

УДК 621.382.3

Азаров О. Д., д.т.н.,
Гарнага В. А., к.т.н.,
Яцик В. Є.

АНАЛІЗ СТАТИЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК БІПОЛЯРНИХ ТРАНЗИСТОРІВ ІЗ ВИКОРИСТАННЯМ КЕРОВАНИХ І ФУНКЦІОНАЛЬНИХ ГЕНЕРАТОРІВ СТРУМУ

Вінницький національний технічний університет

Проаналізовано методи отримання статичних характеристик біполярних транзисторів із використанням керованих і функціональних генераторів струму, за умови, що останні розглядаються як об'єкти, що можуть керуватися як напругою так і струмом. Синтезовано адаптовані схеми заміщення біполярних транзисторів для режимів по постійному струму і малосигнальної зони в рамках лінеаризованої моделі Гуммеля-Пуна з урахуванням ефекту Ерлі. Отримано аналітичні вирази, що зв'язують значення електричних величин у контурах і елементах адаптованої схеми заміщення з рівнями вхідних сигналів, параметрами робочої точки та коефіцієнтів передачі струмів для каскадів загальний емітер, загальний колектор та загальна база.

Вступ

У теперішній час проектування електронних схем базується на використанні комп'ютерного моделювання, зокрема, за допомогою інтегрованих пакетів схемотехнічного аналізу типу "MicroCap", "MicroSim", "OrCAD" і т. п. [1–3]. Причому, представлення даних на елементи електронних і електричних схем при цьому здійснюється у форматі SPICE [4].

Можливості вказаних програмних засобів дозволяють здійснювати схемотехнічний аналіз принаймні на двох рівнях. На першому активні елементи (транзистори) зображуються безпосередньо своїми принциповими схемами, тобто, у вигляді "чорної скриньки", а моделі цих об'єктів вибираються з наявної бібліотеки. Такий підхід є дуже зручним для широкого кола споживачі, оскільки не вимагає глибоких знань із теорії транзисторів і транзисторних схем.

На другому рівні транзистори можна зобразити своїми електричними схемами заміщення із застосуванням керованих генераторів (КГ) сигналів, зокрема, напруг і струмів, або функціональних генераторів. Такий підхід дозволяє, змінюючи в ході аналізу відповідні коефіцієнти передачі цих генераторів сигналів (ГС), а також параметри пасивних компонентів, оцінити потенційні можливості запропонованого варіанту електронної схеми, та оптимізувати статичні або динамічні характеристики.

Актуальність

Значну кількість аналогових і аналого-цифрових схем реалізують на біполярних транзисторах (БТ), а в деяких випадках додатково застосовують і польові транзистори [5]. Причому відомо, що у визначенні конфігурації і параметрів схеми заміщення БТ принципово можливі два підходи.

Перший, полягає в тому, що БТ розглядається як прилад, який керується напругою [6–8]. У цьому випадку по аналогії з польовими транзисторами (або електронними лампами) використовують такий параметр як крутість вхідної або передатної характеристики [5]. Цей параметр БТ істотно залежить від режиму по постійному струму і змінюється разом з ним. Застосування вказаної характеристики є незручним і ускладнює принаймні підготовку даних для моделювання.

Другий підхід полягає в тому, що БТ розглядається як прилад, що керується струмом. Проте, застосування відомих схем заміщення у рамках моделі Еберса-Мола, наведених наприклад у [9] призводить до результатів, що відрізняються від отриманих комп'ютерним моделюванням у рамках першого підходу. Це пояснюється деякими відмінностями такої конфігурації схеми заміщення порівняно з прийнятою в рамках моделі Гуммеля-Пуна [7, 8].

У статті запропоновано використовувати адаптовану схему заміщення БТ, яка з одного боку в загальних рисах базується на тій, що прийнята в рамках першого підходу, а з іншо-

го – передбачає застосування керованих і функціональних генераторів струму (КГС і ФГС). Це дає змогу замінити крутість таким параметром як коефіцієнт передачі струму. При цьому значення величин пасивних компонентів схеми задаються з урахуванням дії внутрішнього зворотного зв'язку в транзисторі та відповідних коефіцієнтів передачі КГС.

Проте, згаданий підхід недостатньо розкрито в сучасній науково-технічній літературі, і тому тема статті “Аналіз статичних характеристик біполярних транзисторів із використанням керованих і функціональних генераторів струму” є актуальною.

Мета

Спрощення процедури отримання статичних характеристик БТ у рамках лінеаризованої моделі Гуммеля-Пуна шляхом застосування адаптованої схеми заміщення, в яку введено керовані і функціональні генератори струму, за умови, що транзистор може керуватися як струмом, так і напругою.

