

УДК 681.3:621.375

Азаров О.Д., д-р техн. наук,
Богомолов С.В.,
Гарнага В.А.

ДИНАМІЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ВХІДНОГО КОМПЛЕМЕНТАРНОГО КАСКАДУ ДВОТАКТНОГО ПІДСИЛЮВАЧА ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

Вінницький національний технічний університет

Розглянуто малосигнальні схеми заміщення, а також моделі АЧХ і ФЧХ вхідного комплементарного каскаду двотактного підсилювача постійного струму на біполярних транзисторах різної провідності з виходами по емітерах із подальшим каскодуванням. Виведено аналітичні співвідношення для АЧХ і ФЧХ, як малосигнальних коефіцієнтів передачі верхнього і нижнього ярусів, так і загального малосигнального коефіцієнту передачі по струму. Наведено електричні малосигнальні схеми заміщення у форматі SPICE. Доведено, що математичні моделі для АЧХ і ФЧХ коефіцієнтів передачі, отриманих шляхом схемотехнічного аналізу транзисторних каскадів та їх електричних схем заміщення, мають високу збіжність.

Вступ

Визначальним компонентом аналогової схемотехніки є підсилювачі постійного струму (ППС), які у свою чергу є основою операційних блоків для аналогових і гібридних обчислювальних машин, система автоматики та вимірювальних інформаційних систем [1].

Водночас, слід відзначити, що, ще у 70-х роках почали будувати двотактні симетричні підсилювачі струму [2]. Проте вони були недосконалі, оскільки мали обмежену кількість ($1 \div 2$) підсилювальних каскадів, низьку лінійність і малий коефіцієнт передачі. Однією з причин цього була та, що у вказаних схемах з багатокаскадною структурою ($2 \div 3$) складно задавати потрібний режим по постійному струму. Таким чином не було можливості скористатися перевагами, які надають двотактні підсилювачі постійного струму з симетричною структурою.

Актуальність

Значна кількість сучасних підсилювачів постійного струму застосовують переважно одноканальну асиметричну структуру, що містить диференційний підсилювальний каскад на вході, однотактний проміжний та двотактний симетричний каскад на виході [3]. Перевагами такого

підходу є функціональна універсальність цих схем, проте такі підсилювачі мають певні недоліки: низька швидкість наростання вихідного сигналу, значний коефіцієнт нелінійних спотворень, асиметричність вихідного сигналу.

Розвиток мікроелектронних технологій і можливість виготовлення на одному кристалі комплементарних транзисторів, стимулювали до проектування та застосування двоканальних симетричних структур та схем, які орієнтовані на принцип підсилення струмів і потенційно мають вищу швидкодію [4, 5]. Проте під час використання у проміжних каскадах підсилення транзисторів різного типу провідності виникала проблема завдання режиму по постійному струму, що ускладнювало задачу побудови багатокаскадних підсилювачів. Не залишилася й осторонь проблема підвищення підсилення на каскад [6]. Альтернативним шляхом вирішення вищезгаданих проблем є схемна організація вхідного комплементарного каскаду для двотактних ППС [7]. У теперішній час проектування аналогових схем базується на комп'ютерному моделюванні із використанням пакетів схемотехнічного аналізу, зокрема *MicroCap*, *OrCAD* та інших [8]. У своєму складі вони використовують деталізовані бібліотеки компоне-

нтів у форматі *SPICE*. Було також запропоновано моделі інтегральних транзисторів на основі схем заміщення з керованими генераторами струму [9]. Такий підхід дозволяє здійснювати загальний аналіз аналогових схем, не прив'язуючись до конкретної елементної бази, враховуючи лише фундаментальні співвідношення характеристик у транзисторних каскадах. Проте напрямком побудови вхідних комплементарних каскадів для двотактних ППС мало досліджений, а схеми заміщення таких каскадів відсутні, тому дана проблема є актуальною.

Мета

Метою статті є аналіз отриманих моделей АЧХ І ФЧХ вхідних комплементарних каскадів двотактних підсилювачів постійного струму.

Постановка задач

Згідно із зазначеною метою формулюються такі основні задачі:

а) скласти математичні моделі АЧХ І ФЧХ вхідного комплементарного каскаду двотактного симетричного підсилювача постійного струму на основі схем заміщення комплементарних транзисторів із використанням керованих генераторів струму;

б) оцінити адекватність математичних моделей еквівалентної схеми заміщення, порівнявши характеристики цих моделей з результатами комп'ютерного моделювання.

