

УДК 681.3:621.375

О. Д. Азаров, д-р техн. наук, проф.;

М. Ю. Теплицький, асп.

ДИНАМІЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДВОТАКТНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ ІЗ РОЗДІЛЬНИМИ КАНАЛАМИ ПЕРЕТВОРЕННЯ СИГНАЛІВ

Отримали подальший розвиток математичні моделі динамічних характеристик двотактних підсилювачів постійного струму. Запропоновано методи структурно-функціональної організації вказаних підсилювачів на базі двотактних спеціалізованих відбивачів струму, що дозволяють значно розширити смугу пропускання та підвищити швидкодію, не збільшуючи кількість підсилювальних каскадів.

Вступ

Для значної кількості підсилювачів постійного струму (ППС) застосовують переважно однокатнну структуру [1], що має певні недоліки: низьку швидкість наростання вихідного сигналу, значний коефіцієнт нелінійних спотворень, особливо у разі збільшення амплітуди і частоти вхідного сигналу, асиметричність реакції по виходу на вхідний двополярний імпульсний сигнал.

Останні ж два десятиліття характеризуються зростанням інтересу розробників аналогових пристроїв до двотактних підсилювачів постійного струму (ДППС). Їх перевагами перед однокатними структурами в першу чергу є висока лінійність передатної характеристики, а також симетричність фронтів перехідної характеристики під час реакції на прямокутниковий імпульс. Відмітною особливістю двотактних схем є також широкий діапазон частот максимальної неспотвореної потужності синусоїдального сигналу.

Актуальність

Першим варіантом побудови ДППС можна вважати схему [2], запропоновану американським дослідником Фраєм ще у 1976 році. Вона містить вхідний двотактний каскад у вигляді самодоповняльної схеми із загальною базою на біполярних транзисторах різного типу провідності, а також два однокатних тракту проміжного протифазного підсилення. Недоліком цієї схеми є складність задання робочих точок транзисторів проміжних каскадів, а також високий рівень струму зсуву нуля. Подальшим розвитком ДППС є введення до структури відбивачів струму і двотактного тракту проміжного підсилення, що може містити також і вихідний каскад [3].

Окремим напрямком у цьому плані є так звані «конвеєри струму», на базі яких можна будувати низку операційних перетворювачів струмів і напруг. Загальним недоліком вказаних схем є надмірне збільшення числа каскадів за потреби досягнення великого коефіцієнта передачі на рівні 100—120 дБ і, відповідно, значний фазовий зсув між вхідним і вихідним сигналами, що призводить до зниження швидкодії. Крім того, зі зростанням опору навантаження в таких пристроях знижується підсилення схем.

Слід зазначити, що вперше вирішення проблеми розширення смуги пропускання підсилювача та підвищення його швидкодії було запропоновано у ВНТУ [4]. Водночас, незважаючи на наявність певних елементів теорії у цьому напрямку, досі ще відсутні узагальнені математичні моделі динамічних характеристик ДППС, що дозволяють оцінити їх швидкодію та коефіцієнт підсилення під час проектування. У зв'язку з цим тема статті «Динамічні характеристики ДППС з роздільними каналами перетворення сигналів» є актуальною.

Метою досліджень — розширення смуги пропускання та підвищення швидкодії двотактних симетричних підсилювачів постійного струму за умови збереження високої лінійності передатної характеристики.

Для досягнення поставленої мети досліджень необхідно розв'язати такі задачі:

1. Отримати аналітичні співвідношення, що описують динамічні характеристики ДППС в діапазоні вхідного сигналу та частоти;
2. Оцінити адекватність моделей динамічних характеристик ДППС шляхом порівняння резуль-

татів, отриманих за допомогою аналітичних співвідношень, а також отриманих в результаті комп'ютерного аналізу запропонованих схемних рішень;

3. Запропонувати рекомендації щодо структурно-функціональної організації ДППС, що дозволяє значно розширити смугу пропускання та збільшити швидкодію підсилювача без зростання похибки лінійності.

