

КОМП'ЮТЕРНІ СИСТЕМИ ТА КОМПОНЕНТИ

УДК 621.375.024

О. Д. АЗАРОВ, В. А. ГАРНАГА

Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця

СХЕМНА РЕАЛІЗАЦІЯ І МАЛОСИГНАЛЬНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ СПЕЦІАЛІЗОВАНИХ ДВОТАКТНИХ БАЛАНСНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ СТРУМУ

Анотація. У статті запропоновано схемні реалізації та здійснено аналіз функціонування спеціалізованих двотактних підсилювачів постійного струму із внутрішніми балансними зворотними зв'язками з низьким і середнім вхідними опором. Складено аналітичні вирази для оцінювання рівнів вхідних опорів та коефіцієнтів передачі запропонованих схем двотактних підсилювачів постійного струму. Наведено динамічні характеристики схем отримані шляхом комп'ютерного моделювання та здійснено порівняльний аналіз із розрахунковими значеннями, а також оцінено вплив вхідного опору на смугу пропускання у випадку, якщо генератор сигналу має паразитну вихідну ємність.

Ключові слова: двонаправлений відбивач струму, АЧХ, підсилювач постійного струму.

Аннотация. В статье предложены схемные реализации и осуществлен анализ функционирования специализированных двухтактных усилителей постоянного тока с внутренними балансными обратными связями с низким и средним входными сопротивлениями. Составлены аналитические выражения для оценивания уровней входных сопротивлений и коэффициентов передачи предложенных схем двухтактных усилителей постоянного тока. Приведены динамические характеристики схем полученные путем компьютерного моделирования и осуществлен сравнительный анализ с расчетными значениями, а также оценено влияние входного сопротивления на полосу пропускания в случае, если генератор сигнала имеет паразитную выходную емкость.

Ключевые слова: двонаправленный отражатель тока, АЧХ, усилитель постоянного тока.

Abstract. The article proposes circuit implementation and functioning analysis of specialized push-pull DC amplifiers with balanced internal feedback with low-input and middle-input impedance. Analytical expressions are presented for estimating the levels of input impedance and transmission coefficients for proposed schemes of the push-pull DC amplifiers. The dynamic characteristics of the circuit obtained by computer simulation are given. The comparative analysis with the calculated values was done, also assessment of the effect of the input impedance bandwidth if the signal generator has a parasitic output capacitance was considered.

Keywords: bi-directional reflector current, frequency response, power DC.

Вступ

У зв'язку з поширенням в останні десятиліття застосування систем прямого цифрового синтезу DDS [1, 2] у різних галузях науки і техніки виникає потреба у розробці швидкодіючих підсилювачів постійного струму (ППС), які могли б функціонувати в операційному режимі і до того ж мали б достатню швидкодію. Перспективним підходом у цьому плані є двотактні ППС [3-6]. Вони відрізняються максимальною швидкодією і до того ж мають властивість виконувати функції активного фільтра низьких частот, параметри якого не залежать від навантаження.

Актуальність

У теперішній час існує багато моделей операційних ППС, які випускаються провідними фірмами світу: Analog Devices, Texas Instruments, Intersil, Linear Technology, Cirrus Logic, ON Semiconductor та інші. Водночас, номенклатура моделей мікросхем двотактних ППС (ДППС) є набагато вужчою. У значній мірі це пов'язано із специфічними труднощами задавання струмів робочих точок у протифазних каскадах проміжного підсилення з коефіцієнтом підсилення $\gg 1$ [7]. Треба також додати, що швидкодію вказаного класу пристроїв слід розглядати як інтегрований показник, який складається з: а) АЧХ, ФЧХ; б) максимальній швидкості наростання вихідного сигналу (напруги); в) смуги повної неспотвореної потужності; г) перехідної характеристики, а також коефіцієнта нелінійних спотворень у діапазоні частот вхідного сигналу.

Слід відзначити, що існуючі у цьому напрямку наукові публікації [7] не розкривають суть побудови генераторів компенсаційних струмів у проміжних підсилювальних каналах. Автори пропонують для вирішення цієї специфічної проблеми ДППС використовувати внутрішні балансні зворотні зв'язки. Пристрої, що розглядаються, можна вважати спеціалізованими, оскільки на відміну від універсальних операційних підсилювачів, перші доцільно використовувати переважно як швидкодіючі високолінійні перетворювачі струм-напруга або напруга-напруга. Водночас, цей напрям є новим і недостатньо висвітленим у науково-технічній літературі, тому тема цієї статті, присвячена дослідженням методів схемної реалізації і малосигнальних характеристик спеціалізованих ДППС із внутрішніми балансними зворотними зв'язками є актуальною.

Мета досліджень: скласти й проаналізувати математичні моделі малосигнальних коефіцієнтів струму для запропонованих схем спеціалізованих балансних ДППС із низьким і середнім вхідними опором, а також моделі цих опорів.

Задачі досліджень:

- вибір схемних реалізацій і аналіз функціонування спеціалізованих двотактних підсилювачів постійного струму із внутрішніми балансними зворотними зв'язками з низьким і середнім вхідними опорамми;
- скласти математичні моделі малосигнальних коефіцієнтів передачі струму та вхідних опорів запропонованих схем ДППС і проаналізувати вплив на характеристики підсилення опорів навантаження ;
- здійснити комп'ютерне моделювання АЧХ і вхідних опорів наведених схем і порівняти отримані характеристики із результатами розрахунків, одержаних для складених моделей. Оцінити граничні значення опорів навантаження, які звужують смугу пропускання у припустимих межах, а також вплив сигналів паразитних ємностей генераторів вхідних сигналів на смугу пропускання.