Розв'язання задач

Підсилювач постійного струму – дозволяє працювати, як зі змінним двополярним струмом чи напругою, так і з сигналами, що змінюються повільно, а також сигналами постійного рівня (нульової частоти).

Проте структури підсилювачів, які випускають провідні компанії світу, переважно є одноктактними. Вони мають тільки один наскрізний одноктактний канал підсилення, який перетворює рівень вхідного сигналу, та двотактний вихідний каскад [3].

Альтернативним напрямком цьому принципу є побудова двотактних симетричних підсилювачів постійного струму на комплементарних транзисторах, що у своєму складі, окрім вищеназваних каскадів, містять вхідний комплементарний каскад із парафазними виходами, який побудовано на біполярних транзисторах різної провідності [7]. Проте математичні моделі АЧХ І ФЧХ вхідного комплементарного каскаду двотактного симетричного підсилювача постійного струму відсутні, у зв'язку із відсутністю схем заміщення комплементарних транзисторів із використанням керованих генераторів струму. Для складання математичних моделей необхідно розглянути схемотехнічну організацію схем вхідних комплементарних каскадів симетричних підсилювачів постійного струму із загальним колектором з каскодуванням, як по емітерах, так і по емітерах та колекторах, які зображено рис.1, а, б. Еквівалентна малосигнальна схема будується на основі загальних Т-подібних еквівалентних схем заміщення транзисторів [5, 9].

Вхідні комплементарні каскади двотактних підсилювачів постійного струму, побудовано на комплементарних транзисторах Т6 і Т7.

На бази транзисторів Т5 і Т8, які ввімкнено із загальною базою (ЗБ) та під'єднано до емітерів транзисторів Т6 і Т7 відповідно, подаються напруги зміщення $-U_{зм}$ і $+U_{зм}$ для завдання режиму робочої точки. Напруги зміщення формуються ланцюгом із транзисторів Т1–Т4. Джерела струму І1 і І2 забезпечують потрібну робочу точку підсилювальних транзисторів Т6 і Т7. При цьому точка об'єднання баз транзисторів Т6 і Т7 слугує входом схеми. Джерело струму Ік забезпечує компенсацію струму зміщення нуля.

Розглянувши вхідні комплементарні каскади двотактних ППС, визначено, що транзистори Т6 і Т7 ввімкнено із загальним колектором (ЗК), транзистори Т5 і Т8 – із ЗБ. Використовуючи загальні Т-подібні еквівалентні схеми заміщення

транзисторів ЗБ і ЗК [9] можна побудувати малосигнальну схему заміщення, яку

показано на рис. 2, а.

