

УДК 681.3:621.375

О. Д. Азаров, д. т. н., проф.; В. А. Гарнага**МЕТОДИ СИМЕТРУВАННЯ КОЕФІЦІЄНТІВ ПЕРЕДАЧІ ПРОМІЖНИХ КАСКАДІВ ДВОТАКТНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ**

Деякі провідні компанії в галузі мікроелектроніки, такі як: Analog Device, ON Semiconductor, Intersil та ін. [1 – 4], випускають двотактні підсилювачі постійного струму (ППС). Перевагами таких пристроїв є висока лінійність передатної характеристики, гарні показники швидкодії, а також симетричність перехідної характеристики на вхідний двополярний імпульсний сигнал. Водночас у серійних двотактних ППС існують проблеми завдання робочої точки їх проміжних каскадів. Зазначена особливість заважає будувати схеми операційних підсилювачів із високим загальним коефіцієнтом передачі.

Ключові слова: підсилювач постійного струму, симетрування коефіцієнтів передачі.

Актуальність

Варто зазначити, що відомі двотактні симетричні ППС, побудовані як на польових [4], так і на біполярних [1 – 3] транзисторах, мають спільний недолік – низький коефіцієнт підсилення. Традиційно ця проблема вирішується шляхом додаткового введення проміжних відбивачів струму й нарощування кількості вихідних каскадів. Проте такий підхід призводить до зменшення ефективного підсилення на каскад і збільшення споживаної потужності мікросхем. Це значно обмежує номенклатуру, а також статичні характеристики мікросхем двотактних ППС, що випускаються серійно [1, 4]. Термін «симетричний» означає рівність коефіцієнтів передачі верхнього і нижнього трактів підсилення, незважаючи на те, що вони побудовані на транзисторах різного типу провідності, які мають різні коефіцієнти β підсилення по струму. Водночас використання двотактних структур потенційно може бути перспективним для побудови операційних підсилювачів за умови вирішення проблеми забезпечення робочих точок проміжних підсилювальних каскадів. Це дозволило б збільшити коефіцієнт підсилення, а також зберегти високу лінійність передатної характеристики й симетричність перехідної характеристики.

Вирішувати окреслену проблему автори пропонують за допомогою двох методів, суть яких полягає в:

а) переведенні вхідного двотактного каскаду в режим мікрострумів [5, 6] із додатковою подачею на вхід різницевого струму зміщення, а також заміною проміжних відбивачів струму на підсилювальні каскади із коефіцієнтами передачі на рівні β ;

б) заміні проміжних відбивачів струму на проміжні підсилювальні каскади, робочі точки яких забезпечуються шляхом застосування компенсаційних струмів, що формуються за допомогою двоконтурних симетричних зворотних зв'язків на основі двонаправленого відбивача струму (ДВС) [7, 8].

Проте для згаданих підходів відсутні ґрунтовні наукові праці, що описують такі методи. Саме тому тема статті, присвячена вирішенню описаної вище проблеми, є **актуальною**.

Метою досліджень є аналіз методів симетрування коефіцієнтів передачі проміжних підсилювальних каскадів двотактних підсилювачів постійного струму.

Завдання досліджень:

1) Провести огляд відомих схем двотактних ППС із симетричними підсилювальними трактами.

2) Проаналізувати запропоновані методи симетрування проміжних каскадів двотактних ППС.

3) Отримати аналітичні вирази для малосигнальних коефіцієнтів передачі.

Розв’язання задач

Аналіз схем існуючих двотактних ППС, що випускаються провідними компаніями в галузі мікроелектроніки, зокрема такими як: Analog Device, ON Semiconductor, Intersil та ін. [1 – 4] демонструє, що ці пристрої мають подібну чотирьохкаскадну структуру. Це можна проілюструвати на прикладі моделі NCS2535 фірми ON Semiconductor [9]. Водночас головним недоліком таких схем, незважаючи на збільшення числа каскадів, є низький коефіцієнт підсилення, який до того ж залежить від рівня опору навантаження. Ця проблема породжується неідентичністю коефіцієнтів передачі по струму β для n-p-n та p-n-p транзисторів, а також застосуванням послідовної структури вихідних каскадів, зокрема таких, що використовують двотактну самодоповнюючу схему складених транзисторів Шиклаї.