Розв'язання задач

Слід зазначити, що залежно від призначення вказаного типу спеціалізованих ДППС їх умовно можна поділити на дві групи: першу, в якій значення вхідного малосигнального опору r_{BX} є мінімальним (одного порядку з опором емітерів транзисторів) і другу, коли значення r_{BX} може бути істотно (на декілька порядків) вище, ніж у першому випадку. Підсилювачі, що належать до першої групи доцільно використовувати у випадках, якщо генератор вхідного сигналу I_{ex} має високий унутрішній опір (на рівні десятків кілоомів – одиниць мегаомів) та значну паразитну ємність (десятки і сотні пікофарад). Такими джерелами сигналів можуть бути, наприклад, багаторозрядні перетворювачі код—струм або давачі із високоомним виходом, сигнали яких передаються по кабелю зв'язку. Вказані властивості повинні мати також підсилювачі зчитування [8] у запам'ятовуючих пристроях.

Узагальнену структурну схему такої групи підсилювачів [9, 10] наведено на рис. 1 а. Пристрій умовно можна розділити на три каскади. Першим (I) є вхідний двотактний каскад (ВДК) із низьким вхідним опором ($r_{ex} \sim 0,5 r_e$, де r_e – малосигнальний опір емітера біполярного транзистора при заданому струмі I_p робочої точки). ВДК містить вхідну шину, куди підключаються давач вхідного сигналу (струму) I_{ex} , а також два парафазних виходи. Цей каскад забезпечує розщиплення вхідного струму на дві протифазні складові I'_{ex} та I''_{ex} відносно загальної шини («землі»). Причому в малосигнальній зоні виконується рівність приростів $|\Delta I'_{ex}| \approx |\Delta I''_{ex}|$, $\Delta I_{ex} = |\Delta I'_{ex}| + |\Delta I''_{ex}|$. Таким чином малосигнальні коефіцієнти передачі будуть приблизно однаковими, тобто $K'_{iex} = K''_{iex} \approx 0.5$, а загальний сумарний коефіцієнт передачі ВДК:

$$K_i = \frac{|\Delta I'_{ex}| + |\Delta I''_{ex}|}{\Delta I_{ex}} \approx 1,0.$$

Другим (II) є каскад проміжного підсилення, який містить підсилювальні транзистори Q_1 та Q_2 , двонаправлений відбивач струму (ДВС I), а також два джерела струму зміщення, значення яких дорівнює $2I_p$. Слід зазначити, що ДВС, його унутрішні виходи, кола емітерів Q_1 та Q_2 разом утворюють контур балансного зворотного зв'язку I-го типу (БЗЗ I). Функціями БЗЗ є:

- забезпечення постійного значення струму $I'_{ДВС}$ відповідно до рівності

$$I'_{ДВС} = \sqrt{I_e(Q_1) \cdot I_e(Q_2)};$$

- дотримання у схемі балансного співвідношення

$$\frac{I_p + I_e(Q_1)}{I_p} = \frac{I_p}{I_p - I_e(Q_2)},$$

де I_p – струм робочої точки, I_e – емітерні струми.

- підтримка рівності струмів робочих точок підсилювальних транзисторів різної провідності, а також симетрування в режимі балансу малосигнальних коефіцієнтів передачі

$$K'_i = \frac{\Delta I_{\kappa}(Q_1)}{\Delta I'_{ex}} \quad \text{та} \quad K''_i = \frac{\Delta I_{\kappa}(Q_2)}{\Delta I''_{ex}},$$

де $\Delta I'_{ex}$ та $\Delta I''_{ex}$ – малосигнальні прирости вхідного струму, ΔI_{κ} – прирости колекторних струмів.