Постановка задач

Відповідно до зазначеної мети формулюються такі основні задачі:

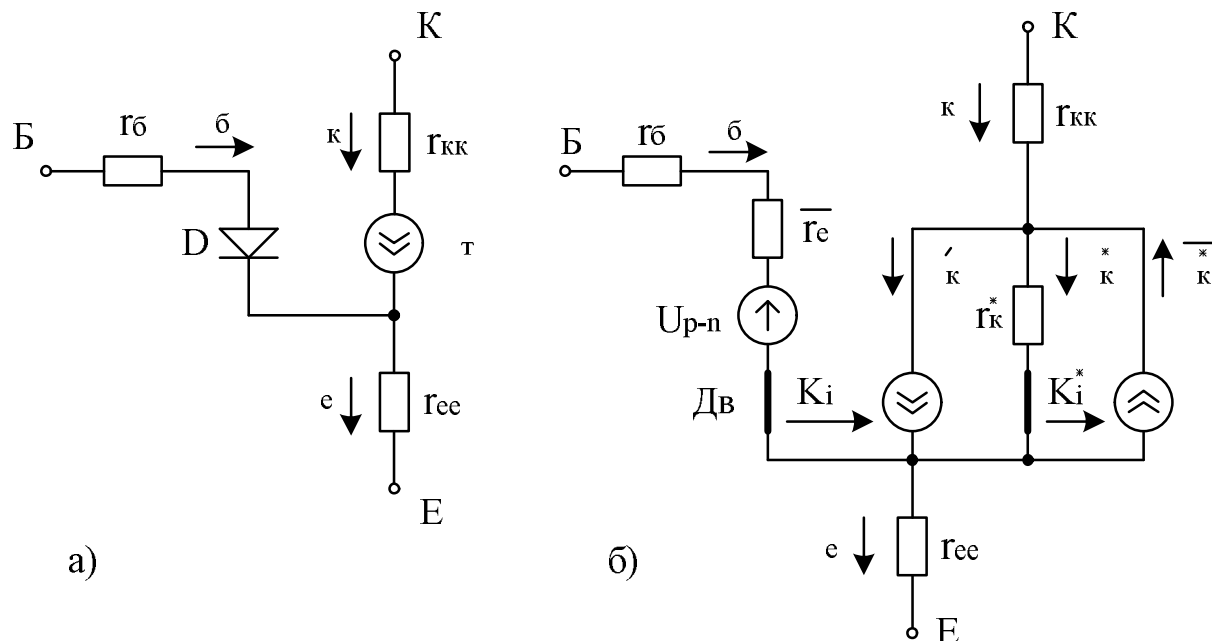


Рис. 1. Схеми заміщення БТ для нормального режиму статичної моделі Гуммеля-Пуна: а) до лінеаризування; б) адаптованої після лінеаризування із застосуванням КГС.

Будемо вважати, що БТ керується як струмом, так і напругою. При цьому вхідне коло переходу Б-Е можна зобразити як послідовне з'єднання резисторів r_b , r_e , генератора напруги U_{p-n} переходу база-емітер і давача базового

1) синтезувати адаптовані схеми заміщення БТ для режимів по постійному струму і мало-сигнальної зони в рамках лінеаризованої моделі Гуммеля-Пуна із застосуванням КГС і функціональних ГС з урахуванням ефекту Ерлі;

2) отримати аналітичні вирази, що зв'язують значення електричних величин у контурах і елементах адаптованої схеми заміщення з рівнями вхідних сигналів, параметрами робочої точки та коефіцієнтами передачі струмів для каскадів загальний емітер (ЗЕ), загальних колектор (ЗК) і загальна база (ЗБ);

Розв'язання задач

Для синтезу адаптованої схеми заміщення БТ скористаємося евристичним методом [10]. За основу візьмемо схему заміщення транзистора для розрахунку режиму по постійному струму (робочої точки) у рамках нелінеаризованої моделі Гуммеля-Пуна [5], зображену на рис. 1 а), тут: r_b , r_{kk} , r_{ee} – об'ємні опори бази, колектора й емітера відповідно; D – діод, що імітує емітерний $p-n$ перехід; I_c – наскрізний струм переходів колектор-емітер.

струму $I_{c'}$. Композиція $DвI$ і генератора струму $I_{c'}$ колекторного переходу являє собою керований генератор струму із відповідним коефіцієнтом передачі K_i . Причому для розрахунку робочої точки застосовується коефіці-

ент $K_1 = B$, де B – статичний коефіцієнт передачі струму. Опір переходу Б-Е дорівнює $r_e = r_e \cdot \beta$, за умови, що $r_e = \frac{\varphi_T}{I_K}$, де φ_T – термопотенціал, а струм колекторного переходу дорівнює $I_K = B \cdot I_E$. Зауважимо, що статичні параметри B, I_B, I_K, I_E на схемах позначені великими літерами, а малосигнальні β, i_b, i_k, i_e відповідно маленькими.

Вплив ефекту Ерлі [5], який збільшує колекторний струм на величину складової I_K^* , враховується введенням резистора колекторного переходу r_K^* . У цьому випадку:

$$I_K^* = \frac{U_{\text{Ерлі}}}{r_K^*},$$

де $U_{\text{Ерлі}}$ – напруга Ерлі, значення якої залежить від типу транзистора. При цьому слід зазначити, що значення $U_{\text{Ерлі}}$ залежить від характеру ГС (генератора струму або напруги), що підключається між базою і емітером.