Водночас, відмовившись від використання в проміжних каскадах відбивачів струму, що мають низькі коефіцієнти передачі по струму (на рівні $\sim 1,0$), і застосовуючи запропоновані авторами методи, можна досягти значно кращих результатів. Так, проаналізуємо функціонування схеми, наведеної на рис. 1, що реалізує перший метод. Його суть полягає в переведенні вхідного каскаду, що виконує функцію розгалужувача фазорозщеплювача (РФР) вхідного струму в мікрорежимі. При цьому на вхід РФР обов’язково подається струм зміщення $\Delta I_{зм}$. Це дозволяє задавати коефіцієнти передачі РФР таким чином, щоб вони були обернено пропорційні β' та β'' , де β' та β'' – коефіцієнти підсилення по струму транзисторів Q' та Q'' відповідно.

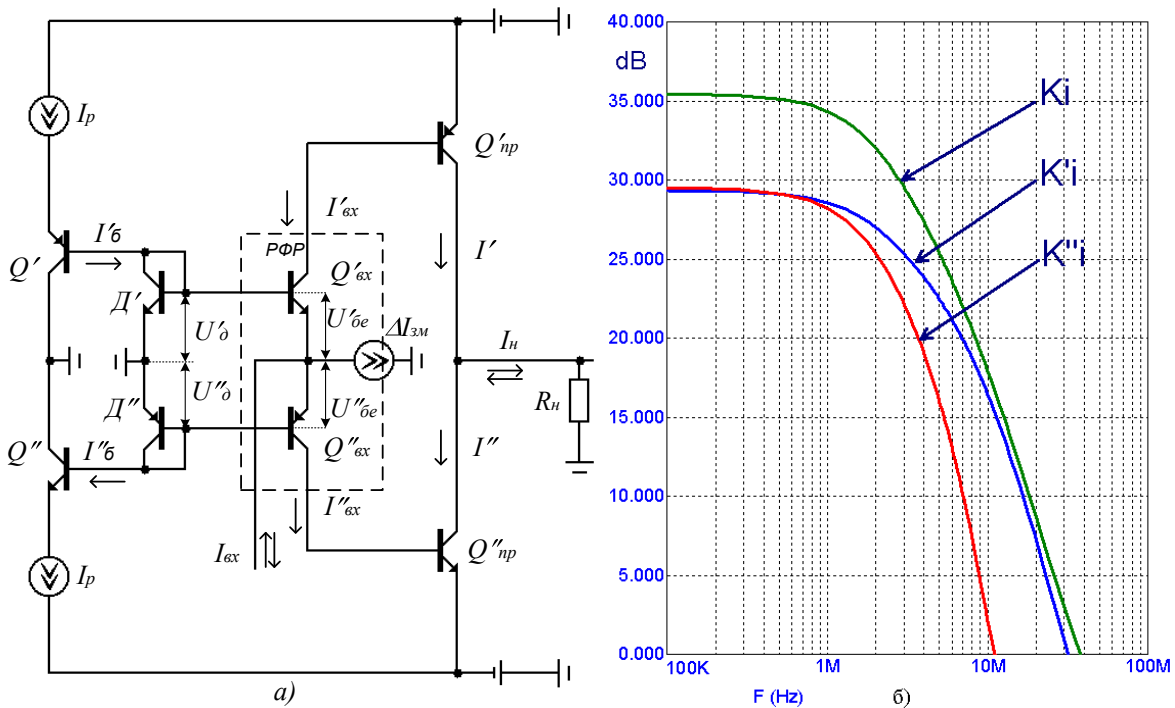


Рис. 1. Схема двотактного симетричного ППС із вхідним каскадом у режимі мікрострумів (а) та його АЧХ (б)
Тут D' та D'' – транзистори в діодному вмиканні, що задають робочі точки РФР, а транзистори Q' та Q'' генерують для них відповідні базові струми:

$$I'_\delta = \frac{I_p}{B'}; \quad I''_\delta = \frac{I_p}{B''},$$

де B' та B'' – статичні коефіцієнти підсилення відповідно транзисторів Q' та Q'' , I_p – струм

робочої точки для номінального режиму роботи Q' та Q''.