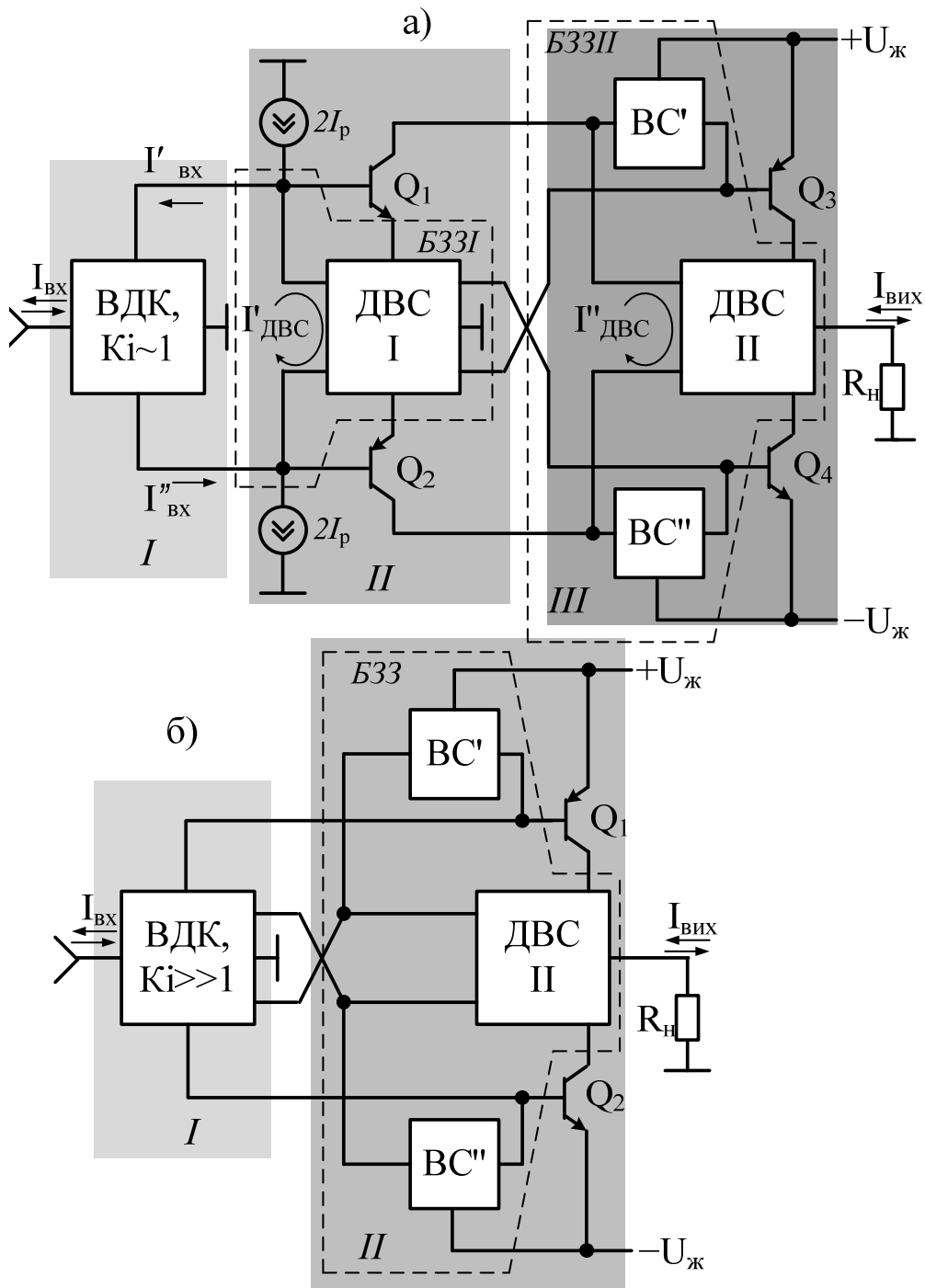


Рисунок 1 – Структурні схеми ДППС: а) із низьким $r_{вх}$; б) із середнім $r_{вх}$

При цьому $K'_i \approx K''_i$. Слід зазначити один важливий момент, а саме – ця властивість у схемі завжди має місце, не зважаючи на те, що коефіцієнти передачі струму β' та β'' транзисторів відповідно Q_1 та Q_2 на практиці можуть істотно відрізнятися (у 1,5–2,5 рази).

Третій каскад (III) може виконувати функції або вихідного каскаду, або передкінцевого залежно від рівня струму, який треба віддати у навантаження (R_n). Цей каскад містить підсилювальні транзистори Q_3 та Q_4 , перший та другий відбивачі струму (BC' та BC''), а також двонаправлений відбивач струм ДВСII. При цьому сукупність вузлів BC' , BC'' і ДВСII утворюють контур балансного зворотного зв'язку II типу (БЗЗ II). Слід також зазначити, що BC' і BC'' є винесеними за межі ДВСII, що призводить до появи додаткового фазового запізнення. Це у свою чергу, вимагає зменшення внутрішнього коефіцієнта

передачі по контуру БЗЗІ для забезпечення спеціальними схемними прийомами стійкості роботи пристрою. Значення балансного струму ДВСІ у діапазоні вихідного сигналу $I_{вих}$ буде постійним і дорівнюватиме

$$I_{овс}'' \approx \sqrt{I_K(Q_3) \cdot I_K(Q_4)},$$

де $I_K(Q_3)$ і $I_K(Q_4)$ колекторні струми транзисторів, відповідно, Q_3 та Q_4 .

На рис. 1 б показано структуру ДППС із середнім $r_{вх}$ [11]. На відміну від попередньої схеми вона має один БЗЗ та лише два підсилювальні каскади. Це стало можливим за рахунок використання вхідного каскаду, що має коефіцієнт підсилення струму значно більше одиниці. У цій структурі другий підсилювальний каскад функціонує аналогічно третьому каскаду схеми із низьким $r_{вх}$ (рис. 1 а). Слід зазначити, що малосигнальні характеристики схем, побудованих за такими структурами, будуть практично однакові, за винятком рівнів вхідних опорів.

Розглянемо реалізацію підсилювачів детальніше. Спрощену принципову схему ДППС із низьким $r_{вх}$ наведено на рис. 2 а). Тут вхідний двотактний каскад (І) підсилювача побудовано на базі відбивачів струму Уілсона на транзисторах Т1–Т6 з'єднаних за двотактною конфігурацією. Транзистори Т3 і Т6 є сигнальними, а їх колектори є парафазними виходами І каскаду. При цьому входом (ВДК) пристрою є точка об'єднання емітерів $n-p-n$ та $p-n-p$ транзисторів, включених за схемою діодів. Нескладно показати, що малосигнальний вхідний опір ДППС при цьому дорівнює

$$r_{вх} = \left(r_e + \frac{r_{б\ n-p-n}}{1 + \frac{\beta_{n-p-n}}{2}} \right) \parallel \left(r_e + \frac{r_{б\ p-n-p}}{1 + \frac{\beta_{p-n-p}}{2}} \right) \approx \frac{r_e \cdot r_e}{2r_e} = \frac{1}{2} r_e,$$

де $r_e = \frac{\varphi_T}{I_e}$ – опір емітера при заданому струмі емітера I_e , φ_T – термопотенціал, $r_{б\ p-n-p}$ та $r_{б\ n-p-n}$ – опори баз відповідно $p-n-p$ та $n-p-n$ транзисторів Т4 і Т5, β' і β'' – малосигнальні коефіцієнти передачі струму цих транзисторів.

