h_{22E}^{(2)}$, коефіцієнт підсилення за струмом $H_{21} \approx h_{21E}^{(1)}$. Виграш тут у параметрі $H_{12} \approx h_{12E}^{(1)} \cdot h_{12E}^{(2)}$, який виявляється набагато меншим ніж відповідний параметр для кожного з транзисторів окремо.

Подібна схема застосовується в тих випадках, коли особливо небажаний внутрішній зворотний зв'язок транзистора, що визначається параметром h_{12} .

**Контрольні питання до розділу
"Параметри та еквівалентні схеми біполярних транзисторів".**

1. Перелічте, від яких факторів залежать значення параметрів біполярних транзисторів.
2. Що таке еквівалентна схема транзистора? У якому розумінні вона еквівалентна реальному транзистору?
3. Чи може бути однозначно представлений транзистор у вигляді еквівалентної схеми?
4. Чи повинна еквівалентна схема транзистора відображати його внутрішню будову та принципи її дії?
5. Як це можливо, щоб в такому заздалегідь нелінійному пристрої, яким є транзистор, змінні (сигнальні) складові струмів та напруг виявлялися б пов'язаними між собою лінійними співвідношеннями? За яких припущень це буде вірно?
6. Для чого при розрахунках радіоелектронних схем реальний транзистор замінюють його еквівалентною схемою?
7. Який фізичний зміст мають е.р.с. E_1 та E_2 , зображені на рис. 4.2? Які реальні явища вони моделюють?
8. Який фізичний зміст мають елементи g_{22} та h_{22} на еквівалентних схемах, зображених на рис.4.3 та 4.4?
9. Як повинні співвідноситись між собою режимні напруги у схемах СБ та СЕ, щоб можна було зробити перерахунок параметрів h_B у h_E -параметри?
10. Чому параметр h_{21B} дорівнює α , але із знаком "мінус"?
11. При якому увімкненні транзистор має менший вхідний опір - за схемою СБ чи за схемою СЕ?
12. Як співвідносяться між собою вихідні провідності транзистора при увімкненні його за схемами СБ та СЕ?
13. Який елемент у фізичній еквівалентній схемі транзистора (рис.4.7) відображав вплив вихідної напруги на вхідний струм?
14. Для чого потрібні ємності, зображені на рис.4.11?
15. З яких міркувань обирається величина індуктивності у схемі, зображеної на рис.4.12?
16. Який позитивний результат дає застосування схеми складного транзистора?
17. У яких випадках доцільно застосувати каскодне увімкнення транзисторів?

Задачі до розділу.

1. Складіть вираз для перерахунку g -параметрів на h -параметри.
2. Для транзистора, увімкненого за схемою СЕ, h -параметри дорівнюють:
 $h_{11E} = 500 \text{ Ом}; \quad ; \quad h_{12E} = 3 \cdot 10^{-4}; \quad h_{21E} = 40; \quad h_{22E} = 50 \text{ мкСм}$.
 Перерахуйте їх у h_B -параметри.

3. Знайдіть вираз для крутості прохідної характеристики через h -параметри. Якою буде крутість для параметрів, наведених у задачі 4.2 ?
4. Параметри транзистора, увімкненого за схемою СБ дорівнюють: $h_{11B}=30$ Ом; $h_{112B} = 10^{-4}$; $h_{216} = -0,98$; $h_{22B} = 5$ мкСм. Знайдіть значення елементів, зображених на еквівалентній схемі рис.4.8.
6. За вхідними та вихідними характеристиками транзистора КТ201В, наведеними у додатку, визначте параметри h_{11E} ; h_{21E} ; h_{22E} в робочій точці $U_{KE} = 3$ В; $I_B = 0,2$ мА.
7. Знайдіть значення параметра h_{21} для складеного транзистора, зображеного на рис.4.13. Параметри транзистора візьміть з задачі 4.2.