Оцінимо напругу на діодах D' та D'':

$$U'_d = \varphi_T \cdot \ln\left(\frac{I'_d}{I'_0}\right), \quad U''_d = \varphi_T \cdot \ln\left(\frac{I''_d}{I''_0}\right),$$

де I'_0 та I''_0 – початкові теплові струми [11] відповідно T_1 та T_2 . При цьому сумарна напруга на діодах визначається у вигляді:

$$U'_d + U''_d = \varphi_T \cdot \ln\left(\frac{I'_d \cdot I''_d}{I'_0 \cdot I''_0}\right).$$

За умови, що $I_{вх}=0$ і $I_{зм}=0$, а $I'_{вх}=I''_{вх}=I_{нск}$ (наскрізний струм робочої точки), матимемо:

$$U'_{de} + U''_{de} = \varphi_T \cdot \ln\left(\frac{I_{нск} \cdot I_{нск}}{I'_0 \cdot I''_0}\right).$$

Водночас $U'_d + U''_d = U'_{de} + U''_{de}$, тому, прирівнявши праві частини відповідних рівнянь, отримаємо:

$$\varphi_T \cdot \ln\left(\frac{I'_d \cdot I''_d}{I'_0 \cdot I''_0}\right) = \varphi_T \cdot \ln\left(\frac{I_{нск} \cdot I_{нск}}{I'_0 \cdot I''_0}\right).$$

Після спрощення маємо:

$$I'_d \cdot I''_d = I_{нск}^2. \quad (1)$$

З (1) випливає таке співвідношення:

$$\frac{I'_d}{I_{нск}} = \frac{I_{нск}}{I''_d},$$

При $I_{вх} \neq 0$ рівність $|I_{нск}| = |I'_{вх}| = |I''_{вх}|$ порушується, і будемо мати $|I'_{вх}| \neq |I''_{вх}|$, проте при цьому виконується співвідношення:

$$I_{нск}^2 = I'_{вх} \cdot I''_{вх}. \quad (2)$$

Далі за першим законом Кіргофа отримаємо:

$$\begin{cases} I'_{вх} = I''_{вх} + \tilde{I}_{вх}; \\ I''_{вх} = I'_{вх} - \tilde{I}_{вх}, \end{cases} \quad (3)$$

де $\tilde{I}_{вх} = I_{вх} + \Delta I_{зм}$ загальний вхідний струм, $I_{вх}$ – струм від генератора вхідного інформаційного сигналу.

Підставимо значення $I'_{вх}$ та $I''_{вх}$ у (2) і матимемо:

$$\begin{cases} (I'_{вх})^2 - \tilde{I}_{вх} \cdot I'_{вх} - I_{нск}^2 = 0; \\ (I''_{вх})^2 + \tilde{I}_{вх} \cdot I''_{вх} - I_{нск}^2 = 0. \end{cases}$$

Знаходячи додатні дійсні корені рівнянь, отримаємо:

$$\begin{cases} I'_{вх} = \frac{1}{2} \tilde{I}_{вх} + \sqrt{\frac{\tilde{I}_{вх}^2}{4} + I_{нск}^2}, \\ I''_{вх} = -\frac{1}{2} \tilde{I}_{вх} + \sqrt{\frac{\tilde{I}_{вх}^2}{4} + I_{нск}^2}. \end{cases}$$

Віднімемо почленно від першого рівняння друге і визначимо \tilde{I}'_{ex} :

$$\tilde{I}'_{ex} = I'_{ex} - I''_{ex}.$$

Умовою балансу схеми є рівність струмів $I' = I''$. Це можливо, якщо $I'_{вх} = I'_{\delta}$, а $I''_{вх} = I''_{\delta}$, тому повинно виконуватися співвідношення $\tilde{I}'_{ex} = I'_{\delta} - I''_{\delta}$.

При $I_{вх} = 0$ маємо $\tilde{I}'_{ex} = \Delta I_{зм} = I'_{\delta} - I''_{\delta}$. Отже, для балансу схеми необхідно, щоб $\Delta I_{зм} = I'_{\delta} - I''_{\delta}$.