Другий каскад (ІІ) містить підсилювальні транзистори Q_1 та Q_2 , а також контур балансного зворотного зв'язку на транзисторах Т7–Т10. Для забезпечення потрібних робочих точок застосовано генератори постійного струму, значення яких $2I_p$. Малосигнальні коефіцієнти передачі цього каскаду внаслідок дії балансного зворотного зв'язку на протифазних колекторних виходах у режимі балансу майже однакові і гіпотетично дорівнюють

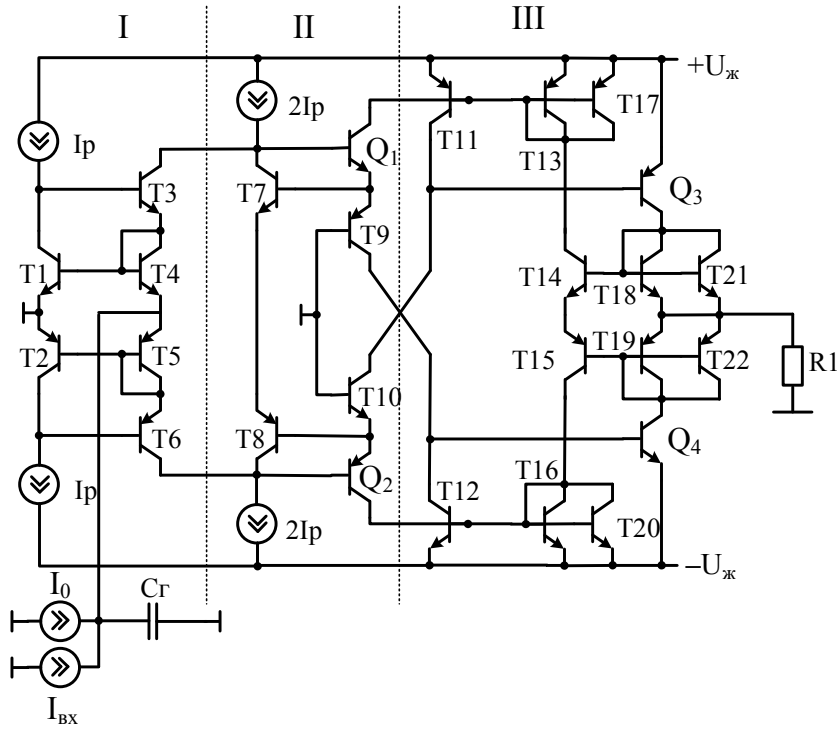
$$\tilde{K}_i(Q_1) \approx \tilde{K}_i(Q_2) \approx \tilde{K}_i(T9) \approx \tilde{K}_i(T10) \approx \sqrt{\beta' \beta''},$$

де β' , β'' – малосигнальні коефіцієнти передачі відповідно $p-n-p$ та $n-p-n$ транзисторів. Реальні значення коефіцієнтів передачі внаслідок неідеальності характеристик контурів БЗЗ будуть дещо меншими. У першу чергу це виникає через кінцеві значення вихідних опорів колекторів транзисторів Т7 і Т8. При цьому

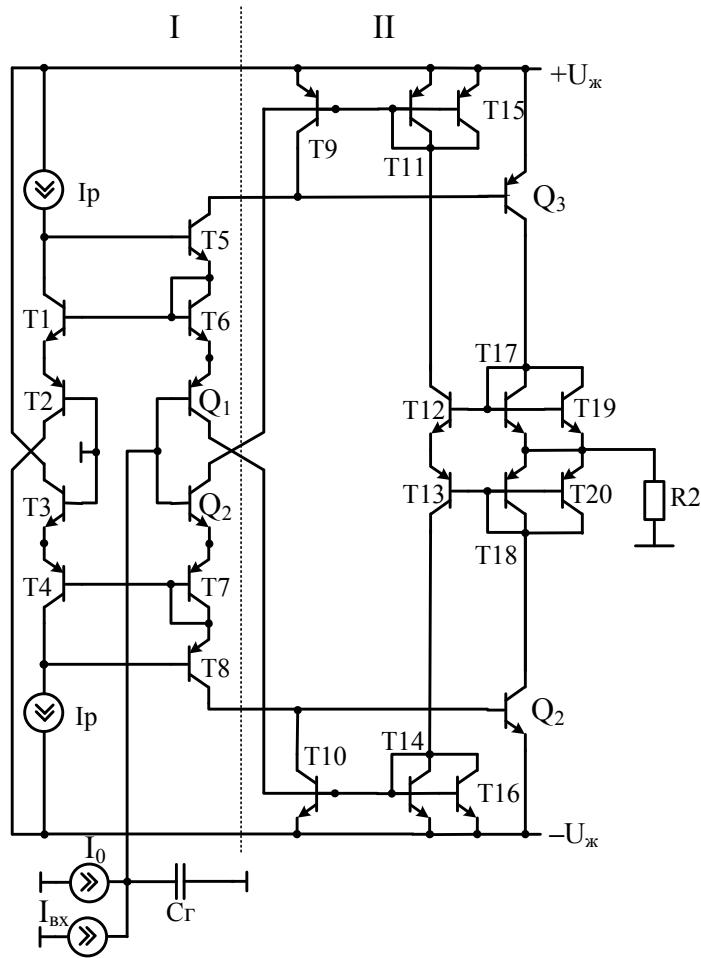
$$r_{вих}(T9) = r_{к\ p-n-p}^* (1 + \gamma'_б \beta''),$$