Результати досліджень

Розглянемо узагальнену структурно-функціональну схему двотактного симетричного ППС (рис. 1), в якій реалізується метод автоматичного задання струмів I_p робочих точок проміжних підсилювальних каскадів. Суть методу полягає у введенні двох інтегрованих контурів вибіркового зворотного зв'язку у проміжні каскади підсилення, за допомогою яких реалізується пропорційність вихідних струмів I' та I'' протифазних каналів підсилення, реалізованих на транзисторах різного типу провідності, і задаються робочі точки трактів проміжного підсилення. Вказана схема підсилювача складається із двотактного вхідного каскаду, побудованого на транзисторах VT1 та VT2, двох трактів проміжного протифазного підсилення з коефіцієнтами передачі K_i' та K_i'' та вихідного каскаду, реалізованого за допомогою двотактного спеціалізованого відбивача струму (СпВС). Інтегровані контури (позначені пунктиром) ВЗЗ складаються з двонаправленого відбивача струму (ДВС), а також компенсаторів струму КСІ та КСІІ. При цьому балансування робочих точок здійснюється за допомогою компенсаційних струмів $I'_{\text{кмс}}$ і $I''_{\text{кмс}}$ та виконується рівність $I'_{\text{зм}} = I''_{\text{зм}} = (m-1)I_p$. Тут коефіцієнт m визначає глибину вибіркового зворотного зв'язку.

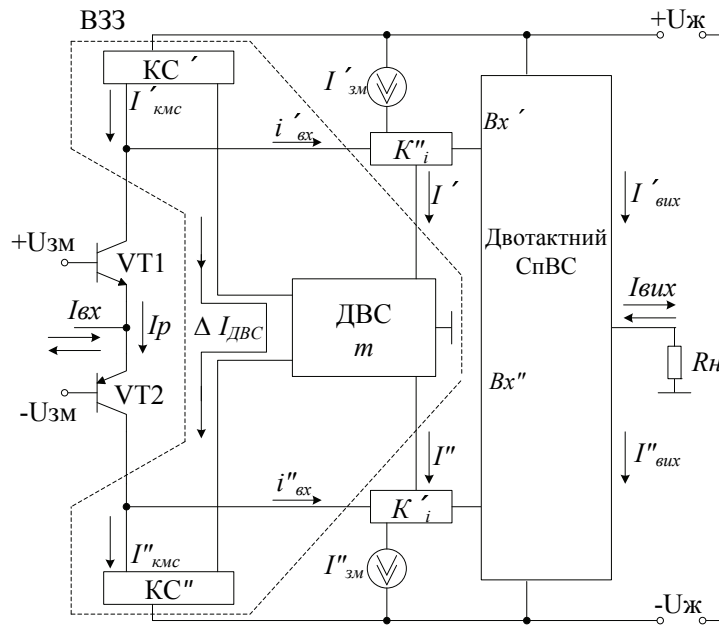


Рис. 1. Структурно-функціональна схема ДППС із вибірконим зворотним зв'язком

Вибірковість контуру зворотного зв'язку означає його здатність реагувати тільки на непропорційні прирости струмів проміжних каскадів протифазного підсилення і формувати відповідні компенсаційні струми $I'_{\text{кмс}}$ та $I''_{\text{кмс}}$ за допомогою компенсаторів КСІ та КСІІ. Введення до структури підсилювача ДВС дозволяє формувати неперервні сигнали про співвідношення I' та I'' і, відповідно, регулювати компенсаційні струми до досягнення балансування схеми по контурах зворотного зв'язку. При цьому вказані струми відповідають співвідношенню

$$\frac{I'}{I_p} = \frac{I''}{I''} \quad (1)$$

Як було показано в роботі [5], коефіцієнт передачі $K_{i\text{вих}}$ можна знайти через похідну рівняння передатної характеристики ДППС у вигляді

$$K_{i_{\text{вих}}} = \frac{dI_{\text{вих}}(I_{\text{вх}})}{dI_{\text{вх}}} = - \frac{K'K'' + \frac{K'^2 K''^2 \tilde{I}_{\text{вх}}}{\sqrt{4I_p^2 K'K''m^2 + (\tilde{I}_{\text{вх}} K'K'')^2}}}{2K'} - \frac{K'K'' - \frac{K'^2 K''^2 \tilde{I}_{\text{вх}}}{\sqrt{4I_p^2 K'K''m^2 + (\tilde{I}_{\text{вх}} K'K'')^2}}}{2K''}. \quad (2)$$