Проаналізуємо малосигнальні коефіцієнти передачі K_i' і K_i'' , які загалом визначаються як:

$$\begin{cases} K_i' = k_i' \cdot \beta', \\ K_i'' = k_i'' \cdot \beta''. \end{cases}$$

Для цього треба додатково знайти коефіцієнти передачі РФР у формі:

$$k_i' = \frac{I'_{ex}}{I_{ex}} \text{ і } k_i'' = \frac{I''_{ex}}{I_{ex}}.$$

Це можна зробити, аналізуючи вхідні опори $r'_{вх}$ та $r''_{вх}$ транзисторів $Q'_{вх}$ та $Q''_{вх}$, що визначають загальний вхідний опір схеми, як показано на рис. 2.

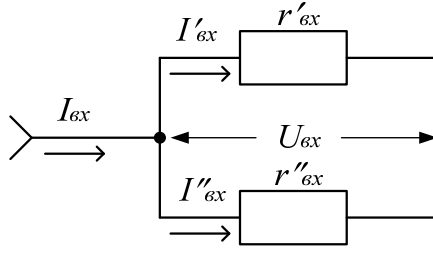


Рис. 2. Еквівалентна схема вхідного опору РФР

При цьому вхідна напруга визначається у формі:

$$U_{ex} = I_{ex} \cdot r_{ex} = I_{ex} \cdot (r'_{ex} \parallel r''_{ex}). \quad (4)$$

Водночас $r'_{вх}$ та $r''_{вх}$ задається співвідношеннями:

$$r'_{ex} = \frac{\varphi_T}{i'_{\delta}} = \frac{\varphi_T \cdot \beta'}{I_p} \text{ та } r''_{ex} = \frac{\varphi_T}{i''_{\delta}} = \frac{\varphi_T \cdot \beta''}{I_p}, \quad (5)$$

де β' і β'' – диференційні коефіцієнти підсилення по струму відповідно р-п-р та п-р-п транзисторів.

Підставимо (5) в (4) та визначимо еквівалентний вхідний опір:

$$r_{ex} = \frac{\frac{\varphi_T \cdot \beta'}{I_p} \cdot \frac{\varphi_T \cdot \beta''}{I_p}}{\frac{\varphi_T \cdot \beta'}{I_p} + \frac{\varphi_T \cdot \beta''}{I_p}} = \frac{\varphi_T \cdot \beta' \cdot \beta''}{I_p (\beta' + \beta'')}. \quad (6)$$

При цьому вхідна напруга із урахуванням (4) і (6) дорівнюватиме:

$$U_{ex} = I_{ex} \cdot r_{ex} = I_{ex} \cdot \frac{\varphi_T \cdot \beta' \cdot \beta''}{I_p (\beta' + \beta'')}.$$

Водночас:

$$I'_{ex} = \frac{U_{ex}}{r'_{ex}} = I_{ex} \frac{\beta''}{\beta' + \beta''}, \quad I''_{ex} = \frac{U_{ex}}{r''_{ex}} = I_{ex} \frac{\beta'}{\beta' + \beta''}.$$

Підставляючи $I'_{вх}$ та $I''_{вх}$ у вихідні співвідношення для K_i' і K_i'' , маємо:

$$k'_i = \frac{\beta''}{\beta' + \beta''}, \quad k''_i = \frac{\beta'}{\beta' + \beta''}.$$

Враховуючи значення k'_i і k''_i , отримаємо:

$$K'_i = k'_i \cdot \beta' = \frac{\beta'' \cdot \beta'}{\beta' + \beta''} \quad \text{та} \quad K''_i = k''_i \cdot \beta'' = \frac{\beta'' \cdot \beta'}{\beta' + \beta''}.$$

Порівнюючи K'_i та K''_i , можна зробити висновок, що вони є симетричними, тобто рівними, а саме: $K'_i = K''_i = \frac{\beta'' \cdot \beta'}{\beta' + \beta''}$.

При цьому загальний коефіцієнт підсилення схеми буде визначатися у формі:

$$K_i = K'_i + K''_i = 2 \frac{\beta'' \cdot \beta'}{\beta' + \beta''}.$$

На рис. 1б представлено графік АЧХ відповідного симетричного двотактного ППС, отриманого шляхом комп'ютерного моделювання, який підтверджує адекватність отриманого результату з урахуванням зсуву фаз на високих частотах.