де $r_{к\ p-n-p}^*$ – опір колектора $p-n-p$ транзистора у схемі загальний емітер, $\gamma'_б$ – на основі [12] дорівнює

$$\gamma'_б = \frac{r'_e + r'_{ee}}{R_2 + r'_б + \beta' r'_e + r'_{ee}}.$$



a)



б)

Рисунок 2 – Принципові схеми ДППС: а) із низьким r_{ex} ; б) із середнім r_{ex}

Аналогічно

$$r_{вих}(T10) = r_{к\ n-p-n}^* (1 + \gamma'_\delta \beta').$$

Враховуючи усе вищезгадане, реальні коефіцієнти передачі визначаються виразами

$$K_i' = \beta' \cdot \frac{r'_{вих}(Q_1) \parallel r'_{ex}}{r'_{ex}}, \quad K_i'' = \beta'' \cdot \frac{r''_{вих}(Q_2) \parallel r''_{ex}}{r''_{ex}},$$

де символ \parallel означає паралельне з'єднання опорів. На практиці вказане явище зменшує K_i приблизно на 4÷5 %.

Таким чином збалансовані малосигнальні коефіцієнти передачі по парафазних виходах задовільняють рівностям

$$K_i = \sqrt{K_i' \cdot K_i''} = \sqrt{\beta' \beta'' \cdot \frac{r'_{вих}(Q_1)}{r'_{вих}(Q_1) + r'_{ex}} \cdot \frac{r''_{вих}(Q_2)}{r''_{вих}(Q_2) + r''_{ex}}}.$$

Вихідний каскад (III) містить: підсилювальні транзистори Q_3 та Q_4 , відбивачі струмів на транзисторах T11, T13, T17, і T12, T16, T20, двонаправлений відбивач струму на транзисторах T14, T18, T21 і T15, T18, T22. Згадані компоненти забезпечують автоматичне симетрування робочих точок у режимі балансу.

Слід зазначити, що коефіцієнт передачі струму $K_{i\ вих}$ вихідного каскаду III ДППС істотно залежить від значення опору навантаження R_H , підключеного до виходу схеми. Для аналізу цього впливу доцільно скористатися малосигнальною схемою заміщення, зображеною на рис. 3.

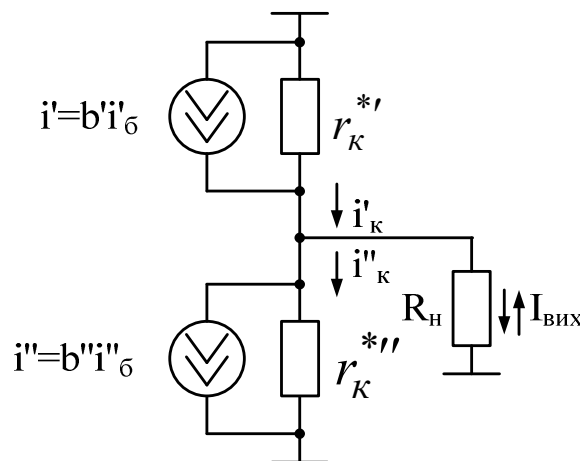


Рисунок 3 – Малосигнальна схема заміщення вихідного двотактного каскаду

Тут r_K^* та $r_K^{*''}$ – малосигнальні опори колекторних переходів, відповідно, $p-n-p$ і $n-p-n$ транзисторів, β' та β'' – коефіцієнти передачі струму цих же транзисторів при короткозамкнених колекторах (коли вони безпосередньо підключені до джерел напруг живлення).

Розглянемо два варіанти функціонування схеми. Перший – одностактний, коли значення одного з малосигнальних базових струмів i_δ дорівнює нулю, при цьому відповідно один з ідеальних колекторних струмів i' або i'' дорівнюють нулю. Нехай $i'' = 0$, тоді колекторний перехід $n-p-n$ транзистора по суті є пасивним резистором $r_K^{*''}$. При цьому реальний колекторний струм $p-n-p$ транзистора з урахуванням

втрат на $r_K^{*'} , r_K^{*''} , R_H$ дорівнює i_K' . Неважко показати, що у цьому випадку коефіцієнт підсилення струму $p-n-p$ транзистора дорівнює

$$K_i' = \frac{i_K'}{i_O'} = \beta' \cdot \frac{r_K^{*'}}{r_K^{*'} + R_H},$$

де: $R_H' = R_H \parallel r_K^{*''} = \frac{R_H \cdot r_K^{*''}}{R_H + r_K^{*''}}$. Якщо $I'=0$, то колекторний перехід $p-n-p$ транзистора є пасивним, а коефіцієнт підсилення струму $n-p-n$ транзистора визначається як

$$K_i'' = \frac{i_K''}{i_O''} = \beta'' \cdot \frac{r_K^{*''}}{r_K^{*''} + R_H},$$

де: $R_H'' = R_H \parallel r_K^{*'} = \frac{R_H \cdot r_K^{*'}}{R_H + r_K^{*'}}$.