У першому наближенні будемо вважати, що струм зсуву нуля відсутній. У роботі [5] також було доведено, що коефіцієнт передачі $K_{i_{\text{вих}}}$ змінюється в діапазоні вхідного сигналу внаслідок нелінійності ВАХ підсилювальних транзисторів. Водночас $K_{i_{\text{вих}}}$ також змінюється залежно від частоти, оскільки коефіцієнти підсилення проміжних каскадів K'_i та K''_i у випадку однополюсної АЧХ фактично є малосигнальними коефіцієнтами підсилення транзисторів і змінюються за такою залежністю:

$$K'(f) = \frac{\beta_{p-n-p}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f'_p}\right)^2}}; \quad K''(f) = \frac{\beta_{n-p-n}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f''_p}\right)^2}}, \quad (3)$$

де f_p — частота полюсу на рівня «-3 дБ».

Також варто зазначити, що у реальних схемах має місце домінуючий полюс p' , а на високих частотах з істотним зменшенням $K_{i_{\text{вих}}}$ з'являється другий полюс p'' , який дещо змінює характер АЧХ і ФЧХ.

Тоді для заданого $\tilde{I}_{\text{вх}}$ коефіцієнт передачі $K_{i_{\text{вих}}}$ у частотній зоні для ДППС з одноступеневими проміжними каскадами після певних перетворень буде мати такий вигляд:

$$K_{i_{\text{вих}}}(f) = \left(\beta_{p-n-p} \beta_{n-p-n} + \frac{\beta_{p-n-p}^2 \beta_{n-p-n}^2 \tilde{I}_{\text{вх}}}{\sqrt{4I_p^2 \beta_{p-n-p} \beta_{n-p-n} m^2 \frac{\beta_{p-n-p}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f'_p}\right)^2}} \frac{\beta_{n-p-n}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f''_p}\right)^2}} + (\tilde{I}_{\text{вх}} \beta_{p-n-p} \beta_{n-p-n})^2}} \right) \times \left(\frac{1}{2\beta_{p-n-p} \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f'_p}\right)^2}} - \frac{1}{2\beta_{n-p-n} \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f''_p}\right)^2}} \right). \quad (4)$$

Графік залежності (4) показано на рис. 2.

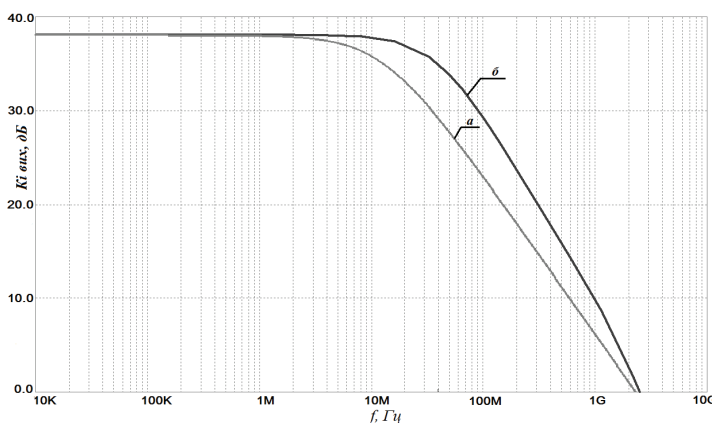


Рис. 2. Логорифмічна АЧХ двотактного підсилювача постійного струму з одноступеневими проміжними каскадами:

а) розрахунок за формулою (4) схеми ДППС; б) за підсумками комп'ютерного моделювання в Мігосар

Для випадку, коли одночасно змінюються і вхідний струм $\tilde{I}_{\text{вх}}$ і частота f , доцільно залежність підсилення $K_{i \text{ вих}}(\tilde{I}_{\text{вх}}, f)$ представляти у тривимірному зображенні, що враховує зміну цих параметрів роботи схеми підсилювача (рис. 3).

