

УДК 681.3:621.375

Азаров О.Д., д-р техн. наук
Каців С.Ш., канд. техн. наук
Гарнага В.А.,
Богомолів С.В.

МОДЕЛІ АЧХ І ФЧХ ІНТЕГРАЛЬНИХ БІПОЛЯРНИХ ТРАНЗИСТОРІВ НА ОСНОВІ СХЕМ ЗАМІЩЕННЯ З КЕРОВАНИМИ ГЕНЕРАТОРАМИ СТРУМУ

Вінницький національний технічний університет

Запропоновано малосигнальні схеми заміщення інтегральних біполярних транзисторів із керованими генераторами струму, отримано їх АЧХ і ФЧХ. На основі запропонованих моделей транзисторів отримано АЧХ і ФЧХ двотактного підсилювача постійного струму

Вступ

У теперішній час проектування аналогових інтегральних схем у значній мірі базується на комп'ютерному схемотехнічному аналізі [1]. Водночас для використання пакетів схемотехнічного аналізу таких як *MicroCap*, *OrCAD*, *MicroSim* та інших потрібна деталізована бібліотека елементів у форматі *SPICE*, що містить параметри елементів схем заміщення відповідних компонентів [2 - 4]. Лише за таких умов можливо отримати достовірні характеристики АЧХ і ФЧХ. Причому для загального аналізу аналогових схем, не прив'язуючись до конкретної елементної бази, можна використовувати аналітичні співвідношення, що отримуються на основі наявних фундаментальних співвідношень між параметрами транзисторів.

Актуальність

Треба зазначити, що принципи схемотехнічного аналізу крім беззаперечних переваг таких як простота виконання, можливість варіаційного аналізу, висока наочність та універсальність, мають певні недоліки. Це пов'язано із специфікою чисельних методів, що використовуються для визначення відповідних параметрів схем. За такого підходу обчислення здійснюються ітераційними методами для заданої множини точок, відстань між якими визначається відповідним кроком. При цьому схемотехнічний аналіз параметрів аналогових пристроїв із малою кількістю

(1 - 2) підсилювальних каскадів і невеликими коефіцієнтами передачі, за допомогою вказаних пакетів програм, є досить достовірним і зручним. Якщо ж кількість підсилювальних каскадів збільшується, а коефіцієнт передачі схем значно зростає, то визначення характеристик таких схем наштовхується на ряд проблем. Це має місце, наприклад, при моделюванні передатних характеристик багатокаскадних схем підсилювачів постійного струму з великим коефіцієнтом передачі (>90 дБ) із розірваною петлею зворотнього зв'язку під час балансування нуля і його подальшої компенсації, а також зняття таких характеристик як АЧХ і ФЧХ. Другий приклад виникнення проблеми достовірності – визначення коефіцієнта нелінійних спотворень для операційних підсилювачів із зворотнім зв'язком, які потенційно є високолінійними, при цьому наявність методичних похибок дискретизації, притаманних чисельним методам, призводить до недостовірних результатів.

Побудова математичних моделей електронних схем [1, 3] базується на використанні схем заміщення окремих компонентів. При цьому для побудови АЧХ і ФЧХ потрібні так звані П- або Т-подібні малосигнальні схеми заміщення транзисторів. Вони можуть бути отримані зі схем заміщення для великого сигналу з використанням частини елементів останніх, а також заміною *p-n* переходів еквівалентними резисторами. При цьому слід зазна-

чити, що параметри відомих схем заміщення для існуючих типів транзисторних каскадів (загальна база (ЗБ), загальний емітер (ЗЕ)) є різними. У випадку, коли це стосується опорів r_k , r_e , r_k^* і т. інш. – вони досить просто розраховуються за відомими формулами [2, 4 - 6]. Водночас такі параметри як ємності переходів потребують істотного коригування при переході від однієї схеми заміщення до іншої, наприклад, при переході від ЗБ до ЗЕ значення ємності переходу фізичної моделі база-колектор збільшується у β разів. Це призводить до необхідності перерахунку параметрів моделі. Автори пропонують універсальний підхід до побудови малосигнальних схем заміщення – уведення в них керованих генераторів струму (КГС) [1]. При коректному виборі точок підключення давачів таких генераторів, автоматично враховуються внутрішні зворотні зв'язки транзисторів і відповідно відсутня потреба в коригуванні параметрів фізичних моделей. Саме тому тема статті, присвячена аналізу схем заміщення біполярних транзисторів із керованими генераторами струму, а також побудові на їх основі математичних моделей, є актуальною.

Метою досліджень є універсалізація і спрощення процедур підготовки даних для схем заміщення біполярних транзисторів при схемотехнічному аналізі за рахунок уведення керованих генераторів струм-струм.

Завдання досліджень

1. Проаналізувати існуючі схеми заміщення біполярних транзисторів для

режиму малого сигналу, а також аналіз запропонованих варіантів електричних малосигнальних схем заміщення із КГС.

2. Розглянути рекомендації щодо складання математичних моделей АЧХ і ФЧХ коефіцієнтів передачі основних транзисторних каскадів інтегральних біполярних транзисторів за допомогою схем заміщення з використанням керованих генераторів струмів.

3. Перевірити адекватність отриманих математичних моделей біполярних транзисторів шляхом порівняння характеристик еквівалентних схем заміщення та електронних схем у форматі *SPICE* за допомогою пакету програм схемотехнічного моделювання, а також порівняти їх з результатами, отриманими на основі аналітичних рівнянь для АЧХ і ФЧХ.

4. Отримати аналітичні вирази для АЧХ і ФЧХ найпростішого двотактного ППС, а також здійснити порівняння результатів моделювання у рамках запропонованого і відомого підходів.

Розв'язання задач

Розглянемо основних типів каскадів біполярних транзисторів: загальної бази (ЗБ), загального емітера (ЗЕ) та загального колектора (ЗК), схеми яких зображено на рис. 1 а, б та в. Тут: рис. 1 I_{3M} – струм зміщення, що задає робочу точку транзистора, i_{BX} – змінна складова струму, необхідна для малосигнального аналізу, за умови, що для задання робочих точок каскадів і як джерела вхідного сигналу використовуються генератори струмів.