У випадку функціонування вихідного каскаду ДППС у двотактному режимі, виникають додаткові падіння напруги на резисторі навантаження R_H , які за принципом суперпозиції можна розбити на дві складові $\Delta U_H'$ та $\Delta U_H''$, де перша складова викликана наявністю струму через $r_K^{*'}$, а друга $\Delta U_H''$ – струму через $r_K^{*''}$. При цьому $\Delta U_H' = i_K' \cdot (r_K^{*'} \parallel r_K^{*''} \parallel R_H) = i_K' \cdot (r_K^{*'} \parallel R_H)$,

де: $r_K^* = r_K^{*'} \parallel r_K^{*''} = \frac{r_K^{*'} \cdot r_K^{*''}}{r_K^{*'} + r_K^{*''}}, r_K^* \parallel R_H = \frac{r_K^* \cdot R_H}{r_K^* + R_H}$.

Друга складова $\Delta U_H'' = i_K'' \cdot (r_K^{*''} \parallel R_H)$.

Таким чином кінцеві значення колекторних струмів для $p-n-p$ транзистора дорівнюють $\hat{i}_K' = i_K' - \frac{\Delta U_H''}{r_K^{*'}}$, для $n-p-n$ транзистора – $\hat{i}_K'' = i_K'' - \frac{\Delta U_H'}{r_K^{*''}}$.

Відповідно, коефіцієнти передачі колекторних струмів для $p-n-p$ транзистора будуть визначатися у формі

$$\widehat{K}_i' = \beta' \cdot \frac{r_K^{*'}}{r_K^{*'} + R_H} - \beta'' \cdot \frac{r_K^* \parallel R_H}{r_K^{*''}},$$

$$\widehat{K}_i'' = \beta'' \cdot \frac{r_K^{*''}}{r_K^{*''} + R_H} - \beta' \cdot \frac{r_K^* \parallel R_H}{r_K^{*'}}.$$

Вихідний струм схем дорівнює сумі струмів, що протікають через R_H , тому,

$$I_{вих} = \hat{i}_K' + \hat{i}_K''.$$

Відповідно загальний коефіцієнт передачі

$$\widehat{K}_i = \frac{\widehat{K}_i' + \widehat{K}_i''}{2}$$

Слід зазначити, що для запобігання помітного зменшення \widehat{K}_i , треба щоб $R_H \ll r_k^*$. На практиці доцільно мати $R_H \leq 0,1 \div 0,2 r_k^*$

За приклад розглянемо ситуацію, коли використовуються інтегральні транзистори фірми Intersil [13]. У випадку, коли колекторні струми $n-p-n$ і $p-n-p$ транзисторів $I_p = 1$ мА, а напруга $U_{ке} = 15$ В, їх мало-сигнальні коефіцієнти передачі дорівнюють відповідно $\beta' = 65,8$ і $\beta'' = 102,3$. Значення опорів колекторних переходів при цьому $r_k^* = 39,1$ кОм, $r_k^{**} = 74,1$ кОм. За таких умов $\widehat{K}'_i = 34,9$, а $\widehat{K}''_i = 85,9$. Загальний коефіцієнт передачі дорівнює $\widehat{K}_i = 60,4$. Ці результати добре узгоджуються з результатами комп'ютерного моделювання.

Проаналізуємо схему двотактного підсилювача постійного струму, показану на рис. 2 б), і яка має деякі суттєві відмінності від попередньої. По перше, вона має підсилення вхідного струму істотно більше 1 у вхідному каскаді, оскільки він побудований за комплементарною схемою із загальним колектором. Оцінимо вхідний опір $r_{вх}$ схеми. Його можна визначити як паралельне з'єднання опорів $r'_{вх}$ та $r''_{вх}$ підсилювальних транзисторів вхідного каскаду, в кола емітерів яких послідовно включено діоди, реалізовані на транзисторах відповідно Q_1 і Q_2 . При цьому

$$r_{вх} = r'_{вх} \parallel r''_{вх} = \frac{r'_{вх} \cdot r''_{вх}}{r'_{вх} + r''_{вх}},$$

де $r'_{вх}$ – вхідний опір $p-n-p$ транзистора, а $r''_{вх}$ – вхідний опір $n-p-n$ транзистора. Застосовуючи малосигнальну модель Гумеля-Пуна [14], а також викладки з [15], можна записати

$$\begin{cases} r'_{вх} = r_{\bar{o} p-n-p} + (r_{e p-n-p} + r_{ee p-n-p} + r_{e n-p-n} + r_{een-p-n})(1 + \beta'); \\ r''_{вх} = r_{\bar{o} n-p-n} + (r_{e p-n-p} + r_{ee p-n-p} + r_{e n-p-n} + r_{een-p-n})(1 + \beta''), \end{cases}$$

де $r_{ee p-n-p}$ та $r_{een-p-n}$ – об'ємні опори емітерів.