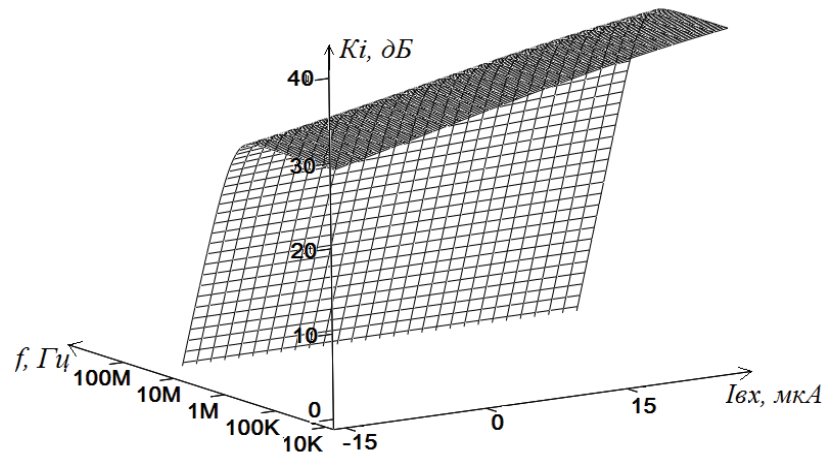


Рис. 3. Зображення поверхні підсилення для залежності $K_{i \text{ вих}}(\tilde{I}_{\text{вх}}, f)$

Визначити ФЧХ розглянутої схеми ППС можна за допомогою відомої формули

$$\phi(f) = \arctg\left(\frac{f}{f_p}\right). \quad (5)$$

Графік ФЧХ показано на рис. 4.

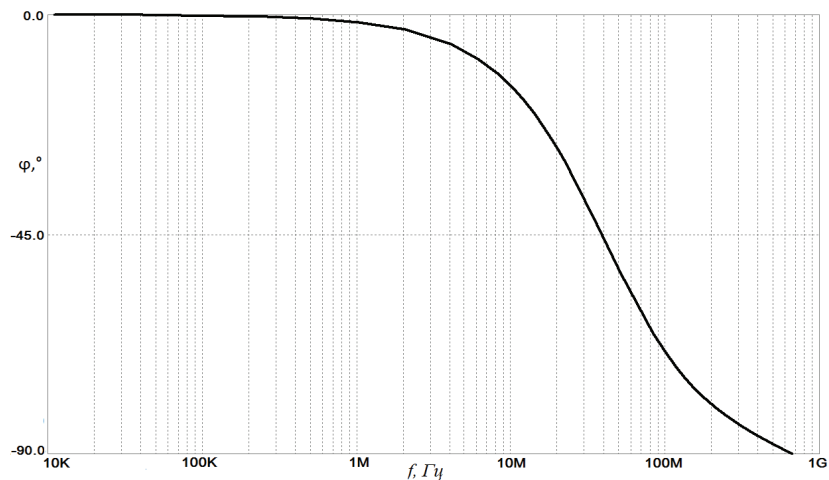


Рис. 4. ФЧХ двотактного підсилювача постійного струму

У випадку однополюсної АЧХ підсилювача, знаючи частоти полюсів відповідної схеми ППС, можна отримати її перехідну характеристику у вигляді

$$A_{\text{вих}}(t) = A_{\text{вх}} K(0) \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right), \quad (6)$$

де $A_{\text{вих}}(t)$ — перехідна функція підсилювача; $A_{\text{вх}}$ — вхідний сигнал у вигляді, прямокутного імпульсу; τ — стала часу, що визначається як $\tau = \frac{1}{2\pi f_p}$; $K(0)$ — коефіцієнт передачі на нульовій частоті.

Графік реакції схеми двотактного підсилювача постійного струму на вхідний прямокутний двохполярний імпульс амплітудою ± 500 мкА та тривалістю фронту 20 нс показано на рис. 5.