Водночас варто зазначити, що із зростанням частоти вхідного сигналу симетрія коефіцієнтів передачі K'_i та K''_i погіршується. Крім того, швидкодія схеми знижується, оскільки РФР функціонує в мікрорежимі.

Для досягнення більшої швидкодії та симетрії проміжних коефіцієнтів передачі в діапазоні частот аж до одиничного підсилення, розглянемо другий метод симетрування коефіцієнтів передачі. Він ґрунтується на функціонуванні РФР у номінальному режимі, а для завдання робочих точок проміжних каскадів також використовує компенсаційні струми (КмС). Принципову схему, що реалізує цей метод наведено на рис. 3а. Для спрощення аналізу розглянемо схему, що не містить вихідного каскаду. При цьому значення компенсаційних струмів I'_k , I''_k постійно регулюються за допомогою двоконтурного зворотного зв'язку, до складу якого введено двонаправлений відбивач струму (ДВС). Зазначений ДВС побудовано за допомогою двох комплементарно з'єднаних струмових дзеркал, зібраних на транзисторах, відповідно T_6 і T_{10} та T_7 і T_{11} . Виходи ДВС через перший та другий компенсатори струмів (КмС', КмС'') підключено до входів проміжних підсилювальних каскадів, побудованих на транзисторах T_9 та T_{12} .

Такий підхід дозволяє формувати постійну складову робочого струму незалежно від зміни I' і I'' . При цьому пропорційні прирости $\Delta I'$ і $\Delta I''$ практично не впливають на значення струму $I_{ДВС}$. Дія зворотних зв'язків призводить до підтримання у схемі балансового співвідношення:

$$\frac{I'}{I_p} = \frac{I_p}{I''}. \quad (7)$$

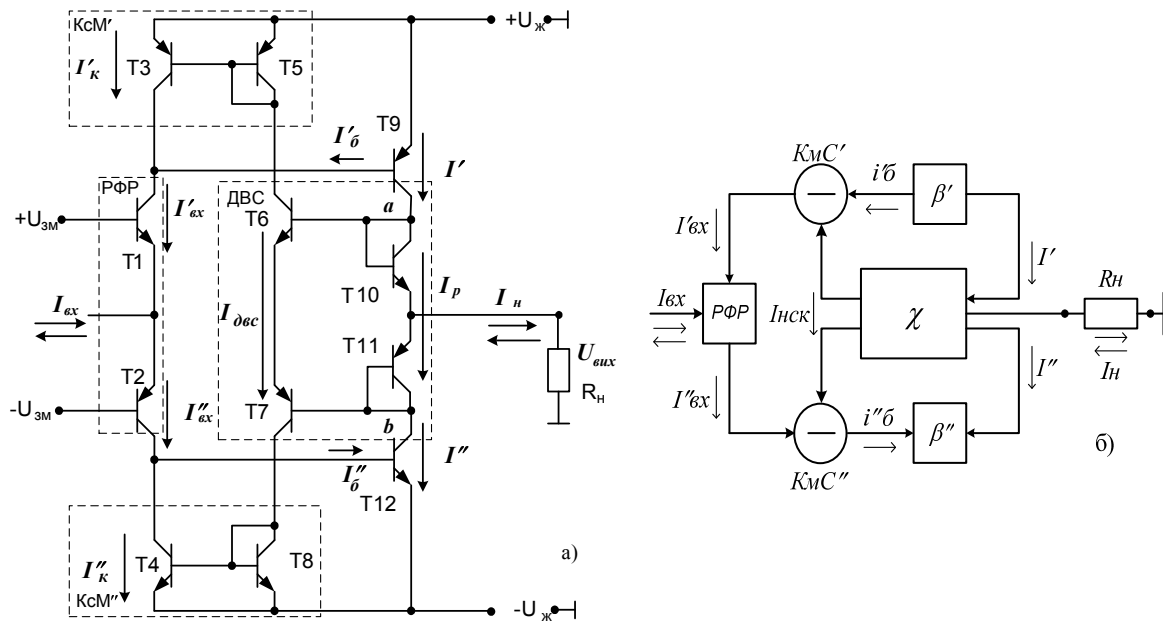


Рис. 3. Двотактний симетричний ППС із ДВС:
 а) спрощена принципова схема;
 б) функціональна схема.