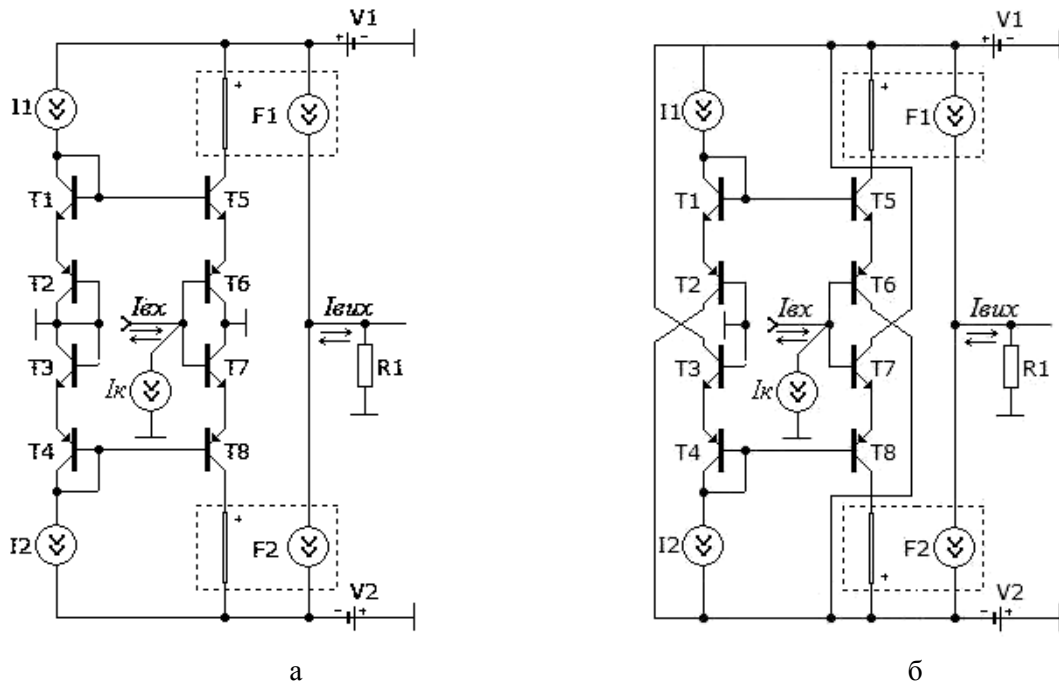


Рис.1. Вхідні комплементарні каскади двотактного підсилювача постійного струму із загальним колектором: а) з каскодуванням по емітерах; б) з каскодуванням по емітерах та колекторах

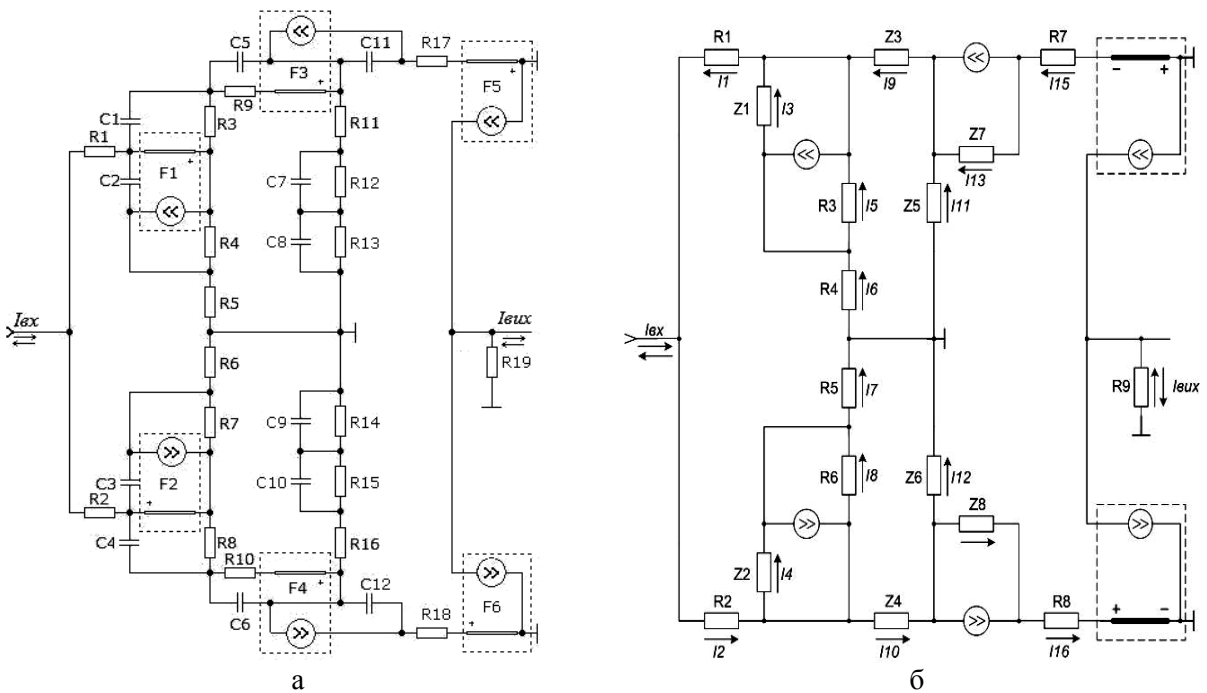


Рис.2. Еквівалентні малосигнальні схеми заміщення вхідних комплементарних каскадів: а) у форматі SPICE; б) із представленням елементів у комплексній формі

Необхідно визначити коефіцієнти передачі $K_i(f), K_i'(f), K_i''(f)$, та фазові характеристики $\varphi(f), \varphi'(f), \varphi''(f)$ малосигнальної схеми заміщення вхідного

комплементарного каскаду двотактного симетричного підсилювача постійного струму із загальним колектором з каскодуванням по емітерах.