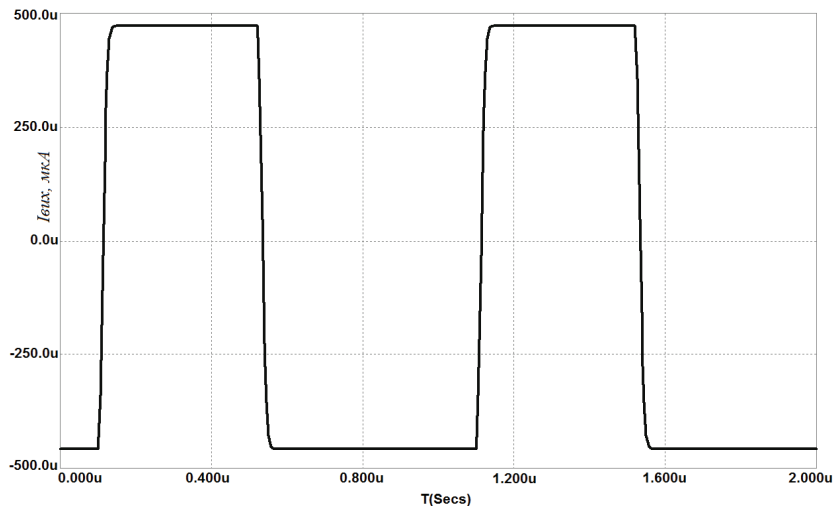


Рис. 5. Реакція ДПВС на вхідний прямокутний імпульс

При цьому треба відмітити, що ширина смуги пропускання транзисторних каскадів як ЗК, так і ЗЕ, істотно залежить від опорів навантаження в колах емітерів і колекторів. Тому для досягнення максимальної смуги пропускання проміжних і вихідних каскадів доцільно використовувати в колах навантаження двотактні спеціалізовані відбивачі струму (ДСПВС) з низькоомними входами.

Тут варто зазначити, що важливою є конфігурація зв'язків виходів проміжних каскадів із паразитними входами ДСПВС. Особливо критичним є випадок, коли емітери транзисторів проміжних підсилювальних каскадів підключені до входів ДСПВС. Це пов'язано з тим, що r'_{BX} і r''_{BX} ДСПВС істотно впливають на частотні характеристики підсилювача. Вигіднішим є варіант, коли зі входів ДСПВС зв'язані не емітерні, а колекторні кола [6].

Варто також відмітити, що характеристики ДПВС багато в чому залежать від типу схеми ДСПВС, найпростіша реалізація якої показана на рис. 5.

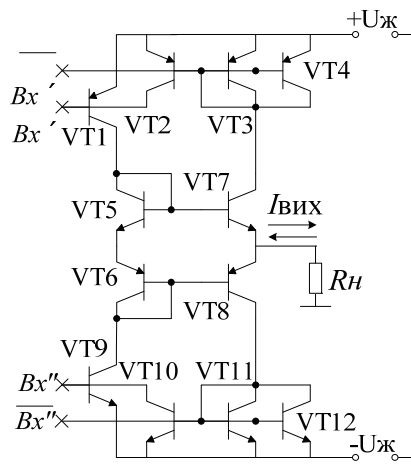


Рис. 6. чотиривходовий двотактний спеціалізований відбивач струму

У цьому випадку коефіцієнт передачі ДСПВС задається кількістю паралельно увімкнених діодів у колі зворотного зв'язку, проте поступове збільшення цієї кількості призводить до збільшення похибки лінійності та зменшення смуги пропускання підсилювача в цілому. Проведене комп'ютерне моделювання показало, що для розглянутої схеми ДСПВС оптимальним є коефіцієнт передачі ≈ 2 , що має місце у випадку вмикання двох пар діодів.

Малосигнальні вхідні опори СпВС можна оцінити за допомогою аналітичних виразів:

$$r'_{\text{BX}} = \frac{r_{\text{BX}} T'}{1 + k'_i} \approx 2,8 \text{ Ом};$$

$$r''_{\text{BX}} = \frac{r_{\text{BX}} T''}{1 + k''_i} \approx 2,9 \text{ Ом},$$

де $r_{\text{вх } T'}$ і $r_{\text{вх } T''}$ — малосигнальні опори транзисторів T' і T'' , відповідно, включених за схемою із загальним емітером; k_i' і k_i'' — коефіцієнти передачі по струму, відповідно, верхнього і нижнього трактів підсилення для випадку розірваної петлі зворотного зв'язку: $k_i' = \beta' \cdot k_{\text{двс}} k_{\text{вс}}'$, $k_i'' = \beta'' \cdot k_{\text{двс}} k_{\text{вс}}''$, де β' , і β'' — коефіцієнти передачі по струму T' і T'' , і $k_{\text{вс}}'$, і $k_{\text{вс}}''$ — коефіцієнти передачі по струму BC' і BC'' .