Так комп'ютерний аналіз ВАХ залежності $I_K = f(U_{\text{КЕ}})|_{I_E = \text{const}}$ (генератор струму) і $I_K = f(U_{\text{КЕ}})|_{U_{\text{БЕ}} = \text{const}}$ (генератор напруги) наведених на рис. 2 а), б) показує, що у першому випадку $U_{\text{Ерлі}}(I_T)$ має мінімальне і постійне значення і до того ж практично не залежить від параметрів робочої точки. У другому випадку $U_{\text{Ерлі}}(U_T)$ має дещо більше значення, яке змінюється залежно від рівня робочого струму [11]. Враховуючи сказане опір колекторного переходу r_K^* треба визначити за умови керування транзистора струмом, а саме з виразу:

$$r_K^* = \frac{U_{\text{Ерлі}}(I_T) + U_{\text{КЕ, р}}}{I_{\text{К, р}}},$$

де $U_{\text{КЕ, р}}$ і $I_{\text{К, р}}$ – параметри робочої точки. Розбіжності між значеннями $U_{\text{Ерлі}}(I_T)$ і $U_{\text{Ерлі}}(U_T)$ пояснюються дією у другому випадку внутрішнього зворотного зв'язку в транзисторі.

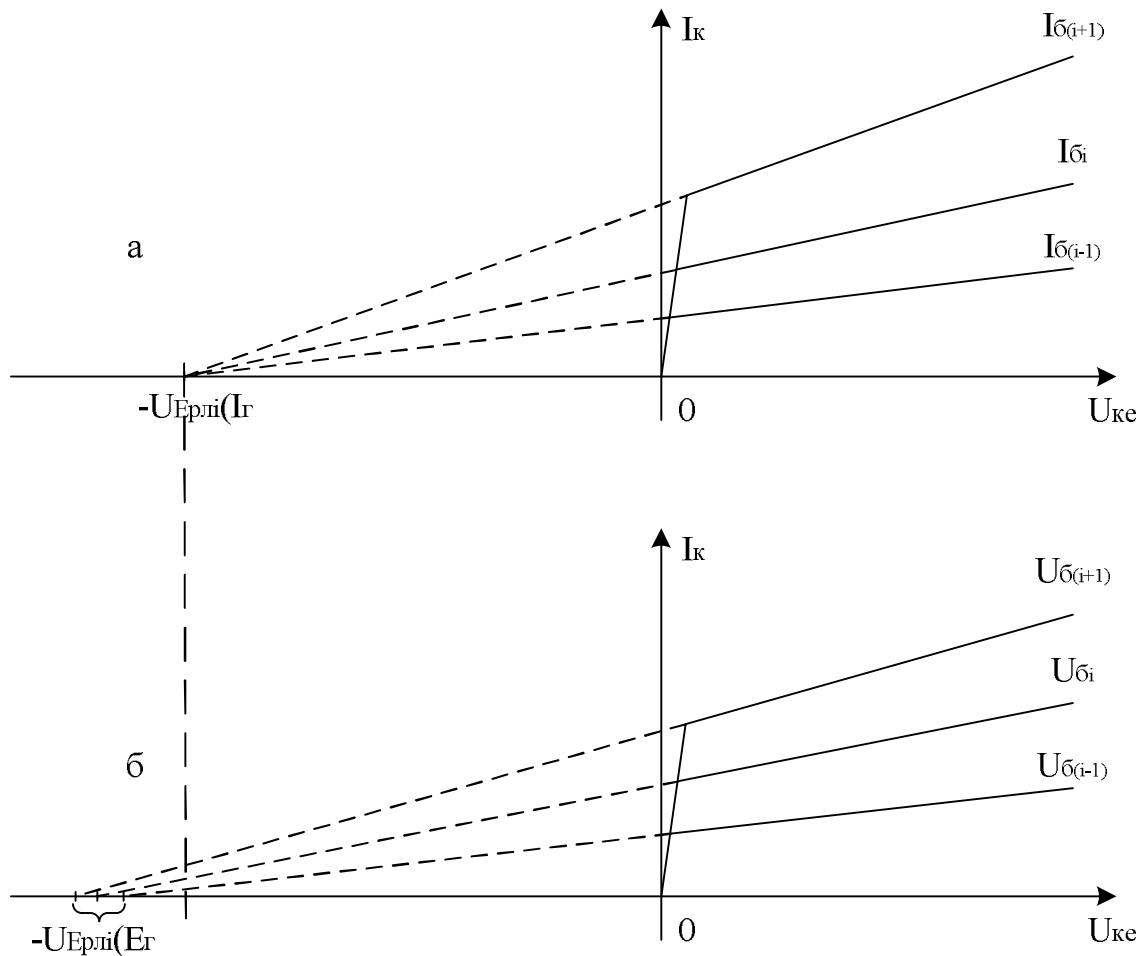


Рис. 2. ВАХ каскаду із ЗЕ для різних типів ГС: а) джерела струму; б) джерела напруги.

При аналізі робочої точки послідовно з r_K^* слід включити ще один КГС із коефіцієнтом передачі $K_1^* = 1$. При цьому згенерований

струм I_K^* скомпенсує складову I_K^* . Наявність кінцевого опору колекторного переходу r_K^* і появу у зв'язку з цим складової колекторного

струму I_{κ}^* доцільно врахувати у вигляді залежності статичного В від напруги на переході $U_{\kappa\epsilon}$ колектор-емітер. При цьому:

$$B = B_0 \cdot \left(1 + \frac{U_{\kappa\epsilon}}{U_{\text{Ерлі}}}\right),$$

де початковий рівень B_0 визначається для мінімального значення $U_{\kappa\epsilon \text{ мін}} \approx 0,35 + 0,5 \text{ В}$ – при якому транзистор починає виходити з лінійної зони. Наявність резистора r_{κ}^* дозволяє оцінити додаткову складову колекторного струму I_{κ}^* , що виникає через ефект Ерлі.