Слід зазначити, що вхідний опір істотно залежить від робочого струму. Так, якщо $I_p = 1$ мА, то $r_e = 26$ Ом, $r_{ee p-n-p} = r_{een-p-n} = 1.848$ Ом, $\beta' = 65,8$ і $\beta'' = 102,3$, $r_{\bar{o} n-p-n} = 50$ Ом, $r_{\bar{o} p-n-p} = 32.7$ Ом [13]. При цьому підставивши числові значення у наведені вище формули для оцінювання вхідного опору, отримаємо, $r'_{вх} = 3,75$ кОм та $r''_{вх} = 5,08$ кОм, а $r_{вх} = 2,27$ кОм. Таким чином вхідний опір другої схеми істотно вищий ніж у першій. Відповідно і вплив паразитної ємності генератора вхідного сигналу у другому випадку повинен бути значно більшим.

По друге, схема, що розглядається, містить на один БЗЗ менше ніж попередня. До її складу входить вхідний двотактний каскад із підсилювальними транзисторами Q_1 і Q_2 та симетрувальними транзисторами Т2 і Т3, а також відбивачі струму Уілсона на транзисторах Т1, Т6, та Т4 і Т7, колектори транзисторів Т5 і Т8 є протифазними виходами I каскаду. Цей каскад має ще два додаткових парафазних виходи за рахунок використання колекторів Q_1 та Q_2 , що дозволяє збільшити загальний коефіцієнт передачі. У другому каскаді транзистори Q_3 та Q_4 відіграють роль підсилювальних. Транзистори Т9, Т11, Т15 утворюють відбивач струму ВС', транзистори Т10, Т14, Т16 – ВС'', а Т12, Т13, Т17, Т18, Т19, Т20 – дво-направлений відбивач ДВСІІ. Коефіцієнт підсилення цієї схеми близький до коефіцієнта підсилення першої схеми.

Вплив ємності C_T (5 пФ, 10 пФ, 20 пФ, 50 пФ, 100 пФ) генератора вхідного сигналу на динамічні характеристики схеми доцільно дослідити шляхом аналізу її АЧХ, наведених на рис. 4 а та б.

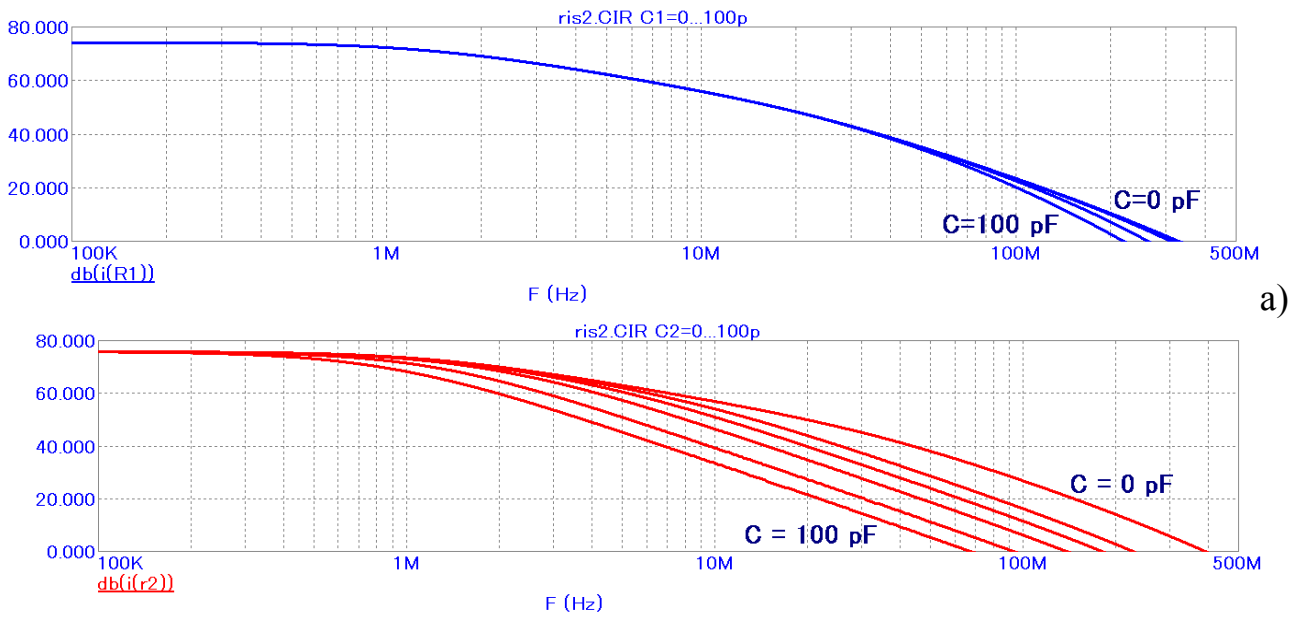


Рисунок 4 – АЧХ залежності від ємності вхідного генератора:
 а) схема із низьким вхідним опором, б) схема із середнім вхідним опором

Порівняння результатів, отриманих шляхом комп'ютерного моделювання, показує, що у другій схемі ДППС наявність C_{Γ} істотно звужує АЧХ. У цьому випадку з'являється сім'я характеристик, спад яких починається при $C_{\Gamma}=5$ пФ, а при $C_{\Gamma}=100$ пФ смуга одиничного підсилення зменшується з частоти $f(1)=385$ МГц ($C_{\Gamma}=0$) до $f(1)=67$ МГц, тобто приблизно у 5,7 рази. Це обумовлене появою на АЧХ додаткового полюса, значення якого залежить від $r_{вх}$ ДППС і пливає на загальну швидкодію.