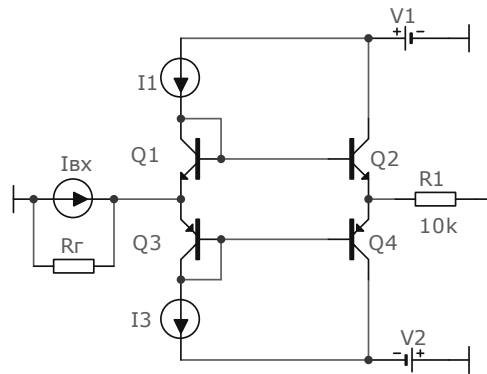
Розрахувати вихідний опір ДСпВС, показаний на рис. 6, можна, використовуючи принцип суперпозиції для малосигнальних схем [6]:

$$r_{\text{вих}} = \frac{r'_{\text{вих}} \cdot r''_{\text{вих}}}{r'_{\text{вих}} - r''_{\text{вих}}} - R_{\text{н}}, \quad (7)$$

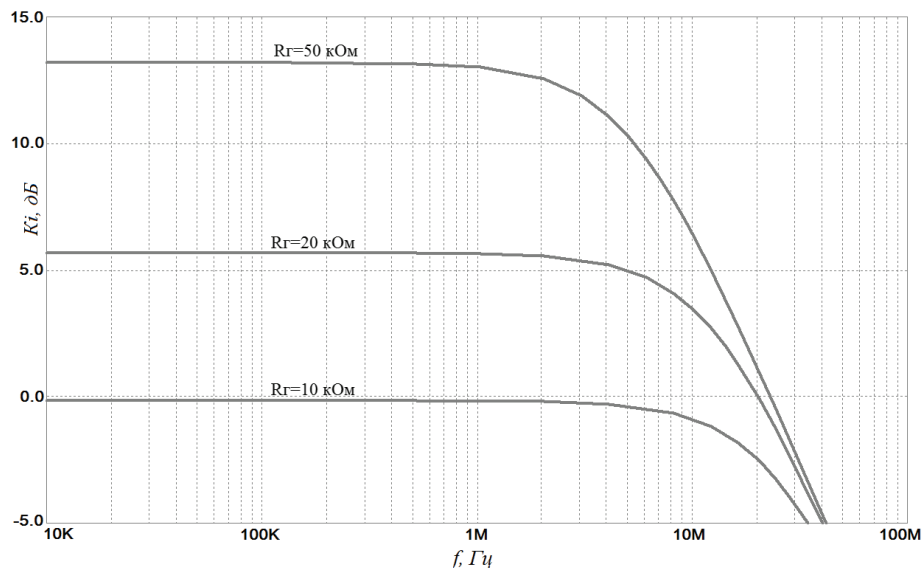
де $r'_{\text{вих}}$ і $r''_{\text{вих}}$ — вихідні опори, відповідно, для верхнього і нижнього фрагментів.

Після проведення відповідних розрахунків маємо $r_{\text{вих}} \approx 10,5 \text{ МОм}$.

Водночас, бажано щоб вихідний опір ДСпВС був максимальним. Це дозволяє у випадку додаткової постановки двотактного вихідного каскаду отримати K_i за досить великих опорів навантаження (десятки кОм). Для підвищення навантажувальної здатності ППС доцільно додатково ввести вихідний каскад. При цьому варто відмітити, що K_i власне вихідного каскаду істотно залежить від опору вхідного генератора сигналу, як показано на рис. 7.