Напруга на переході Б-Е дорівнює:

$$U_{\text{Б-Е}} = \varphi_T \cdot \ln \frac{I_{\text{Б}}}{I_0},$$

де I_0 – початковий струм колектора (істотно залежить від типу транзистора). Таким чином з урахуванням вищевикладеного адаптована схема заміщення має вигляд, наведений на рис. 1 б).

Проаналізуємо статичні характеристики транзисторного каскаду ЗЕ, наведеного на рис. 3 а) із застосуванням адаптованої схеми заміщення.

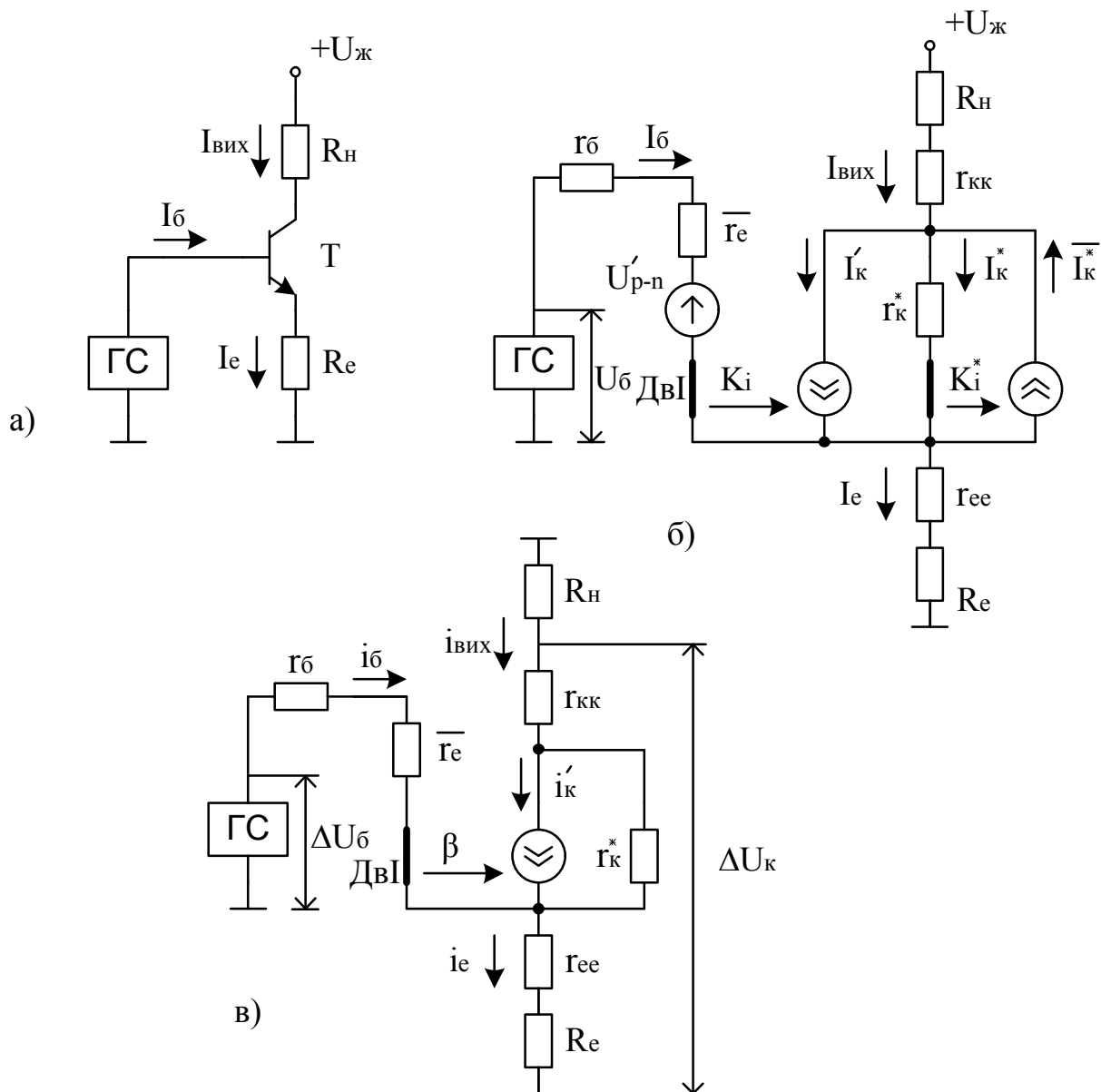


Рис. 3. Каскад із загальним емітером:

а) загальний вигляд; схема заміщення: б) для режиму по постійному струму; в) для малосигнальної зони.