З останнього впливає таке рівняння:

$$I' \cdot I'' = I_p^2.$$

Аналіз впливу зворотних зв'язків доцільно пояснити на основі функціональної схеми, наведеної на рис. 3б. При цьому, якщо $I_{вх}=0$, то вихідні струми РФР $I'_{вх}$ та $I''_{вх}$ є однаковими, а вихідні струми в перший момент часу є різними. Водночас у точках а та б формується напруга U_{ab} , яка задає наскрізний струм $I_{двс}$. Останній у свою чергу задає $I'_к$ і $I''_к$, які регулюють базові й відповідні колекторні струми I' та I'' транзисторів проміжних каскадів. Схема балансується, коли формується рівність I' та I'' .

Якщо ж на вході схеми РФР протікатиме ненульовий струм $I_{вх}$, то в базових струмах T_9 і T_{12} виникатимуть такі змінні прирости:

$$\begin{cases} i'_б = I'_{вх} \pm \Delta I_{двс}; \\ i''_б = I''_{вх} \pm \Delta I_{двс}, \end{cases}$$

де $I'_{вх}$ та $I''_{вх}$ визначаються у вигляді [10]:

$$I'_{вх} = -\frac{1}{2} I_{вх} + \sqrt{\frac{I_{вх}^2}{4} + I_p^2};$$

$$I''_{вх} = \frac{1}{2} I_{вх} + \sqrt{\frac{I_{вх}^2}{4} + I_p^2}.$$

При малосигнальному режимі роботи підсилювача виконується нерівність $I_{вх} \ll I_p$, тому для оцінювання коефіцієнтів передачі РФР доцільно використовувати співвідношення:

$$\begin{cases} k' \approx 0.5 \cdot \alpha''; \\ k'' \approx 0.5 \cdot \alpha'. \end{cases}$$

де $-k'$ і k'' – малосигнальні коефіцієнти передачі РФР відповідно для верхнього і нижнього трактів підсилення, а α' і α'' – коефіцієнти передачі схем із загальною базою, 0,5 – коефіцієнт передачі $I_{вх}$ на колектори T_1 та T_2 .

Треба зазначити, що оцінити проміжні коефіцієнти передачі для верхнього і нижнього трактів проміжних каскадів схеми можна, базуючись на теорії підсилювальних електронних схем із зворотними зв'язками (33) [11]. При цьому відомо, що загальний коефіцієнт передачі у схемі із 33 можна визначити у формі [12]:

$$K_{i\text{заг}} = \frac{I_{\text{вих}}}{I_{\text{вх}}} = \frac{K}{1 + \chi K}, \quad (8)$$

де K – коефіцієнт передачі при розірваній петлі 33, χ – петлеве підсилення. Слід зазначити, що якщо $\beta' < \beta''$, то по верхньому контуру діє додатній 33, а по нижньому – від'ємний, якщо ж $\beta' > \beta''$, то навпаки. Із урахуванням дії контурів додатнього і від'ємного 33 для трактів симетричного ППС на базі співвідношення (8) маємо такі коефіцієнти передачі для проміжних каскадів:

$$K'_i = \frac{\beta'}{1 + \eta} \quad \text{та} \quad K''_i = \frac{\beta''}{1 - \eta},$$

де $\eta = \chi K$ – коефіцієнт петлевого підсилення.