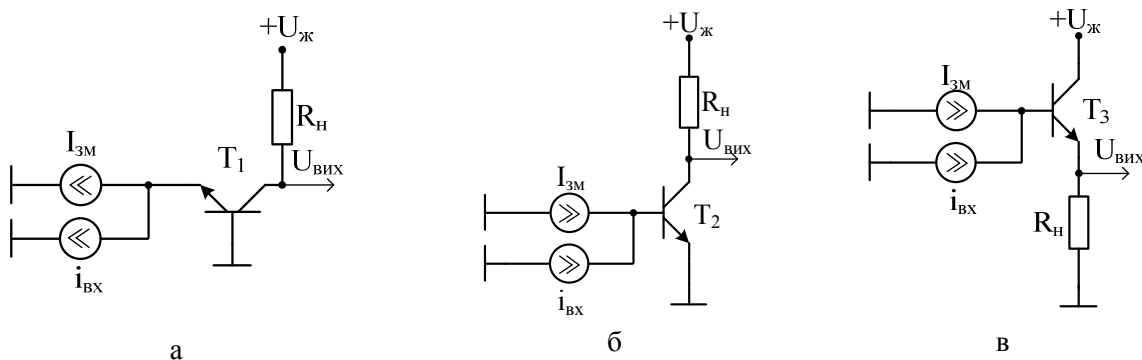


Рис. 1. Принципові схеми вмикання біполярних транзисторів: а) загальна база; б) загальний емітер; в) загальний колектор

Беручи за основу спрощену Т-подібну еквівалентну схему [3], побудуємо малосигнальні схеми заміщення із КГС для каскадів ЗБ, ЗЕ та ЗК. При цьому

для каскаду ЗБ треба врахувати, що давач КГС має бути підключено між опорами емітера точка *a* та бази точка *б* рис. 2 а.

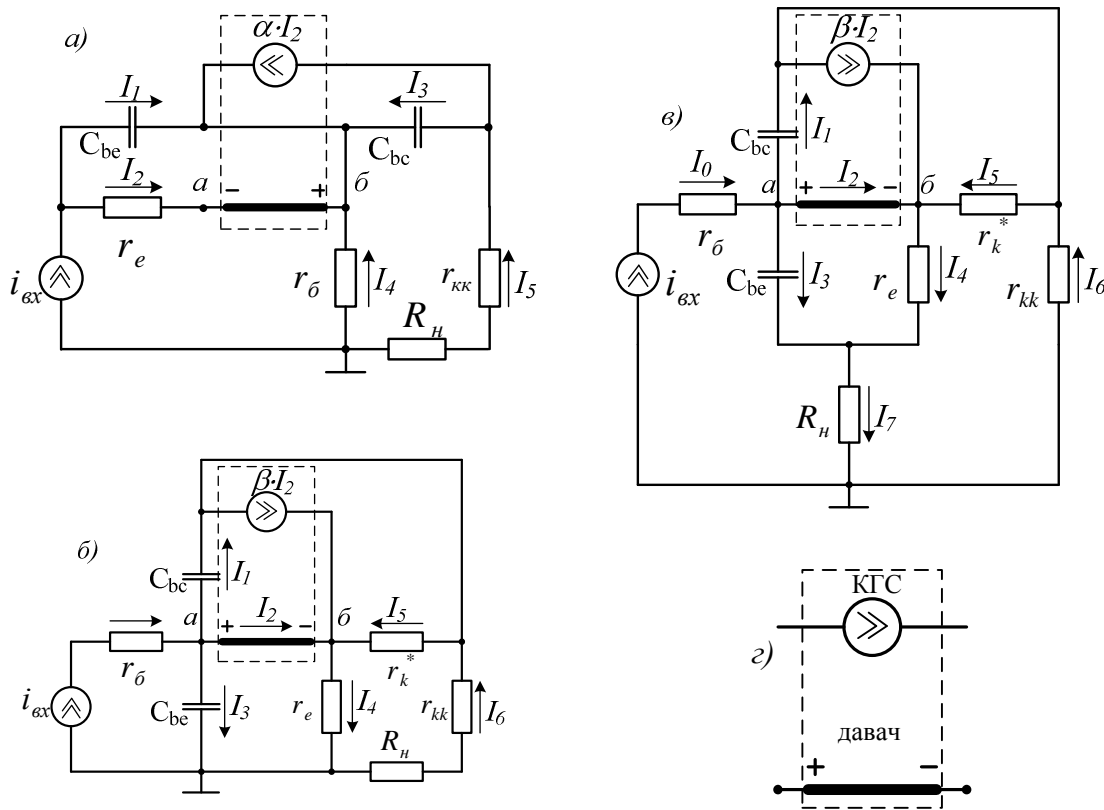


Рис. 2. Малосигнальні схеми заміщення для транзисторних каскадів із КГС: а) загальна база; б) загальний емітер; в) загальний колектор; г) КГС

Малосигнальні моделі каскадів ЗЕ та ЗК рис. 2 б, в відрізняються лише розміщенням опору навантаження та коефіцієнтом підсилення КГС, а всі інші параметри такі як ємності переходів та опори r_e , r_k^* та r_b для них однакові. Давач КГС потрібно розмістити з одного боку між ємностями переходів та виводом базового резистора (точка *a*), а з іншого – між выводами опорів колектора і емітера. При цьому автоматично враховуються внутрішні зворотні зв'язки транзисторів.

Параметри схем заміщення визначимо у вигляді:

$$r_e = \frac{\varphi_T}{I_e},$$

де r_e – опір емітера, $\varphi_T = \frac{kT}{q} \approx 25\text{ мВ}$ –

термопотенціал [3], I_e – робочий струм емітера;

$$r_k^* = \frac{U_{Eрлі}}{I_c} = \frac{\Delta U_{bc}}{\Delta I_c} = \frac{r_k}{1 + \beta},$$

де r_k^* – опір колектора при схемі вмикання ЗК та ЗЕ, $U_{Eрлі}$ – напруга Ерлі, I_c – робочий струм колектора, β – диференціальний малосигнальний коефіцієнт передачі базового струму в каскаді ЗЕ, r_k – опір колектора у схемі вмикання ЗБ.