Перша схема балансного підсилювача має значно меншу залежність від C_{Γ} . Так при $C_{\Gamma}=100$ пФ смуга одиничного підсилення звужується з 320 МГц до 218 МГц.

Висновки

1. Наведено схемні реалізації двотактних підсилювачів постійного струму з внутрішніми балансними зворотними зв'язками, що мають низький та середній вхідний опори. Окреслено умови застосування розглянутих схем, зокрема, у системах DDS.
2. Складено математичні моделі малосигнальних коефіцієнтів передачі струму балансних ДППС. Проаналізовано вплив на підсилювальні показники опору навантаження. Оцінено межу збільшення цього опору порівняно з вихідним опором підсилювачів.
3. Здійснено комп'ютерне моделювання малосигнальних характеристик ДППС за допомогою інтегрованого пакету прикладних програм MicroCap 10. Доведено збіжність показників, отриманих на основі наведених аналітичних виразів і комп'ютерного моделювання. Оцінено вплив паразитної ємності генератора вхідного сигналу на ширину смуги пропускання, що дозволяє досягти максимальної швидкодії і мінімізувати цей вплив.

Список використаних джерел

1. Ридико Л. DDS: прямой цифровой синтез частоты [Електронний ресурс] / Леонид Ридико // Компоненты и технологии. – 2001. – Режим доступа до ресурсу: http://www.kit-e.ru/assets/files/pdf/2001_07_50.pdf.
2. Fundamentals of Direct Digital Synthesis (DDS) / Tutorial MT-085. [Електронний ресурс] Режим доступу: <http://www.analog.com/media/en/training-seminars/tutorials/MT-085.pdf>.
3. Азаров О. Д. Двотактні підсилювачі постійного струму для багаторозрядних перетворювачів форми інформації, що самокалібруються : монографія / О.Д. Азаров, В.А. Гарнага. – УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2011. – 156 с.
4. Азаров О. Д. Основи теорії високолінійних аналогових пристроїв на базі двотактних підсилювальних схем : монографія / О.Д. Азаров, С.В. Богомолів. – УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2013.- 142 с.
5. Азаров О. Д. Високопродуктивні АЦП із ваговою надлишковістю зі змінними тривалостями тактів порозрядного кодування / О. Д. Азаров, О. О. Решетнік, В. А. Гарнага. - УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2012.- 161 с.
6. Азаров О. Д. Основи теорії високолінійних аналогових пристроїв на базі двотактних підсилювальних схем : монографія / О.Д. Азаров, С.В. Богомолів. – УНІВЕРСУМ –Вінниця, 2013. – 142 с.

7. Two-Stage Current-Feedback Amplifier by Will Drachler [Електронний ресурс] // Analog Dialogue – Режим доступу до ресурсу: <http://www.analog.com/library/analogDialogue/archives/29-2/feedback.html>.
 8. Дунаева М.А. Новый зарядовый усилитель считывания / М.А. Дунаева // ТРУДЫ МФТИ. — 2010. — Том 2, № 3. С. 117-121.
 9. Пат. 99335 UA, МПК H03F 3/26, G05B 1/01. Двотактний симетричний підсилювач струму / О. Д. Азаров, С. В. Богомолов, В. А. Гарнага, В. С. Філіпчук (Україна). - № u201500053; заявл. 05.01.2015 ; опубл. 25.05.2015, Бюл. № 10. - 6 с. : кресл.
 10. Пат. 99336 UA, МПК H03F 3/26. Двотактний симетричний підсилювач струму / О. Д. Азаров, В. А. Гарнага, С. В. Богомолов, Ю. О. Сенік (Україна). - № u201500054 ; заявл. 05.01.2015; опубл. 25.05.2015, Бюл. № 10. - 6 с. : кресл.
 11. Пат. 70122 UA, МПК H 03 K 5/24 (2006.01), G 05 B 1/01 (2006.01). Підсилювач постійного струму / Азаров О. Д., Богомолов С. В., Яцик В. Є.– № u201113959 ; заявл. 28.11.2011 ; опубл. 25.05.2012, Бюл. № 10. – 7 с. : кресл.
 12. Азаров О. Д. Аналіз статичних характеристик біполярних транзисторів із використанням керованих і функціональних генераторів струму / О. Д. Азаров, В. А. Гарнага, В. Є. Яцик // Проблеми інформатизації та управління. – 2012 – № 1 (37). С. 5–12.
 13. Технічний опис HFA3046/3096/3127/3128 Transistor Array SPICE Models: Application Note [Електронний ресурс] / Intersil // Режим доступу http://pdf.eicom.ru/datasheets/intersil_pdfs/hfa3046_3096_3127_3128/hfa3046_3096_3127_3128.pdf.
 14. Alan V. Grebene Bipolar and MOS analog integrated circuit design. Published 2002 John Wiley & Sons Technology & Industrial Arts. – 912 p.
 15. Амелина М.А. Программа схемотехнического моделирования Micro-Cap. Версии 9, 10. / М. А. Амелина, С. А. Амелин – Смоленск, Смоленский филиал НИУ МЭИ, 2013. – 618 с., ил.
- Стаття надійшла: 20.11.2015.

Відомості про авторів

Азаров Олексій Дмитрович – д. т. н., професор, декан факультету інформаційних технологій та комп'ютерної інженерії Вінницького національного технічного університету.

Гарнага Володимир Анатолійович – к. т. н., доцент, кафедра обчислювальної техніки Вінницького національного технічного університету.