Загальний коефіцієнт підсилення визначається, як сума коефіцієнтів передачі по верхньому і нижньому каналах:

$$K_i(f), K_i'(f), K_i''(f), \quad (1)$$

де $K_i'(f), K_i''(f)$ – коефіцієнти підсилення по верхньому і нижньому каналах відповідно, які можна визначити таким чином:

$$K_i'(f) = \frac{I'_{вих}(f)}{I_{вх}};$$

$$K_i''(f) = \frac{I''_{вих}(f)}{I_{вх}}, \quad (2)$$

де $I'_{вих}, I''_{вих}$ вихідні струми верхнього і нижнього каналів відповідно.

Для фазових характеристик:

$$\varphi(f) = \varphi(I_{вих}(f));$$

$$\varphi'(f) = \varphi(I'_{вих}(f));$$

$$\varphi''(f) = \varphi(I''_{вих}(f)), \quad (3)$$

Для того, щоб визначити $I'_{вих}, I''_{вих}$ використаємо загальний метод Кірхгофа [10, 11], а саме його перший та другий закони. Також необхідно здійснити перетворення, що допоможуть спростити схему заміщення, яку подано на рис. 2а, шляхом запису характеристик елементів у комплексній формі. Еквівалентну схему заміщення після перетворення подано на рис. 2б. Параметри для схеми заміщення використаємо, наприклад, з інтегральних високочастотних транзисторів фірми *Intersil* [12] при режимі робочої точки 100 мкА.

При цьому маємо такі рівняння:

$$\left\{ \begin{array}{l} I_1(f) - I_2(f) = -1; \\ -(1 - \beta') \cdot I_1(f) + I_3(f) + I_5(f) + I_9(f) = 0; \\ (1 + \beta'') \cdot I_2(f) - I_4(f) - I_8(f) - I_{10}(f) = 0; \\ \beta' \cdot I_1(f) - I_3(f) - I_5(f) + I_6(f) = 0; \\ -\beta'' \cdot I_2(f) + I_4(f) - I_7(f) + I_8(f) = 0; \\ -(1 - \alpha'') \cdot I_9(f) + I_{11}(f) + I_{13}(f) = 0; \\ (1 - \alpha') \cdot I_{10}(f) - I_{12}(f) - I_{14}(f) = 0; \\ -\alpha'' \cdot I_9(f) - I_{13}(f) + I_{15}(f) = 0; \\ \alpha' \cdot I_{10}(f) + I_{14}(f) - I_{16}(f) = 0; \\ R_3 \cdot I_5(f) + R_4 \cdot I_6(f) - Z_3(f) \cdot I_9(f) - Z_5(f) \cdot I_{11}(f) = 0; \\ R_5 \cdot I_7(f) + R_6 \cdot I_8(f) - Z_4(f) \cdot I_{10}(f) - Z_6(f) \cdot I_{12}(f) = 0; \\ Z_5(f) \cdot I_{11}(f) + Z_7(f) \cdot I_{13}(f) - R_7 \cdot I_{15}(f) = 0; \\ Z_6(f) \cdot I_{12}(f) - Z_8(f) \cdot I_{14}(f) - R_8 \cdot I_{16}(f) = 0; \\ Z_1(f) \cdot I_3(f) + R_4 \cdot I_6(f) - Z_3(f) \cdot I_9(f) - Z_7(f) \cdot I_{13}(f) - R_7 \cdot I_{15}(f) = 0; \\ Z_2(f) \cdot I_4(f) + R_5 \cdot I_7(f) - Z_4(f) \cdot I_{10}(f) - Z_8(f) \cdot I_{14}(f) - R_8 \cdot I_{16}(f) = 0; \\ R_1 \cdot I_1(f) + R_2 \cdot I_2(f) + Z_1(f) \cdot I_3(f) + Z_2(f) \cdot I_4(f) + R_4 \cdot I_6(f) + R_5 \cdot I_7(f) = 0, \end{array} \right. \quad (4)$$

$$\text{Відповідно: } R_1 = r'_a; R_2 = r''_a; R_3 = r^*_a; \quad R_4 = R_8 = r'_{e\bar{e}}; \quad R_5 = R_7 = r''_{e\bar{e}}; \quad R_6 = r^*_{e\bar{e}};$$

$$Z_1(f) = \frac{1}{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C'_{\bar{b}k}};$$

$$Z_2(f) = \frac{1}{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C''_{\bar{b}k}};$$