Слід зазначити, що для точного аналізу необхідно врахувати об'ємні опори r_{ee} , r_{aa} та r_{kk} , значення яких знаходиться з бібліотеки параметрів транзисторів, моделі Еберса-Молла або Гумеля-Пуна, або експериментально:

$$\begin{aligned}\tilde{r}_e &= r_e + r_{ee}; \\ \tilde{r}_a &= r_a + r_{aa}; \\ \tilde{r}_k^* &= r_k^* + r_{kk}.\end{aligned}$$

Зі *SPICE* моделі визначимо ємності переходів база-колектор та база-емітер, опір бази, а також експериментально визначимо об'ємний опір колектора.

Оскільки математичні моделі приблизно описують оригінальний об'єкт, необхідно увести ряд обмежень. Так аналітичні співвідношення, що характеризують АЧХ і ФЧХ каскаду ЗБ є справедливими до рівня «-6 Дб», а каскадів ЗЕ та ЗК – до рівня «0 Дб».

Для того, щоб визначити коефіцієнт передачі $K_i^{ЗБ}(f) = \frac{I_{вих}(f)}{I_{вх}} = \frac{I_5(f)}{I_{вх}}$

та фазову характеристику $\varphi^{ЗБ}(f) = \varphi(I_{вих}(f)) = \varphi(I_5(f))$ малосигнальної схеми заміщення каскаду ЗБ рис. 2 а, використаємо загальний метод Кіргофа [7], а саме його перший та другий закони. Параметри схеми заміщення використаємо, наприклад, візьмемо з інтегральних високочастотних транзисторів фірми *Intersil (HFA3128 Ultra High Frequency Transistor Arrays)* [8] при режимі робочої точки 100 мкА. При цьому маємо такі рівняння:

$$\begin{cases} I_1(f) + I_2(f) = 1; \\ -I_1(f) + I_2(f)(\alpha - 1) + I_3(f) + I_4(f) = 0; \\ -\alpha I_2(f) - I_3(f) + I_5(f) = 0; \\ Z_{bc}(f)I_3(f) - \tilde{r}_b I_4(f) + r_{kk} I_5(f) = 0; \\ Z_{be}(f)I_1(f) - \tilde{r}_e I_2(f) = 0, \end{cases} \quad (1)$$

$$I_{вих}(f) = I_5(f) = \frac{\Delta B}{\Delta A} = \frac{(7.95 \cdot 10^{19} \cdot j)f - 6.4 \cdot 10^{10} \cdot f^2 + 8.956 \cdot 10^{29}}{(2.717 \cdot 10^{21} \cdot j)f - 1.6 \cdot 10^{12} \cdot f^2 + 9.046 \cdot 10^{29}}. \quad (2)$$

Для отримання АЧХ необхідно взяти абсолютне значення від функції $I_5(f)$, а для ФЧХ – аргумент:

$$\begin{aligned}K_i^{ЗБ}(f) &= 20 \cdot \log \frac{|I_5(f)|}{I_{вх}}, \\ \varphi(f) &= \arg(I_5(f)).\end{aligned}$$

де $Z_{bc}(f) = \frac{1}{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_{bc}}$ та

$$Z_{be}(f) = \frac{1}{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_{be}} \quad - \quad \text{реактивні}$$

опори.

Для розв'язання системи рівнянь доцільно використати метод Крамера [9], для цього перепишемо її у матричній формі. В матрицю А запишемо коефіцієнти при струмах, а в матрицю В запишемо перші 5 стовбчиків з матриці А, а у 6-й стовбчик – вільні члени з системи рівнянь (1) таким чином:

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & \alpha - 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & -\alpha & -1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & Z_{bc}(f) & \tilde{r}_b & r_{kk} \\ Z_{be}(f) & \tilde{r}_e & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ -1 & \alpha - 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & -\alpha & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Z_{bc}(f) & \tilde{r}_b & 0 \\ Z_{be}(f) & \tilde{r}_e & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Функція, що описує залежність струму через R_{kk} буде визначатися через відношення визначників матриць В та А. При цьому підставляючи значення елементів схеми заміщення, маємо:

Графіки отриманих функції позначено цифрою 1 і наведено на рис. 3.

Для перевірки адекватності запропонованих підходів використаємо моделювання у програмному середовищі *MicroCap*. Для цього складаємо малосигнальну схему та електричну схему. Моделюючи схему за допомогою програми *MicroCap* маємо високу збіжність результа-

тів отриманих аналітичних рівнянь АЧХ і ФЧХ, малосигнальної схеми заміщення, а також електронної схеми.

Аналізуючи вираз (2), можна дійти висновку, що він вимагає велику кількість складних обчислень, тому для спрощення аналітичних виразів можна як складові використовувати такі відомі формули [4]: для АЧХ:

$$k_i(f) = \frac{\alpha}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_p}\right)^2}},$$

для ФЧХ:

$$\varphi(f) = \arctg\left(\frac{f}{f_p}\right) + \varphi_c, \quad (3)$$

де f_p – частота полюсу на рівні «-3 дБ»,

$\varphi_c = \arctg\left(\frac{f}{f_{\max}}\right)$ – додатковий фазовий

зсув, $f_{\max} = \sqrt{\frac{f_t}{8\pi \cdot C_{bc} \cdot r_b}}$ – максимальна

частота генерування [2] транзистора, f_t – гранична частота транзистора на рівні 0 дБ для каскаду ЗЕ.