До складу каскаду ЗЕ (рис. 3 а)) входять генератор вхідного сигналу ГС, резистор колек-

торного навантаження R_H та зовнішній емітерний резистор R_e , який в деяких випадках може

бути відсутнім. Наявність останнього робить схему ЗЕ гібридною у сенсі, подібною до загального колектору (ЗК), і призведе до збільшення глибини послідовного зворотного зв'язку по струму. ГС може бути реалізовано у вигляді: генератора струму з паралельним підключенням опору генератора R_g , а також генератора електрорушійної сили з послідовним включенням R_g . На рис. 3 б) застосовано позначки: U_{β} – це падіння напруги, що виникає між базою і “землею” схеми незалежно від типу ГС; $I_{\text{вих}}$ – вихідний (колекторний) струм транзистора.

Для оцінювання статичних характеристик доцільно скористатися схемою заміщення для малосигнальної зони, що зображена на рис. 3 в). Порівняно з попереднім варіантом тут відсутні деякі елементи, що задають режим по постійному струму, а ГС генерує на вході малосигнальні прирости сигналів струму або напруги. Вхідний опір $r_{\text{вх}}$ каскаду визначається аналогічно до того, як це запропоновано в [5] у вигляді:

$$r_{\text{вх}} = \frac{U_{\beta}}{i_{\beta}} = r_{\beta} + \beta \cdot r_e + (R_e + r_{ee}) \cdot (1 + \beta), \quad (1)$$

де $\beta = \frac{i_k}{i_{\beta}} \approx \beta$ – малосигнальний коефіцієнт передачі.

Вихідний опір схеми істотно залежить від типу генератора вхідного сигналу. У випадку, якщо ГС являє собою джерело напруги з послідовним з'єднанням R_g , то з урахуванням внутрішнього зворотного зв'язку маємо:

$$r_{\text{вих}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{i_{\text{к}}} = r_{\text{к}}^* \cdot (1 + \gamma_{\beta} \cdot \beta), \quad (2)$$

де γ_{β} – коефіцієнт передачі ΔU_{β} з кола бази в коло емітера, який по аналогії з [5] дорівнює:

$$\gamma_{\beta} = \frac{R_e + r_{ee}}{R_g + r_{\beta} + \beta \cdot r_e + R_e + r_{ee}}. \quad (3)$$

При цьому, проте, слід також відзначити і деякі відмінності формул (1-3) від відомих [11]. Це пов'язано з тим, що у запропонованій схемі заміщення генератор $I_{\text{к}}$ і опір $r_{\text{к}}^*$ підключено до об'ємного опору r_{ee} , а не до резистора емітерного переходу r_e .

У випадку, якщо ГС являє собою ідеальне джерело струму, тобто $R_g = \infty$, і зворотній зв'язок відсутній, а $\gamma_{\beta} = 0$ і тому $r_{\text{вих}} = r_{\text{к}}^*$.

Якщо ГС являє собою генератор напруги, а R_g зменшується, то дія зворотного зв'язку і-

стотно посилюється. У випадку, якщо ГС є ідеальним джерелом напруги, при якому $R_g = 0$, то:

$$\gamma_{\beta} = \frac{R_e + r_{ee}}{r_{\beta} + \beta \cdot r_e + R_e + r_{ee}}. \quad (4)$$

При заміні зовнішнього емітерного резистора R_e ідеальним генератором струму ($R_e \rightarrow \infty$) маємо граничний випадок, коли $\gamma_{\beta} \rightarrow 1$, а $r_{\text{вих}} = r_{\text{к}}^* \cdot (1 + \beta) = r_{\text{к}}$. Це збігається із значенням вихідного опору для схеми із загальною базою.

Коефіцієнт підсилення по струму визначається у вигляді:

$$K_{i_{\text{вих}}} = \frac{i_{\text{вих}}}{i_{\text{к}}} = \frac{i_{\text{к}} \cdot \gamma_{\text{к}}}{i_{\beta}} = \frac{\beta \cdot i_{\beta}}{i_{\beta}} \cdot \gamma_{\text{к}} = \beta \cdot \gamma_{\text{к}},$$

де $\gamma_{\text{к}}$ – коефіцієнт передачі колекторного струму $i_{\text{к}}$ у навантаження, значення якого дорівнює:

$$\gamma_{\text{к}} = \frac{r_{\text{вих}}}{R_{\text{н}} + r_{\text{вих}}}. \quad (5)$$

При цьому слід зазначити, що $\gamma_{\text{к}}$, а відповідно і $K_{i_{\text{вих}}}$ залежать від співвідношення $r_{\text{вих}}$ і $R_{\text{н}}$. При $R_{\text{н}} = 0$ (короткозамкнений вихід) $\gamma_{\text{к}} = 1$, а $K_{i_{\text{вих}}} = \beta$. При збільшенні опору навантаження $R_{\text{н}}$ коефіцієнт підсилення по струму $K_{i_{\text{вих}}}$ зменшується.