$$Z_3(f) = \frac{r_e \cdot \frac{1}{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C'_{\bar{b}e}}}{r_e + \frac{1}{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C'_{\bar{b}e}}} + \frac{r_e \cdot \frac{1}{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C''_{\bar{b}e}}}{r_e + \frac{1}{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C''_{\bar{b}e}}};$$

$$Z_4(f) = \frac{r_e \cdot \frac{1}{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C'_{\bar{b}e}}}{r_e + \frac{1}{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C'_{\bar{b}e}}} + \frac{r_e \cdot \frac{1}{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C''_{\bar{b}e}}}{r_e + \frac{1}{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C''_{\bar{b}e}}};$$

$$Z_5(f) = \frac{1}{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C''_{\bar{b}k}};$$

$$Z_6(f) = \frac{1}{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C'_{\bar{b}k}},$$

де $r'_a, r''_a, r'_e, r''_e, r'_{\bar{e}e}, r''_{\bar{e}e}$ – опори баз, колекторів (по схемі вмикання ЗК і ЗЕ), об'ємні опори колекторів $p-n-p$ і $n-p-n$ транзисторів відповідно, $C'_{\bar{a}e}, C''_{\bar{a}e}, C'_{\bar{a}a}, C''_{\bar{a}a}$ – ємності переходів база-колектор, база-емітер $p-n-p$ і $n-p-n$ транзисторів

відповідно, $r'_a = r''_a = r''_a$ – опір емітера $p-n-p$ і $n-p-n$ транзисторів відповідно.

Для розв'язання системи рівнянь використаємо метод Крамера [11, 13], для цього представимо систему рівнянь (4) у вигляді матриці A :

$$A = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \beta' - 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \beta'' + 1 & 0 & -1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \beta' & 0 & -1 & 0 & -1 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\beta'' & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & Z_7(f) & 0 & -R_7 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & Z_6(f) & 0 & -Z_8(f) & 0 & -R_8 \\ 0 & 0 & Z_1(f) & 0 & 0 & \dots & 0 & -Z_7(f) & 0 & -R_7 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Z_2(f) & 0 & \dots & 0 & 0 & -Z_8(f) & 0 & -R_8 \\ R_1 & R_2 & Z_1(f) & Z_2(f) & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Тут $I'_{\bar{a}\bar{e}\bar{o}}(f), I''_{\bar{a}\bar{e}\bar{o}}(f)$ визначаються, як:

$$I'_{\bar{a}\bar{e}\bar{o}}(f) = I_{15}(f) = \frac{\Delta B}{\Delta A};$$

$$I''_{\bar{a}\bar{e}\bar{o}}(f) = I_{16}(f) = \frac{\Delta C}{\Delta A}, \quad (5)$$

де $\Delta A, \Delta B, \Delta C$ – визначники матриці A, B, C відповідно.

У свою чергу матриці B і C визначаються шляхом заміни відповідного стовпця матриці A матрицею вільних членів системи рівнянь (4) [11, 13].

Враховуючи (2), (3), (4), (5) та взявши $I_{\bar{a}\bar{o}} = 1$ для отримання АЧХ необхідно

взяти абсолютне значення, а для ФЧХ – аргумент [9-11].

Аналізуючи систему рівнянь (5) та подальші математичні розрахунки, можна дійти висновку, що це вимагає велику кількість складних обчислень, тому для проведення аналізу математичної моделі АЧХ і ФЧХ скористаємося спрощеними формулами коефіцієнтів передачі транзисторних каскадів [12] (для АЧХ та ФЧХ відповідно):

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

$$\varphi(f) = \arctg\left(\frac{f}{f_p}\right) + \varphi_c, \quad (6)$$

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

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

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

тота генерування [5] транзистора, f_t – гранична частота транзистора на рівні 0 дБ для каскаду ЗЕ.

Враховуючи схеми вмикання транзисторів у вхідному комплементарному каскаді двотактного симетричного підсилювача постійного струму із загальним колектором з каскодуванням по емітерах та враховуючи (6) для схеми ЗК запишемо:

$$Ki_{T6}(f) = Ki'_{3K} = \frac{\beta_{p-n-p}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{pT6}}\right)^2}};$$

$$Ki_{T7}(f) = Ki''_{3K} = \frac{\beta_{n-p-n}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{pT7}}\right)^2}}, \quad (7)$$

Де f_{pT6} та f_{pT7} – полюси транзисторів Т6 та Т7.