Використавши (3), отримаємо для каскаду ЗБ такі формули АЧХ і ФЧХ:

$$k_{ЗБ}(f) = \frac{\alpha}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{4 \cdot 10^8}\right)^2}};$$

$$\varphi_{ЗБ}(f) = -\arctg\left(\frac{f}{4 \cdot 10^8}\right) - \arctg\left(\frac{f}{1.4 \cdot 10^9}\right).$$

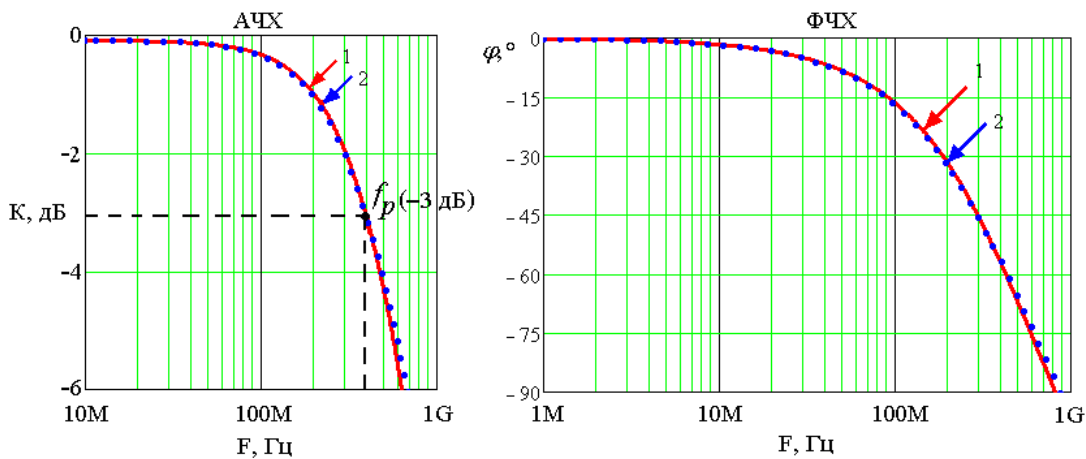


Рис. 3. Графіки АЧХ і ФЧХ каскаду ЗБ:
1 – за методом Кіргофа; 2 – спрощеними формулами

Графіки $k_{ЗБ}(f)$ та $\varphi_{ЗБ}(f)$ позначено на рис. 3 цифрою 2. Як видно з рисунку вони повністю збіглися з АЧХ і ФЧХ математичної моделі, отриманої за методом Кіргофа.

Аналогічно, використавши метод Кіргофа, визначимо для малосигнальної схеми ЗЕ коефіцієнт передачі

$$K_3^{CA}(f) = \frac{I_{\hat{a}\hat{e}\hat{o}}(f)}{I_{\hat{a}\hat{o}}} = \frac{I_6(f)}{I_{\hat{a}\hat{o}}}$$

та фазову характеристику $\varphi^{CA}(f) = \varphi(I_{\hat{a}\hat{e}\hat{o}}(f)) = \varphi(I_6(f))$.

Для вибраної конфігурації схеми маємо таку систему рівнянь:

$$\begin{cases} I_1 + I_2 + I_3 = 1; \\ I_2(\beta + 1) - I_3 + I_4 = 0; \\ I_1 - \beta I_2 - I_5 + I_6 = 0; \\ Z_{bc}(f)I_1 + r_k^* I_5 = 0; \\ \tilde{r}_e I_4 + r_k^* I_5 + r_{kk} I_6 = 0; \\ Z_{be}(f)I_3 - \tilde{r}_e I_4 = 0. \end{cases}$$

Аналогічно як і для схеми каскаду ЗБ запишемо систему рівнянь у вигляді двох матриць:

$$A_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \beta+1 & 0 & -1 & 1 & 0 \\ 1 & -\beta & 0 & 0 & -1 & 1 \\ Z_{bc}(f) & 0 & 0 & 0 & r_k^* & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \tilde{r}_e & r_k^* & r_{kk} \\ 0 & 0 & Z_{be}(f) & \tilde{r}_e & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & \beta+1 & 0 & -1 & 1 & 0 \\ 1 & -\beta & 0 & 0 & -1 & 0 \\ Z_{bc}(f) & 0 & 0 & 0 & r_k^* & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \tilde{r}_e & r_k^* & 0 \\ 0 & 0 & Z_{be}(f) & \tilde{r}_e & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Отримаємо рівняння, що описує АЧХ і ФЧХ транзисторного каскаду ЗЕ у комплексному вигляді:

$$I_{вух}(f) = I_6(f) = \frac{\Delta B_1}{\Delta A_1} = \frac{(3.703 \cdot 10^{69} \cdot j)f + 3.743 \cdot 10^{59} \cdot f^2 + 9.118 \cdot 10^{78}}{(2.402 \cdot 10^{70} \cdot j)f - 5.584 \cdot 10^{60} \cdot f^2 + 9.137 \cdot 10^{76}}.$$

Отримаємо графіки функцій АЧХ і ФЧХ для каскаду ЗЕ наведено на рис. 4 і позначено цифрою 1, а для каскаду ЗБ – цифрою 3.

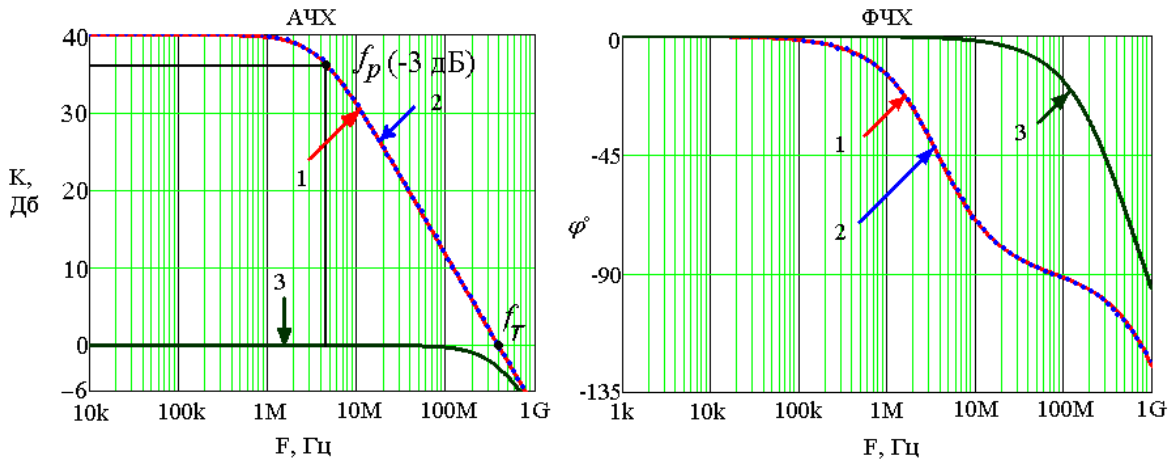


Рис. 4. Графіки АЧХ і ФЧХ отримані:

1 – за методом Кіргофа для каскаду ЗЕ; 2, 3 – за спрощеними формулами відповідно для каскадів ЗЕ та ЗБ

При цьому визначимо частоту полюсу АЧХ коефіцієнту передачі каскаду ЗЕ на рівні «-3 Дб» і запишемо рівняння у вигляді:

$$k_{ZE}(f) = \frac{\beta}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{3.8 \cdot 10^8}\right)^2}};$$

$$\varphi_{ZE}(f) = -\arctg\left(\frac{f}{3.8 \cdot 10^6}\right) - \arctg\left(\frac{f}{1.4 \cdot 10^9}\right).$$

На рис. 4 цифрою 2 показано відповідні характеристики $k_{ZE}(f)$ та $\varphi_{ZE}(f)$.

Для отримання АЧХ і ФЧХ коефіцієнту передачі $K_i^{ЗК}(f) = \frac{I_{вух}(f)}{I_{вх}} = \frac{I_7(f)}{I_{вх}}$ і фазової характеристики

$\varphi_{ЗК}(f) = \varphi(I_{вух}(f)) = \varphi(I_7(f))$ малосигнальної схеми ЗК складемо систему рівнянь за методом Кіргофа:

$$\begin{cases} I_1 + I_2 + I_3 = 1; \\ I_2(\beta + 1) - I_3 + I_4 = 0; \\ I_1 - \beta I_2 - I_5 + I_6 = 0; \\ Z_{bc}(f)I_1 + r_k^* I_5 = 0; \\ \tilde{r}_e I_4 + r_k^* I_5 + r_{kk} I_6 + R_f = 0; \\ Z_{be}(f)I_3 - \tilde{r}_e I_4 = 0; \\ I_3 + I_4 - I_7 = 0. \end{cases}$$

Перепишемо систему рівнянь у вигляді двох матриць:

$$A_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \beta+1 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -\beta & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 \\ Z_{bc}(f) & 0 & 0 & 0 & r_k^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \tilde{r}_e & r_k^* & r_{kk} & R_r \\ 0 & 0 & Z_{be}(f) & \tilde{r}_e & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix};$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & \beta+1 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -\beta & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 \\ Z_{bc}(f) & 0 & 0 & 0 & r_k^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \tilde{r}_e & r_k^* & r_{kk} & 0 \\ 0 & 0 & Z_{be}(f) & \tilde{r}_e & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Отримаємо функцію, що визначає струм I_7 у комплексному вигляді:

$$I_{вих}(f) = I_7(f) = \frac{\Delta B_2}{\Delta A_2} = \frac{(3.661 \cdot 10^{69} \cdot j)f - 5.817 \cdot 10^{59} \cdot f^2 + 5.756 \cdot 10^{78}}{(1.501 \cdot 10^{70} \cdot j)f - 3.491 \cdot 10^{60} \cdot f^2 + 5.711 \cdot 10^{76}}.$$

На рис. 5 графіки АЧХ і ФЧХ для каскаду ЗК позначено цифрою 1

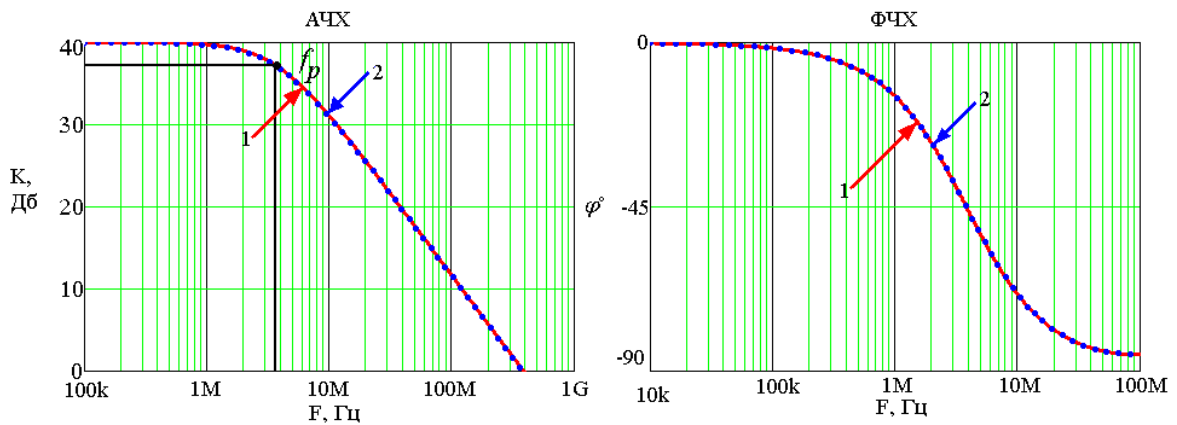


Рис. 5. Графіки АЧХ і ФЧХ каскаду ЗК:
1 – за методом Кіргофа; 2 – за спрощеними формулами

Враховуючи частоти полюсів схеми отримаємо такі рівняння функцій:

$$k_{ЗК}(f) = \frac{\beta}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{3.8 \cdot 10^8}\right)^2}};$$

$$\varphi_{ЗК}(f) = -\arctg\left(\frac{f}{3.8 \cdot 10^6}\right) + \arctg\left(\frac{f}{2.5 \cdot 10^9}\right).$$

Відповідні графіки функцій $k_{ЗК}(f)$ та $\varphi_{ЗК}(f)$ показано на рис. 5 і позначено цифрою 2.