Коефіцієнт підсилення каскаду по напрузі визначається у вигляді:

$$K_{\text{н}} = \frac{\Delta U_{\text{н}}}{\Delta U_{\text{вх}}}, \text{ де}$$

$$\Delta U_{\text{н}} = i_{\text{к}} \cdot \gamma_{\text{к}} \cdot R_{\text{н}} = \beta \cdot i_{\beta} \cdot \gamma_{\text{к}} \cdot R_{\text{н}} = \beta \cdot \frac{U_{\text{вх}}}{r_{\text{вх}}} \cdot \gamma_{\text{к}} \cdot R_{\text{н}}.$$

Підставляючи значення $\Delta U_{\text{н}}$ у вираз для $K_{\text{н}}$, отримуємо:

$$K_{\text{н}} = \frac{\beta \cdot \gamma_{\text{к}} \cdot R_{\text{н}}}{r_{\text{вх}}}.$$

З урахуванням (1) і (5) остаточно маємо:

$$K_{\text{н}} = \frac{\beta \cdot R_{\text{н}} \cdot \frac{r_{\text{вих}}}{R_{\text{н}} + r_{\text{вих}}}}{r_{\beta} + \beta \cdot r_e + (R_e + r_{ee}) \cdot (1 + \beta)}.$$

Якщо:

$$r_{\text{вих}} \gg R_{\text{н}},$$

$$[\beta \cdot r_e + (R_e + r_{ee}) \cdot (1 + \beta)] \gg r_{\beta},$$

то

$$K_{\text{н}} = \frac{\beta \cdot R_{\text{н}}}{\beta \cdot r_e + (R_e + r_{ee}) \cdot (1 + \beta)} \approx \frac{R_{\text{н}}}{r_e + R_e + r_{ee}}.$$

За умови $R_e \gg r_{ee} + r_{\beta}$:

$$K_u \approx \frac{R_H}{R_e}$$

Максимальне значення K_u має при $R_e = 0$. При цьому вважаючи, що $[\beta \cdot r_e + r_{ee} \cdot (1 + \beta)] \gg r_b$, отримаємо:

$$K_u = \frac{R_H \cdot \gamma_K}{r_b + r_{ee}} \quad (6)$$

При цьому слід зазначити, що при зростанні R_e , починає зменшуватись γ_K . Потенційне досягнене значення коефіцієнта передачі (при $R_H \rightarrow \infty$) дорівнює:

$$K_u = \frac{r_K^*}{r_e + r_{ee}}$$

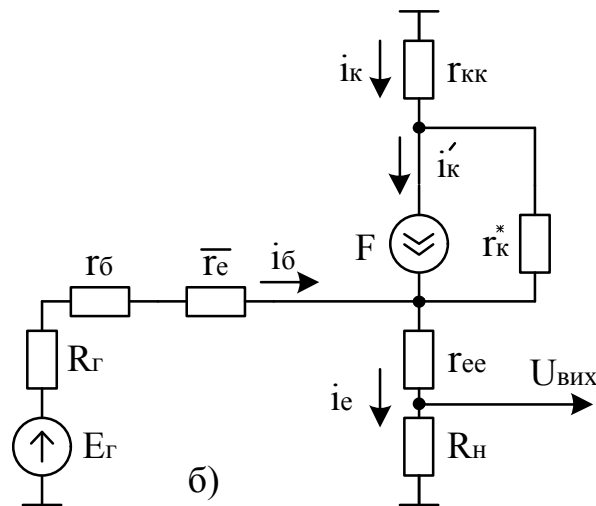
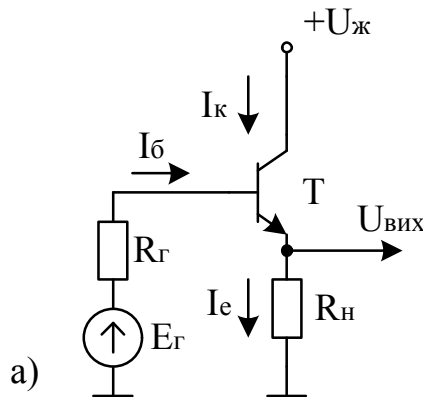


Рис. 4. Каскад із загальним колектором: а) загальний вигляд; б) схема заміщення для малосигнальної зони.

При цьому слід зазначити, що вхідний опір схеми визначається аналогічно як і для схеми ЗЕ, а саме на основі виразу (1).

Водночас, якщо R_e замінити генератором струму, то маємо максимальне значення, яке дорівнює:

$$r_{ex} = r_K^* \cdot (1 + \beta) = r_K$$

Вихідний опір визначається у вигляді:

$$r_{вих} = \frac{\Delta U_{вих}}{i_e} = r_e + r_{ee} + \frac{r_b + R_G}{1 + \beta}$$

Якщо R_G є співвимірним із r_b , то:

$$r_{вих} \approx r_e + r_{ee}$$

Коефіцієнт передачі по напрузі визначається у вигляді:

$$K_u = \frac{\Delta U_{вих}}{\Delta E_G}, \quad \Delta U_{вих} = i_e \cdot R_H = i_b \cdot (1 + \beta) \cdot R_H$$

З іншого боку:

$$i_b = \frac{\Delta E_G}{r_{вих}} = \frac{\Delta E_G}{r_b + r_{ee} + (R_H + r_{ee}) \cdot (1 + \beta)} = \frac{\Delta E_G}{r_b + (R_H + r_{ee} + r_e) \cdot (1 + \beta)}$$

Таким чином:

$$\Delta U_{вих} = \frac{\Delta E_G \cdot (1 + \beta) \cdot R_H}{r_b + (R_H + r_{ee} + r_e) \cdot (1 + \beta)} \approx \frac{\Delta E_G \cdot R_H}{R_H + r_{ee} + r_e}$$

Відповідно:

$$K_u = \frac{R_H}{R_H + r_{ee} + r_e}$$

Схема каскаду із загальним колектором (емітерний повторювач), наведена на рис. 4 а), містить: вхідний генератор напруги E_G , транзистор Т і опір навантаження R_H , включений між емітером і шиною нульового потенціалу, а вихід каскаду підключено до емітера. Схема заміщення ЗК для постійних складових повторює схему для ЗЕ з тією різницею, що вихідна шина підключена до R_e .