Враховуючи (7), у зоні малого сигналу маємо $K'_i \approx K''_i$, тому, порівнюючи K' та K'' , отримаємо:

$$\frac{\beta'}{1 + \eta} = \frac{\beta''}{1 - \eta},$$

звідки

$$\eta = \frac{\beta'' - \beta'}{\beta'' + \beta'}.$$

Отже, коефіцієнти передачі по верхньому і нижньому трактах проміжних каскадів будуть визначатися співвідношеннями:

$$K'_i = \frac{\beta'}{1 + \alpha'' \cdot \frac{\beta' - \beta''}{\beta' + \beta''}}, \quad K''_i = \frac{\beta''}{1 + \alpha' \cdot \frac{\beta'' - \beta'}{\beta' + \beta''}}.$$

Варто зазначити, що незалежно від значень β' та β'' , які завжди значно відрізняються між собою [2], у малосигнальній зоні має місце рівність $K'_i \approx K''_i$. Саме тому у схемі 2 має місце симетричність коефіцієнтів передачі. Враховуючи коефіцієнти передачі РФР для верхнього і нижнього трактів, матимемо:

$$\begin{cases} \tilde{K}'_i = K'_i \cdot k'; \\ \tilde{K}''_i = K''_i \cdot k''. \end{cases} \quad (9)$$

Підставивши в (6) значення коефіцієнтів передачі по верхньому і нижньому тракту двотактного ППС, а також врахувавши зворотну реакцію ДВС, отримаємо загальний коефіцієнт підсилення в малосигнальній зоні:

$$(K_i)_2 = \tilde{K}'_i + \tilde{K}''_i,$$

$$(K_i)_2 = \frac{1}{2} \cdot \left(\alpha'' \frac{\beta'}{1 + \alpha'' \cdot \frac{\beta' - \beta''}{\beta' + \beta''}} + \alpha' \frac{\beta''}{1 + \alpha' \cdot \frac{\beta'' - \beta'}{\beta' + \beta''}} \right).$$

На рис. 4 представлено АЧХ, отриману шляхом комп'ютерного моделювання схеми

двотактного симетричного ППС, що реалізує II метод. Як видно з графіків, підсилювач має симетрію проміжних коефіцієнтів підсилення і практично однакову частоту одиничного підсилення. Загальний коефіцієнт підсилення K_i буде удвічі (на 6 дБ) більше, ніж коефіцієнти передачі верхнього і нижнього трактів.

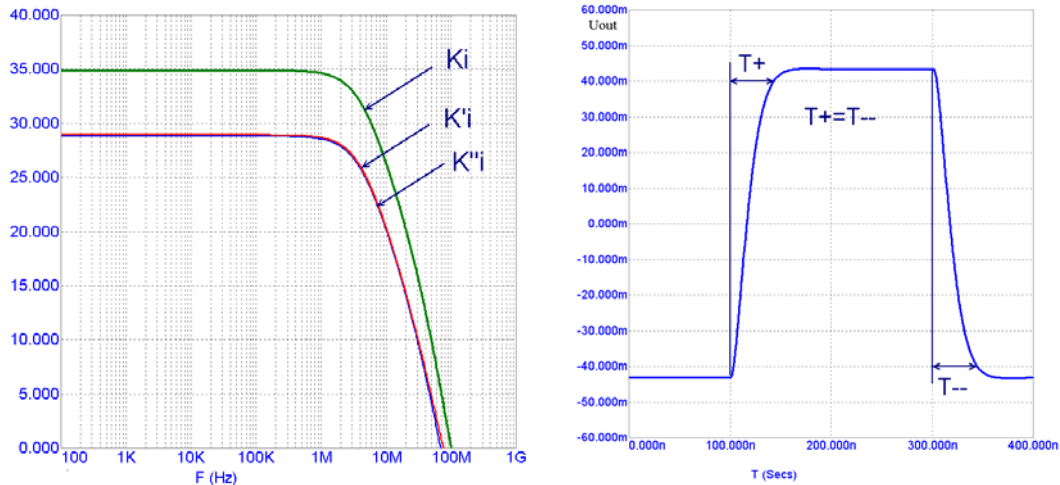


Рис. 4. АЧХ і перехідна характеристики двотактного симетричного ППС із ДВС

Для перехідної характеристики можна визначити сталі часу у формі:

$$\begin{cases} \tau' = \frac{1}{2\pi f'_{zp}}, \\ \tau'' = \frac{1}{2\pi f''_{zp}}, \end{cases}$$

де f'_{zp} та f''_{zp} – частоти зрізу на рівні «-3 дБ».