Для ЗБ запишемо:

$$Ki_{T5}(f) = Ki'_{CA} = \frac{\alpha_{p-n-p}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{pT5}}\right)^2}}$$

$$Ki_{T8}(f) = Ki''_{CA} = \frac{\alpha_{p-n-p}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{pT8}}\right)^2}} \quad (8)$$

де f_{pT5} та f_{pT8} – полюси транзисторів Т5 та Т8.

У свою чергу $K'_i(f), K''_i(f)$ визначаються у вигляді [7]:

$$K'_i(f) = \chi' \cdot Ki_{T6}(f) \cdot Ki_{T5}(f);$$

$$K''_i(f) = \chi'' \cdot Ki_{T7}(f) \cdot Ki_{T8}(f), \quad (9)$$

де χ', χ'' – коефіцієнти розгалуження вхідного струму по верхньому і нижньому каналах відповідно.

У свою чергу χ', χ'' визначаються [7]:

$$\chi' = \frac{\beta''}{\beta' + \beta''} = \frac{\beta_{n-p-n}}{\beta_{p-n-p} + \beta_{n-p-n}};$$

$$\chi'' = \frac{\beta'}{\beta' + \beta''} = \frac{\beta_{p-n-p}}{\beta_{p-n-p} + \beta_{n-p-n}}, \quad (10)$$

де β', β'' – коефіцієнти підсилення базового струму транзисторів Т6 і Т7 відповідно.

Враховуючи (7), (8), (9), (10), отримаємо $K'_i(f)$ та $K''_i(f)$.

На основі (1) загальний коефіцієнт підсилення можна розглядати як вектор $\overline{K}_i(f)$, що визначається, як сума векторів $\overline{K}'_i(f), \overline{K}''_i(f)$ [13].

Для знаходження сумарного $\overline{K}_i(f)$ використовуємо теорему косинусів (рис. 3а):

$$K'_i(f) = \frac{\beta_{n-p-n}}{\beta_{p-n-p} + \beta_{n-p-n}} \cdot \frac{\beta_{p-n-p}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{pT6}}\right)^2}} \cdot \frac{\alpha_{n-p-n}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{pT5}}\right)^2}};$$

$$K''_i(f) = \frac{\beta_{p-n-p}}{\beta_{p-n-p} + \beta_{n-p-n}} \cdot \frac{\beta_{n-p-n}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{pT7}}\right)^2}} \cdot \frac{\alpha_{p-n-p}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{pT8}}\right)^2}},$$
(11)

$$K_i(f) = \sqrt{K_i'^2(f) + K_i''^2(f) - 2 \cdot K_i'(f) \cdot K_i''(f) \cdot \cos\left[180 - \Delta\varphi\right] \cdot \frac{\pi}{180}}$$
(12)