Статичні характеристики ЗК можна оцінити за допомогою схеми заміщення для малосигнальної зони, зображеної на рис. 4 б). Тут замість КГС використовується функціональний генератор струму з коефіцієнтом передачі $K_i = \frac{i_c}{i_b} = \beta$, тому $F = i_b \cdot \beta$.

Якщо опір навантаження $R_H \gg r_{ee} + r_e$, то $K_u \rightarrow 1$. Граничний випадок має місце, коли

замість R_H використовується генератор струму. При цьому $K_H = 1$.

Каскад із ЗБ зображено на рис. 5 а). Адаптовану схему заміщення для постійних складових наведено на рис. 5 б). Тут слід відзначити, що опір колекторного переходу $r_k = r_k^* \cdot (1 + \beta)$, а це значно більше, ніж для каскадів ЗЕ і ЗК. Тому в ряді випадків $r_{e'}$, а відповідно і складову струму $I_{e'}$ можна не враховувати. Коефіцієнт передачі емітерного струму для КГС або функціонального генератора F дорівнює:

$$\alpha = \frac{B}{B + 1}.$$

За потреби точнішого оцінювання α треба врахувати залежність $B = f(U_{KB})$.

Для визначення малосигнальних характеристик каскаду скористаємося схемою заміщення, зображеною на рис. 5 в). При цьому вхідний опір дорівнює:

$$r_{вх} = \frac{\Delta U_{вх}}{i_e} = r_{ee} + \frac{\bar{r}_e + r_b}{1 + \beta} \approx r_{ee} + r_e.$$

Вихідний опір схеми істотно залежить від типу генератора вхідного сигналу. Якщо ГС є джерелом струму, то $r_{вих}$ є максимальним і дорівнює:

$$r_{вих} = \frac{\Delta U_{жк}}{I_k} \approx r_k.$$

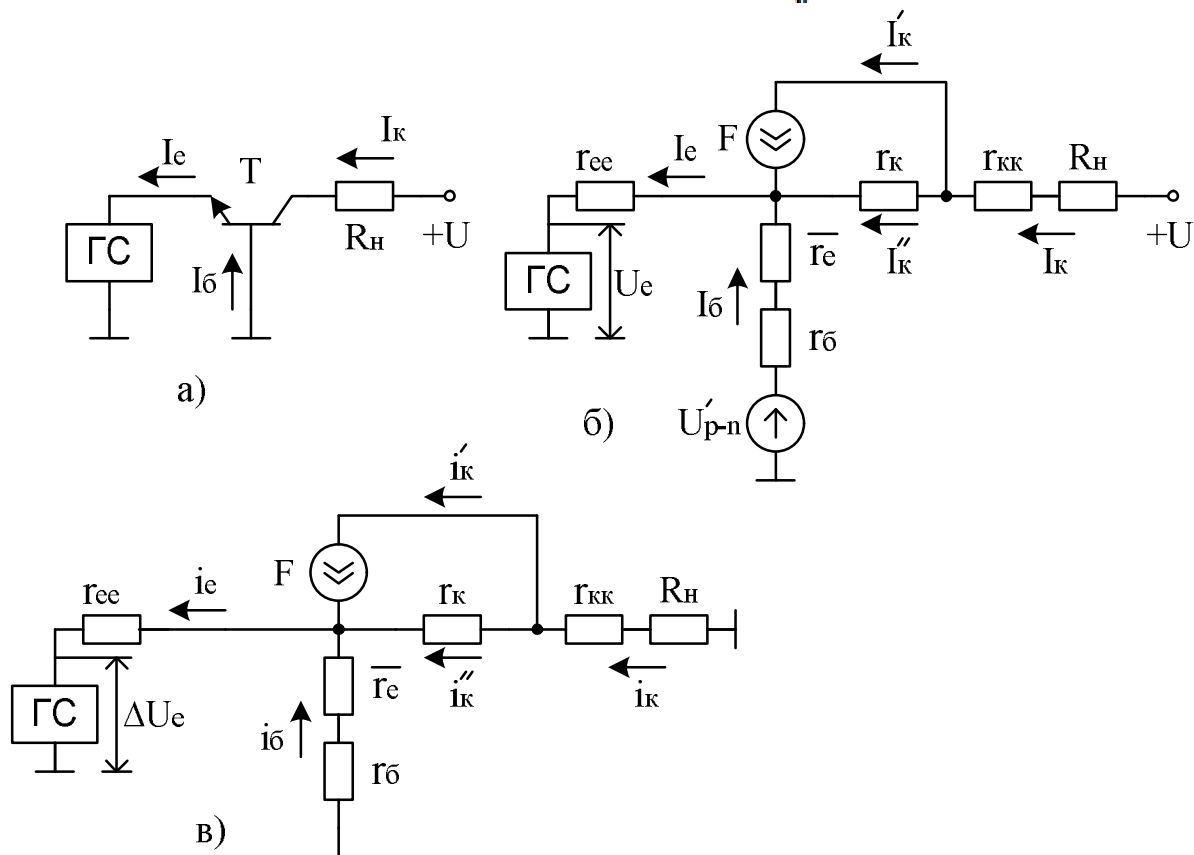


Рис. 5. Каскад із загальною базою:

а) схема вмикання; б) схема заміщення для постійних складових; в) малосигнальна схема заміщення.