При зміні робочої точки в моделі будуть змінюватися лише опори. Водночас варто зазначити, що якщо r_e та r_k^* змінюються за розглянутими формулами, то r_{kk} змінюється нелінійно табл. 1.

Таблиця 1. Залежність r_{kk} від рівня I_k ($t^\circ=27^\circ \text{C}$)

I_k (мкА)	r_k^* (кОм)	r_k (Мом)	r_e (Ом)	r_{kk} (Ом)	R_n (кОм)
100	720	71,68	256	200	1
200	360	35,44	128	110	
500	140	13,42	51,2	50	
1000	72	6,6	25,6	30	

Наведені теоретичні викладки використовуються для побудови малосигнальних моделей АЧХ і ФЧХ транзисторних підсилювачів постійного струму (ППС). Проаналізуємо найпростіший двотактний ППС [10], електронну та електричну схеми якого наведено на рис. 6 а і б відповідно. Вона складається із двотактного вход-

ного фазорозщеплювального каскаду на транзисторах T_2 і T_3 , на бази яких подається напруга зміщення $-U_{3M}$ і $+U_{3M}$, та проміжного каскаду на транзисторах T_7 і T_8 . Джерела струму I_1 та I_2 забезпечують потрібну робочу точку підсилювальних транзисторів T_7 і T_8 .

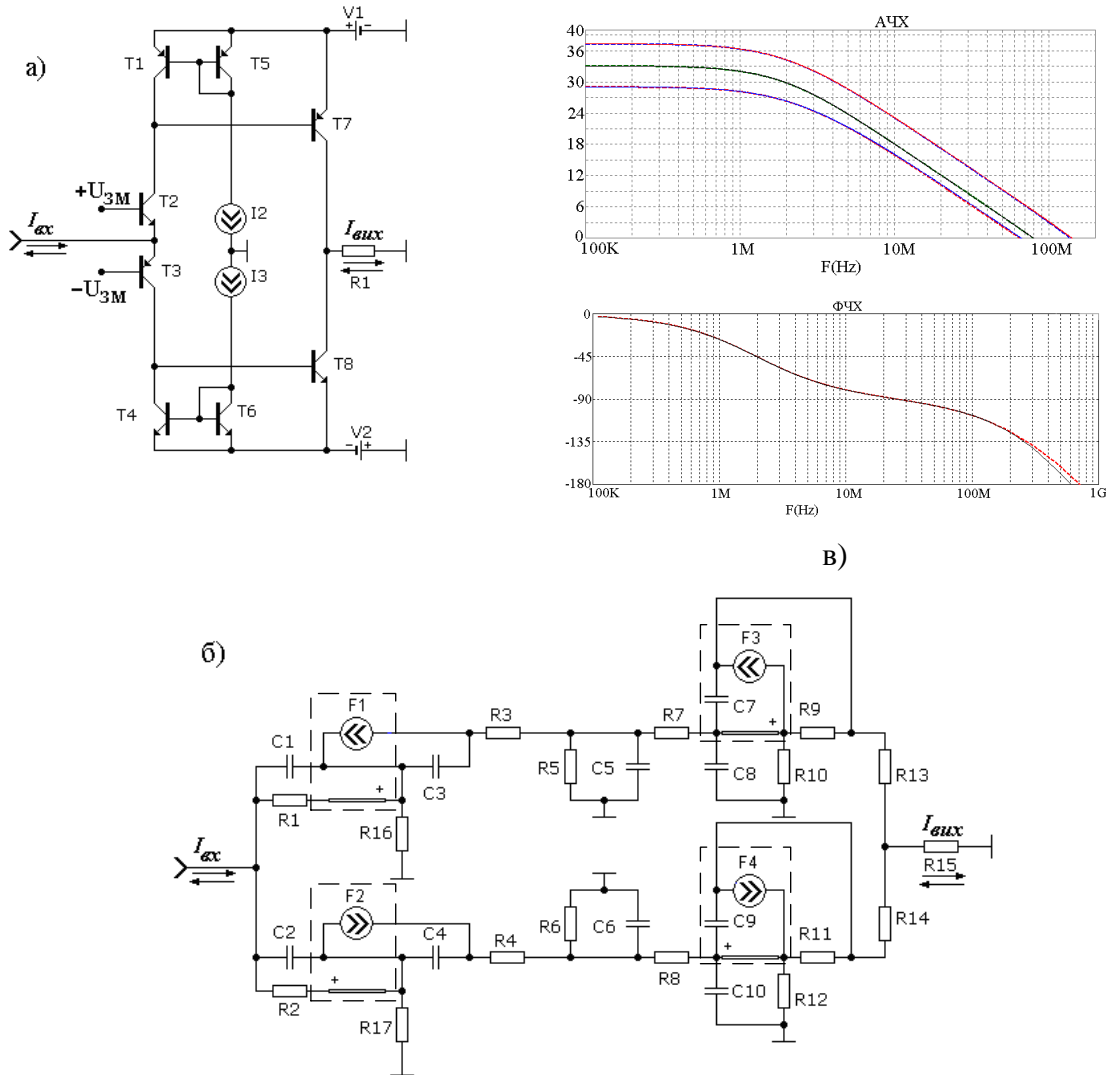


Рис. 6. Найпростіший двотактний ППС:
а) принципова; б) еквівалентна схеми; в) АЧХ і ФЧХ

При наявності схем заміщення каскадів ЗБ, ЗЕ, ЗК можна скласти малосигнальну схему заміщення для ППС, що розглядається. Графіки АЧХ і ФЧХ схеми заміщення і принципової схеми ППС представлено на рис. 6 в і як видно з них відповідні характеристики добре збігаються до частоти одиничного підсилення.