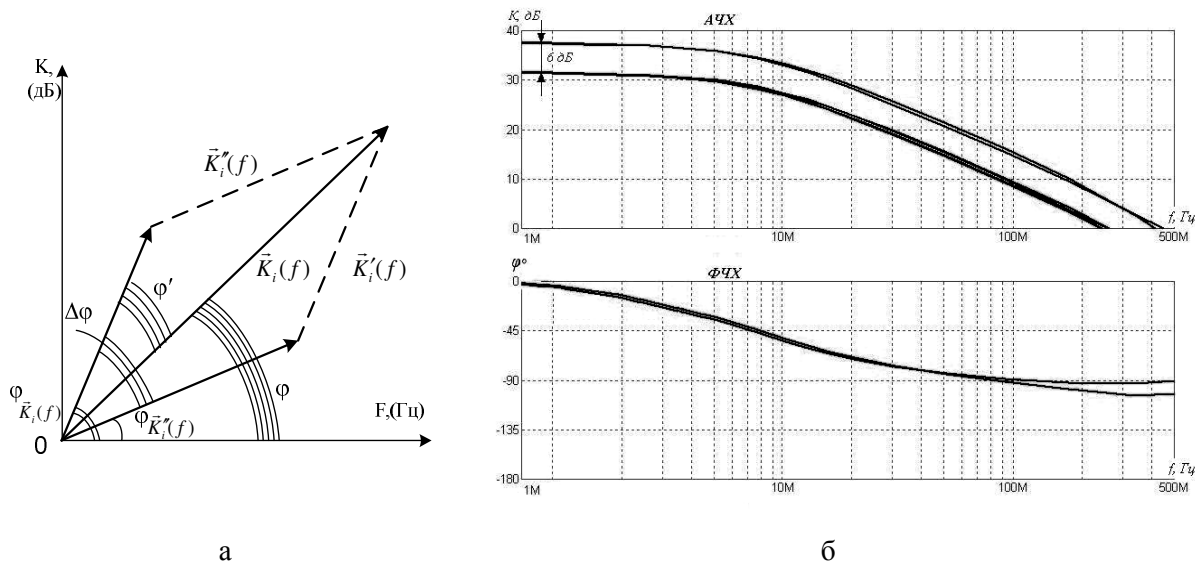


Рис.3. Графічна інтерпретація коефіцієнтів передачі для вхідного комплементарного каскаду двотактного симетричного підсилювача постійного струму із загальним колектором з каскадуванням по емітерах: а) векторна діаграма; б) АЧХ і ФЧХ.

Знайдемо кут $\varphi(f)$ як різницю кутів між векторами $K'_i(f)$ і $K''_i(f)$ (рис. 3а):

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

Визначимо кут $\square\varphi(f)$ між векторами $K'_i(f)$ та $K''_i(f)$:

$$\square\varphi(f) = \varphi_{K'_i}(f) - \varphi_{K''_i}(f).$$

У свою чергу:

$$\varphi_{K'_i}(f) = \varphi_{T6}(f) + \varphi_{T5}(f);$$

$$\varphi_{K''_i}(f) = \varphi_{T7}(f) + \varphi_{T8}(f),$$

Де $\varphi_{T6}(f), \varphi_{T7}(f)$ – фази транзисторів Т6 та Т7, увімкнених за схемою 3Е, $\varphi_{T5}(f), \varphi_{T8}(f)$ – фази транзисторів Т5 та Т8, увімкнених за схемою 3Б.

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

$$\varphi'(f) = \frac{180}{\pi} \cdot \frac{Ki_1 \cdot \sin\left[\Delta\varphi(f) \frac{180}{\pi}\right]}{\sqrt{Ki_1^2(f) + Ki_2^2(f) - 2 \cdot Ki_1(f) \cdot Ki_2(f) \cos\left[(180 - \Delta\varphi(f)) \cdot \frac{\pi}{180}\right]}} \quad (13)$$

Врахувавши (11), (12), (13), визначимо коефіцієнти передачі по верхньому і нижньому каналах підсилення та отримаємо значення загального коефіцієнту підсилення та його фазову характеристику.

Враховуючи параметри реальної елементної бази [3] та підставивши їх у вирази для визначення загального коефіцієнту передачі та фази, отримуємо такі аналітичні співвідношення для АЧХ і ФЧХ:

$$K_i(f) = \left[\left(0.62 \cdot \frac{57}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{1.8 \cdot 10^6}\right)^2}} \cdot \frac{0.99}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{3.6 \cdot 10^8}\right)^2}} + 0.38 \cdot \frac{92}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{2.2 \cdot 10^6}\right)^2}} \cdot \frac{0.98}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{3.4 \cdot 10^8}\right)^2}} \right)^2 - 2 \cdot 0.62 \cdot 0.38 \cdot \frac{57}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{1.8 \cdot 10^6}\right)^2}} \cdot \frac{0.99}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{3.6 \cdot 10^8}\right)^2}} \cdot \frac{92}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{2.2 \cdot 10^6}\right)^2}} \cdot \frac{0.98}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{3.4 \cdot 10^8}\right)^2}} \times \cos\left[(180 - \Delta\varphi) \cdot \frac{\pi}{180}\right] \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$\varphi(f) = \varphi_{K_i'}(f) - \frac{\frac{180}{\pi} \cdot 0.62 \cdot \frac{57}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{1.8 \cdot 10^6}\right)^2}} \cdot \frac{0.99}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{3.6 \cdot 10^8}\right)^2}} \cdot \sin\left(\Delta\varphi(f) \frac{180}{\pi}\right)}{\left[\left(0.62 \cdot \frac{57}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{1.8 \cdot 10^6}\right)^2}} \cdot \frac{0.99}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{3.6 \cdot 10^8}\right)^2}} + 0.38 \cdot \frac{92}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{2.2 \cdot 10^6}\right)^2}} \cdot \frac{0.98}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{3.4 \cdot 10^8}\right)^2}} \right)^2 - 2 \cdot 0.62 \cdot 0.38 \cdot \frac{57}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{1.8 \cdot 10^6}\right)^2}} \cdot \frac{0.99}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{3.6 \cdot 10^8}\right)^2}} \cdot \frac{92}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{2.2 \cdot 10^6}\right)^2}} \cdot \frac{0.98}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{3.4 \cdot 10^8}\right)^2}} \times \cos\left[(180 - \Delta\varphi) \cdot \frac{\pi}{180}\right] \right]^{\frac{1}{2}}}$$