При цьому коефіцієнт передачі ФГС буде дорівнювати: $F = i_e \cdot \alpha$

Якщо ж ГС є джерелом ЕРС, то глибина внутрішнього зворотного зв'язку в транзисторі значно зменшується [6], і маємо:

$$r_{вих} = r_k \cdot Y_e,$$

де Y_e – коефіцієнт передачі емітерного струму в коло бази, який дорівнює:

$$Y_e = \frac{r_r + r_{ee} + r_e}{R_r + r_{ee} + \bar{r}_e + r_b},$$

У випадку, коли вхідний генератор ЕРС є ідеальним, тобто $R_r = 0$, маємо:

$$Y_e = \frac{r_{ee} + r_e}{r_{ee} + \bar{r}_e + r_b} \approx \frac{1}{\beta},$$

тому:

$$r_{вих} = r_k \cdot \frac{1}{\beta} = r_k^*,$$

тобто має мінімальне значення, що збігається з випадком для каскаду ЗЕ.

Коефіцієнт підсилення напруги визнача-

$$K_u = \frac{\Delta U_H}{\Delta U_{вх}}, \quad \text{де} \quad \Delta U_{вх} = i_{к} \cdot R_H \approx \frac{\Delta U_{вх} \cdot \alpha \cdot R_H}{r_{вв} + r_e + \frac{r_b}{1+\beta} + R_T}.$$

Таким чином:

$$K_u = \frac{\alpha \cdot R_H}{r_{вв} + r_e + \frac{r_b}{1+\beta} + R_T}.$$

Якщо $R_T = 0$, а $(r_{вв} + r_e) \gg \frac{r_b}{1+\beta}$, то K_u є максимальним, а його значення сягає:

$$K_u = \frac{\alpha \cdot R_H}{r_{вв} + r_e}.$$

Якщо ж $R_T \gg (r_{вв} + r_e)$, то

$$K_u = \frac{\alpha \cdot R_H}{R_T}.$$

Запропоновані адаптовані схеми заміщення й отримані вирази доцільно застосовувати для комп'ютерного схемотехнічного аналізу статичних характеристик електронних пристроїв, що синтезуються або проектується, а також їх компонентів, побудованих на БТ.

Висновки

1. Розглянуто запропоновані схеми заміщення БТ для режиму по постійному струму і малосигнальної зони в рамках лінеаризованої моделі Гуммеля-Пуна із застосуванням керування і функціональних генераторів струму. Доведено, що застосування принципу керування БТ як струмом, так і напругою дозволяє точніше оцінити напругу Ерлі й усунути при цьому вплив чинників робочої точки.

2. Отримано аналітичні вирази, що дозволяють розрахувати параметри робочої точки, а також малосигнальні характеристики каскадів ЗЕ, ЗК і ЗБ за умови керування транзистором як струмом, так і напругою. Це дає можливість порівняти поведінку електронних схем для випадків, коли джерелами сигналів є генератори струмів або генератори напруг.

ється з формули:

Список літератури

1. Амелина М. А. Программа схемотехнического моделирования Micro-Cap 8. / М. А. Амелина, С. А. Амелин – М. : Горячая линия-Телеком, 2007. – 464 с.
2. OrCAD Pspice. Анализ электрических цепей / Дж. Кеонун // М.: – ДМК Пресс, 2008. – 640 с.
3. Разевиг В. Д. Схемотехническое моделирование с помощью MicroCap 7 / Разевиг В. Д. – М.: Горячая линия - Телеком, 2003. – 368 с.
4. Визуальное моделирование электронных схем в PSPICE / Роберт Хайнеман // М.: – ДМК Пресс, 2008. – 326 с.
5. Титце У. Полупроводниковая схемотехника. / У. Титце, К. Шенк [пер. с нем. ДМК Пресс]. – М.: – ДМК Пресс, 2008 – Т. 1. – 832 с.
6. Grebene A. Bipolar and MOS Analog Integrated Circuit Design / Alan V. Grebene – 2003. – 879 p.
7. Крекрафт Д. Аналоговая электроника. Схемы, системы, обработка сигнала / Д. Крекрафт, С. Джерджли. – М.: Техносфера, 2005 – 360 с.
8. Наундорф У. Аналоговая электроника: Основы, расчет, моделирование. / Уве Наундорф [пер. с нем. М. М. Ташлицкого] // М.: Техносфера, 2008. – 472 с.
9. Степаненко И. П. Основы микроэлектроники. Учебное пособие для вузов. – 2-е изд. перераб. и доп. – М.: Лаборатория базовых знаний, 2003. – 488 с.
10. Иванов В. Н. Проектирование аналоговых схем на специализированных БИС / В. Н. Иванов, В. В. Иванов. – Ленинград: ЦНИИ «Румб», 1988. – 139 с.
11. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем, изд. 3-е, перераб. и доп. – М.: «Энергия», 1973. – 608 с.