Проводити аналіз вказаних характеристик в рамках математичної моделі схеми двотактного ППС за загальним методом Кіргофа досить складно, оскільки необхідно скласти систему рівнянь більш як з 20-ти рівнянь, причому, для обчислення визначників відповідних матриць необхідні значні обчислювальні ресурси

(визначник складається з $n!$ доданків, де n – кількість рівнянь, при $n=20$ кількість доданків $\approx 2,4 \cdot 10^{18}$ [9]). Доцільнішим є опис моделей АЧХ і ФЧХ підсилювача за спрощеними формулами (3). У цьому випадку коефіцієнти передачі вхідного каскаду схеми ППС можна визначити таким чином:

$$Ki'_{ex}(f) = \frac{1}{2} \cdot \frac{\alpha_{p-n-p}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{pCB1}}\right)^2}},$$

$$Ki''_{ex}(f) = \frac{1}{2} \cdot \frac{\alpha_{n-p-n}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{pCB2}}\right)^2}},$$

де f_{pCB1} та f_{pCB2} – полюси транзисторів T_2 та T_3 . На виході проміжного каскаду будемо мати такі значення коефіцієнтів передачі для верхнього і нижнього трактів:

$$Ki'_{np}(f) = Ki'_{ex} \cdot \frac{\beta_{n-p-n}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{pCE1}}\right)^2}},$$

$$Ki''_{np}(f) = Ki''_{ex} \cdot \frac{\beta_{p-n-p}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{pCB2}}\right)^2}}.$$

Загальний коефіцієнт передачі $Ki(f)$ для двотактного ППС можна отримати у вигляді суми коефіцієнтів передачі верхнього $Ki'_{np}(f)$ та нижнього $Ki''_{np}(f)$ ярусів. При цьому сумарний $\bar{K}i(f)$ можна розглядати як вектор, отриманий додаванням векторів $\bar{K}i'_{np}(f)$ та $\bar{K}i''_{np}(f)$ [9] (рис. 7 а):

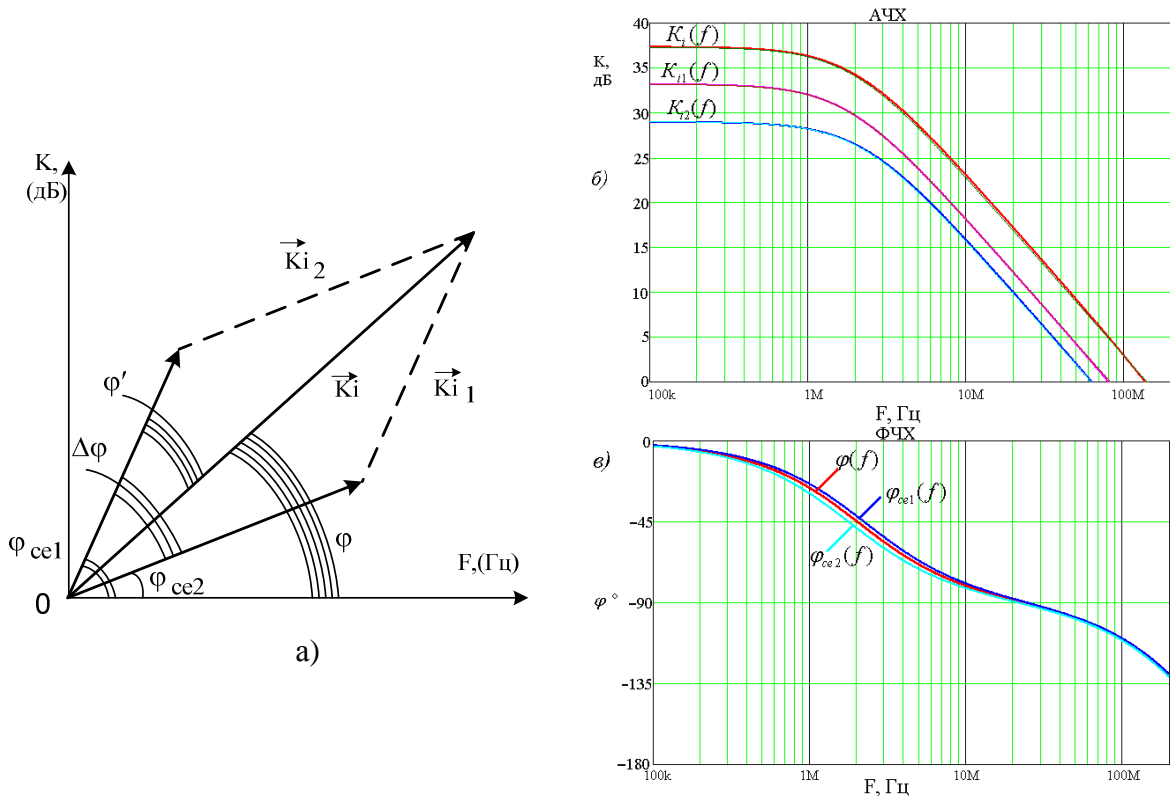


Рис. 7. Графічна інтерпретація коефіцієнтів передачі:
 а) векторна діаграма; б) АЧХ; в) ФЧХ

$$\bar{K}i(f) = \bar{K}i'_{np}(f) + \bar{K}i''_{np}(f).$$

Використавши теорему косинусів, маємо:

$$K_i(f) = \frac{\sqrt{K_{np}'^2(f) + K_{np}''^2(f)} - 2 \cdot K_{np}'^2(f) \cdot K_{np}''^2(f)}{\times \cos \left[\left[180 - \Delta\varphi \right] \cdot \frac{\pi}{180} \right]}$$

Знайдемо кут $\varphi(f)$ як різницю між кутами векторів $\vec{K}_i(f)$ та $\vec{K}_1(f)$:

$$\varphi(f) = \varphi_{ce1}(f) - \varphi'(f).$$

Визначимо кут $\Delta\varphi(f)$ між векторами $\vec{K}_1(f)$ та $\vec{K}_2(f)$ (рис. 7 а):

$$\Delta\varphi(f) = \varphi_{ce1}(f) - \varphi_{ce2}(f).$$

$$\varphi'(f) = \frac{180}{\pi} \cdot \frac{K_{np}' \cdot \sin \left[\Delta\varphi(f) \frac{180}{\pi} \right]}{\sqrt{K_{np}'^2(f) + K_{np}''^2(f) - 2 \cdot K_{np}'^2(f) \cdot K_{np}''^2(f) \cos \left[\left[180 - \Delta\varphi(f) \right] \cdot \frac{\pi}{180} \right]}}$$