Оскільки графіки АЧХ проміжних трактів підсилення практично накладаються, через те що $f'_{zp} \approx f''_{zp}$, тому $\tau' = \tau''$, а це означає, що тривалості переднього і заднього фронтів перехідної характеристики є однаковими. Отже, вказаний двотактний симетричний ППС має як однакові коефіцієнти передачі по верхньому і нижньому трактам, так і симетричну перехідну характеристику.

Висновки

1. Здійснено аналіз існуючих схем із симетричними коефіцієнтами передачі по струму. Запропоновано два методи забезпечення робочих точок проміжних каскадів ППС, які потенційно дозволяють будувати операційні підсилювачі із високими коефіцієнтами передачі.

2. Проаналізовано запропоновані методи симетрування коефіцієнтів передачі проміжних каскадів. Доведено, що ці методи дозволяють автоматично підтримувати номінальні режими робочих точок проміжних каскадів.

3. Отримано аналітичні співвідношення, що доводять можливість вирівнювання проміжних коефіцієнтів підсилення, незважаючи на суттєвий розкид значень β' та β'' n-p-n і p-n-p транзисторів, на основі яких побудовано проміжні каскади. Доведено, також що перехідна характеристика таких підсилювачів буде симетричною при подачі на вхід двополярного імпульсного сигналу.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Walt Kesler. ANALOG-DIGITAL CONVERSION. ADI Central Application Department. – March.–2004.– 1127 p.
2. Alan B. Grebene Bipolar and MOS analog integrated circuit design: Wiley Classic Library New Jersey,

2003.– 915 p.

3. United States Patent №3852678 George Joseph Frye Push-pull amplifier with current mirrors for determining the quiescent operating point. Dec. 3, 1974.
4. Jung, Walter G. Op Amp applications handbook. Analog Devices series. 2004. – 895 p. ISBN 0-7506-7844-5.
5. Пат. 17239, МПК H03F3/26. Двотактний симетричний підсилювач струму / Азаров О. Д., Лукашук О. О., Гарнага В. А., Решетнік О. О., Снігур А. В.; заявник та патентовласник Вінницький нац. техн. ун-т. – опубл. 15.09.2006, Бюл. №9. 6 с.
6. Пат. 20246, МПК H03F3/26. Вхідний пристрій схеми порівняння струмів / Азаров О. Д., Лукашук О. О., Гарнага В. А., Решетнік О. О., Богомолів С. В.; заявник та патентовласник Вінницький нац. техн. ун-т. – опубл. 15.01.2007, Бюл. №1. 7 с.
7. Пат. 18466, МПК H03F3/26. Підсилювач постійного струму / Азаров О. Д., Лукашук О. О., Гарнага В. А., Решетнік О. О., заявник та патентовласник Вінницький нац. техн. ун-т. – опубл. 15.11.2006, Бюл. №11. 7 с.
8. Пат. 18599, МПК H03F3/26. Двотактний симетричний підсилювач струму / Азаров О. Д., Лукашук О. О., Гарнага В. А., Решетнік О. О., заявник та патентовласник Вінницький нац. техн. ун-т. – опубл. 15.11.2006, Бюл. №11. 7 с.
9. Triple 1.4 GHz Current Feedback Op Amp with Enable Feature. Publication Order Number: NCS2535/D. 2006. – 13 p.
10. Аналіз передатної характеристики двотактного симетричного підсилювача постійного струму / Азаров О. Д., Гарнага В. А., Решетнік О. О., Богомолів С. В. // Наукові праці Вінницького національного технічного університету. Електронне наукове фахове видання – 2007. – № 1 (1).–8 с.– Режим доступу до журналу: www.nbu.gov.ua/e-journals/VNTU/2007-1/vyp1.html.
11. Степаненко І. П. Основи мікроелектроніки: Учеб. пособие для вузов. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Лаборатория базовых знаний, 2003. – 488 с.: ил.
12. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство. Пер. с нем. – М., 1982. – 512 с.: ил.

Азаров Олексій Дмитрович – д. т. н., професор, директор інституту інформаційних технологій та комп'ютерної інженерії, завідувач кафедри обчислювальної техніки, тел. 51-32-93.

Гарнага Володимир Анатолійович – аспірант кафедри обчислювальної техніки.
Вінницький національний технічний університет.