а)



б)

Рис. 7. Вихідний каскад для ДППС:

а) принципова схема; б) залежність K_i вихідного каскаду від опору вхідного генератора сигналу

Структурно-функціональні схеми підсилювачів, що реалізують розглянуті методи підвищення швидкодії та розширення смуги пропускання, на рис. 8.

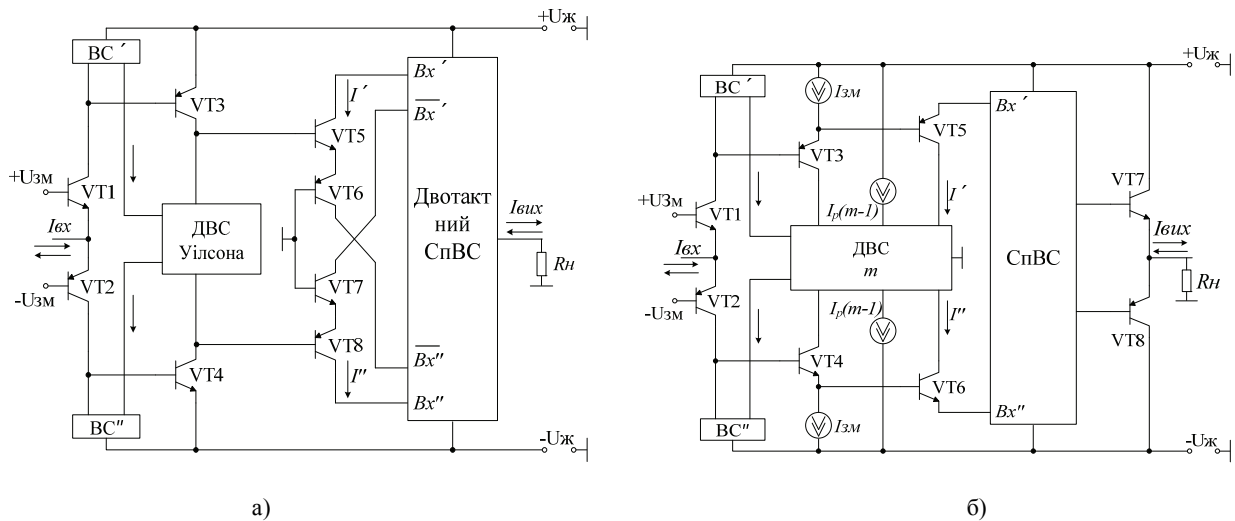


Рис. 8. Схемотехнічна організація ДПС із ДСпВС:

- а) ДПС із двоступеневими проміжними каскадами на базі складених транзисторів Шиклаї і чотириходового ДСпВС (схема 1); б) ДПС із двоступеневими проміжними каскадами на базі складених транзисторів Дарлінгтона і вихідним каскадом (схема 2)

Результати комп'ютерного моделювання запропонованих схем підсилювачів в середовищі Мікросар на основі SPICE моделей транзисторів фірми Intersil HFA3046 показані на рис. 9 [7, 8]. Усі дослідження проводились за умов, що струм робочої точки I_p дорівнює 1 мА та напрузі живлення ± 15 В.