Отже, маючи коефіцієнти передачі по верхньому і нижньому тактах підсилення, отримаємо значення загального коефіцієнту підсилення та його фазову

У свою чергу

$$\varphi_{ce1}(f) = \varphi_{CB1}(f) + \varphi_{CE1}(f);$$

$$\varphi_{ce2}(f) = \varphi_{CB2}(f) + \varphi_{CE2}(f),$$

де $\varphi_{CB1}(f)$, $\varphi_{CB2}(f)$ – фаза після каскаду ЗБ, $\varphi_{CE1}(f)$, $\varphi_{CE2}(f)$ – фаза після каскаду ЗЕ.

Щоб визначити кут $\varphi'(f)$ необхідно застосувати теорему синусів, при цьому:

характеристику. Підставляючи параметри реальної елементної бази [8] у вирази для коефіцієнту передачі та фази, будемо мати такі аналітичні співвідношення:

$$K_i(f) = \frac{\sqrt{\left(\frac{45.08}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{3.4 \cdot 10^8} \right)^2} \sqrt{1 + \left(\frac{f}{2.2 \cdot 10^6} \right)^2}} \right)^2 + \left(\frac{28.22}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{3.6 \cdot 10^8} \right)^2} \sqrt{1 + \left(\frac{f}{1.8 \cdot 10^6} \right)^2}} \right)^2} - 2 \cdot \left(\frac{45.08}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{3.4 \cdot 10^8} \right)^2} \sqrt{1 + \left(\frac{f}{2.2 \cdot 10^6} \right)^2}} \right)^2 \cdot \left(\frac{28.22}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{3.6 \cdot 10^8} \right)^2} \sqrt{1 + \left(\frac{f}{1.8 \cdot 10^6} \right)^2}} \right)^2 \times \cos \left[\left(180 - \Delta\varphi \right) \cdot \frac{\pi}{180} \right]}$$

$$\varphi(f) = \varphi_{ce1}(f) - \frac{1}{\pi} \cdot \frac{8114.4}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{3.4 \cdot 10^8} \right)^2} \sqrt{1 + \left(\frac{f}{2.2 \cdot 10^6} \right)^2}} \cdot \sin \left(\Delta\varphi(f) \frac{180}{\pi} \right) \cdot K_i(f)$$

На рис. 7 б, в приведено графіки АЧХ і ФЧХ відповідних коефіцієнтів.

Висновки

1. Проаналізовано існуючі схеми заміщення біполярних транзисторів для режиму малого сигналу, а також запропоновано метод побудови Т-подібних мало-сигнальних схем заміщення з керованими генераторами струму. Це дозволяє універсалізувати складання схем заміщення для різних типів каскадів на основі наявних параметрів фізичних моделей елементів.

2. На основі запропонованих схем заміщення з керованими генераторами струмів отримано математичні моделі АЧХ і ФЧХ коефіцієнтів передачі біполярних транзисторів каскадів ЗБ, ЗЕ, ЗК. Запропонований підхід дозволяє спростити аналіз аналогових електронних схем, не використовуючи складні розрахунки за законами Кіргофа.

3. У рамках накладених обмежень на запропоновані математичні моделі доведено високу збіжність (похибка менше 1%) АЧХ і ФЧХ коефіцієнтів передачі, отриманих шляхом схемотехнічного аналізу транзисторних каскадів електронних схем, їх електричних схем заміщення, а також спрощених аналітичних виразів, що їх описують.

4. На основі запропонованих математичних моделей схем заміщення транзисторних каскадів із керованими генераторами струмів вперше отримано аналітичні вирази для АЧХ і ФЧХ малосигнальних коефіцієнтів передачі двотактного ППС. Показано, що запропонований метод дозволяє аналізувати вказані характеристики й інших аналогових пристроїв довільної схемотехнічної конфігурації.

Список літератури

1. М.А. Амелина, С.А. Амелин Програма схемотехнического моделирования Micro-Cap 8. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 464 с. ил. ISBN 978-5-93517-339-5.

2. Alan B. Grebene Bipolar and MOS analog integrated circuit design: Wiley Classic Library New Jersey, 2003. – 915 p.

3. Степаненко И.П. Основы микроэлектроники: Учеб. пособие для вузов. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Лаборатория базовых знаний, 2003. – 488 с.: ил.

4. Тутце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. 12-е изд. Том I: Пер. с нем. – М.: ДМК Пресс, 2008. – 832 с.: ил. ISBN 5-94074-148-7.

5. Уве Хаундорф. Аналоговая электроника: Основы, расчет, моделирование. – М.: Техносфера, 2008. – 472 с., ISBN 978-5-94836-185-7.

6. Д. Крерафт, С. Джерджли. Аналоговая электроника. Схемы, системы, обработка сигнала. – М.: Техносфера, 2005. – 360 с., ISBN 5-94836-057-1.

7. Основы теории цепей: Учебник для вузов / Г.В. Зевеке, П.А. Ионкин, А.В. Нетушил, С.В. Страхов. – 5-е издание, переработанное – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 528 с.: ил. ISBN 5-283-00523-2.

8. HFA3046/3096/3127/3128 Transistor Array SPICE Models: Application Note, Intersil, 1994. – 5 p.

9. Выгодский М. Я. Справочник по высшей математике / М. Я. Выгодский. – М.: АСТ: Астрель, 2005. – 991с.: ил. ISBN 5-271-03651-0.

10. United States Patent №3852678 George Joseph Frye Push-pull amplifier with current mirrors for determining the quiescent operating point Dec. 3, 1974.