Для перевірки адекватності запропонованих моделей АЧХ і ФЧХ використовуємо моделювання у програмному середовищі *MicroCap* та *MathCAD*. Для цього

використовуємо отримані аналітичні співвідношення та малосигнальну і електричну схеми, які наведено на рис. 1а, б та рис.2а. Моделюючи схеми за допомогою

програми *MicroCap*, отримуємо збіжність результатів аналізу аналітичних рівнянь АЧХ і ФЧХ, малосигнальної схеми заміщення, а також електронної схеми. Графіки АЧХ і ФЧХ наведено на рис. 3б.

Висновки

Для запропонованих схем двотактних вхідних каскадів ППС побудовано малосигнальні еквівалентні схеми заміщення, як у форматі *SPICE*, так і з представленням елементів у комплексній формі. Показано, що математичні моделі АЧХ і ФЧХ для цих схем, як для першого, так і для другого варіантів є досить складними для комп'ютерного моделювання і вимагають спрощення.

Запропоновано складання математичних моделей АЧХ і ФЧХ здійснювати із застосуванням узагальнених виразів у вигляді комбінацій аналітичних співвідношень для коефіцієнтів передачі і фазових характеристик окремих каскадів. Це значно спрощує схемотехнічний аналіз статичних і динамічних характеристик за допомогою пакетів прикладних програм.

Показано, що складання математичних моделей АЧХ і ФЧХ, запропонованих вхідних каскадів, доцільно здійснювати із застосуванням векторного зображення коефіцієнтів передачі по струму і фазових зсувів. Доведено адекватність моделей, отриманих в аналітичній формі, а також схемотехнічного аналізу за допомогою комп'ютерного моделювання.

Список літератури

1. *Walt Kesler*. ANALOG-DIGITAL CONVERSION. ADI Central Application Department March 2004. – 1127 p.
2. United States Patent №3852678 George Joseph Frye Push-pull amplifier with current mirrors for determining the quiescent operating point Dec. 3. – 1974.
3. *Alan B. Grebene* Bipolar and MOS analog integrated circuit design. Published 2002 John Wiley & Sons Technology & Industrial Arts. – 912 p.
4. *Jong, Walter G.* Op Amp applications handbook Analog Devices series, 2004. – 895 p.

5. *Степаненко И. П.* Основы микроэлектроники: учебное пособие для вузов. 2-е изд. перераб. и доп. – М.: Лаборатория Базовых Знаний, 2003. – 488 с.: ил.

6. *О.Д. Азаров, В.А. Гарнага.* Методи завдання робочих точок проміжних каскадів двотактних підсилювачів постійного струму // Проблеми інформатизації та управління. Національний авіаційний університет – 2009. – №1(25). – С. 6–14.

7. *О.Д. Азаров, С.В. Богомолов.* Схемна організація вхідного комплементарного каскаду двотактного симетричного підсилювача постійного струму // Проблеми інформатизації та управління. Національний авіаційний університет – 2009. – №3(27). – С. 6–14.

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

9. *О.Д. Азаров, С.Ш. Кацив, В.А. Гарнага, С.В. Богомолов.* Моделі АЧХ і ФЧХ інтегральних біполярних транзисторів на основі схем заміщення з керованими генераторами струму // Проблеми інформатизації та управління. Національний авіаційний університет – 2009. – №4(28). – С. 5–16.

10. 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 г. – 528 с.: ил. ISBN 5-283-00523-2.

11. Электротехника: Учебное пособие для вузов / А.С. Касаткин, М.В. Немцов. – 4-е издание, переработанное М.: Энергоатомиздат, 1983 г. – 440 с.

12. *Титце 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.

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