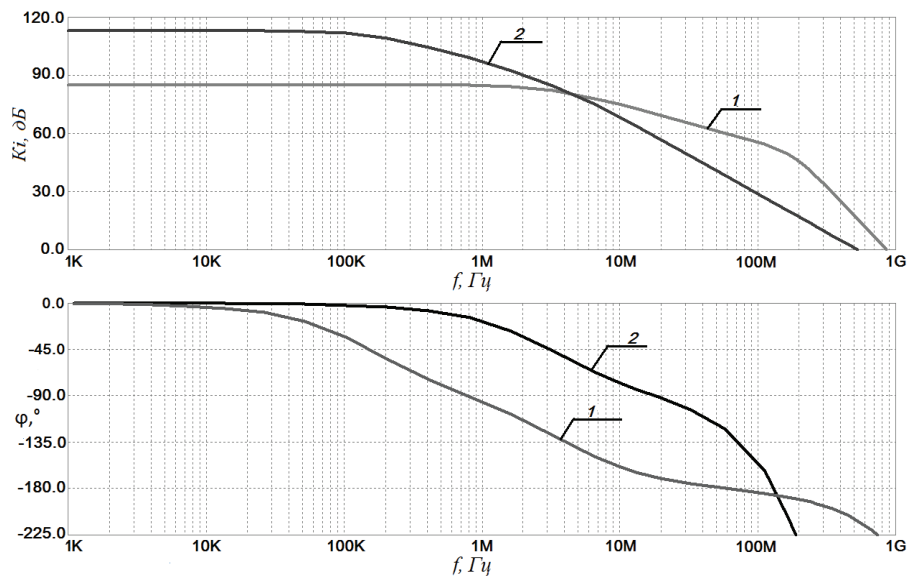


Рис. 9. АЧХ та ФЧХ запропонованих схем підсилювачів

Як можна побачити із наведених графіків, обидві схеми мають частоту одиничного підсилення більше 500 МГц за коефіцієнтом передачі 88 дБ для схеми 1 та 118 дБ для схеми 2, що перевершує характеристики популярних моделей операційних підсилювачів фірми Analog Devices (AD8010, AD8011, AD8014), а також свідчить про ефективність запропонованого підходу до побудови ДППС.

Висновки

1. Отримано залежності, що дозволяють визначити АЧХ та ФЧХ двотактних підсилювачів постійного струму, що оцінюють їх динамічні характеристики в діапазонах вхідного сигналу та частоти.
2. Порівняння результатів дослідження динамічних характеристик з використанням отриманих аналітичних виразів та комп'ютерного моделювання підтверджує їх збіжність, що свідчить про адекватність отриманих співвідношень.

3. Запропоновано рекомендації щодо структурно-функціональної організації схем підсилювачів. Доведено, що запропоновані методи побудови двотактних спеціалізованих відбивачів струму дозволяють значно підвищити швидкодію та розширити смугу пропускання.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Walter G. Jong. Op Amp applications handbook / Walter G. Jong. — Analog Devices series, 2004. — 895 p.
2. Patent 3852678 USA, H03F 3/26 Push-pull amplifier with current mirrors for determining the quiescent operating point / George Joseph Frye. — № 358152, filed 07.05.1973, issued 12.10.1976.
3. Patent 6734720 USA, H03F 3/45, Operational amplifier in which the idle current of its output push-pull transistors is substantially zero / Hiroshi Imai, assignor to Denso Corporation. — № 10/223702, filed 20.08.2002, issued 11.03.2004.
4. Азаров О. Д. Двотактні підсилювачі постійного струму для багаторозрядних перетворювачів інформації, що самокалібруються : моногр. / О. Д. Азаров, В. А. Гарнага. — Вінниця : ВНТУ, 2011. — 156 с.
5. Азаров О. Д. Модель передатної характеристики двотактного підсилювача струму з вибіркоким зворотним зв'язком [Електронний ресурс] / О. Д. Азаров, М. Ю. Теплицький // Наукові праці Вінницького Національного Технічного Університету. — 2012 — № 3. — С. 1—11. — Режим доступу : http://archive.nbu.gov.ua/e-journals/VNTU/2012_3/2012-3.files/uk/12odawsf_ua.pdf.
6. Азаров О. Д. Спеціалізовані відбивачі струму з пара фазними входами для двотактних підсилювальних схем / О. Д. Азаров, М. Ю. Теплицький, В. Є. Яцик // Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія. — 2013 — № 1. — С. 45—54.
7. Амелина М. А. Программа схемотехнического моделирования Micro-Cap 8. / М. А. Амелина, С. А. Амелин — М. : Горячая линия-Телеком, 2007. — 464 с.
8. Технічний опис HFA3046/3096/3127/3128 Transistor Array SPICE Models : Application Note, Intersil, 1994. — 5 p.

Рекомендована кафедрою обчислювальної техніки

Стаття надійшла до редакції 21.08.2013
Рекомендована до друку 28.08.2013

Азаров Олексій Дмитрович — завідувач кафедри, *Теплицький Михайло Юхимович* — аспірант.
Кафедра обчислювальної техніки, Вінницький національний технічний університет, Вінниця