

О. Д. Азаров¹
Л. В. Крупельницький¹
М. Ю. Теплицький¹

НЕЛІЙНІ СПОТВОРЕННЯ ДВОТАКТНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ З ВИБІРКОВИМ ЗВОРОТНИМ ЗВ'ЯЗКОМ

¹Вінницький національний технічний університет

Проаналізовано нелінійні спотворення у двотактних підсилювачах постійного струму у діапазоні частот вхідного сигналу. Запропоновано підхід структурно-функціональної організації двотактних підсилювачів постійного струму, який дозволяє значно зменшити коефіцієнт нелінійних спотворень та досягти високої швидкості наростання вихідного сигналу.

Ключові слова: підсилювач постійного струму, коефіцієнт нелінійний спотворень, ряд Фур'є, смуга повної неспотвореної потужності.

Вступ

Значна кількість підсилювачів постійного струму (ППС) застосовують переважно однокатну структуру, 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 у 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, запропоновану американським дослідником Фраєм ще у 1976 році [1]. 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 завдання 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.

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 кількості 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 [2—4].

Слід зазначити, що вперше вирішення проблеми зменшення нелінійних спотворень ДППС та підвищення їх швидкодії було запропоновано у Вінницькому національному технічному університеті. Водночас, незважаючи на наявність певних елементів теорії у цьому напрямку, досі ще відсутній систематизований матеріал, що стосується нелінійних спотворень таких підсилювачів. У зв'язку з цим тема статті є актуальною.

Мета досліджень — зменшення нелінійних спотворень у двотактних підсилювачах постійного струму з вибіркою зворотним зв'язком (ВЗЗ) шляхом застосування у проміжних і у вихідному

каскаді спеціалізованих відбивачів струму (СПВС).

Задачі досліджень

- 1) аналіз нелінійних спотворень у ДППС із ВЗЗ у діапазоні вихідного сигналу із заданим коефіцієнтом передачі;
- 2) аналіз коефіцієнта гармонік у діапазоні частот;
- 3) аналіз смуги максимальної неспотвореної потужності синусоїдального сигналу в діапазоні частот;
- 4) визначення швидкості наростання вихідного сигналу залежно від значень робочого струму;
- 5) рекомендації щодо структурно-функціональної організації ДППС з мінімальними нелінійними спотвореннями.

Результати досліджень

Важливою характеристикою підсилювачів є рівень нелінійних спотворень вихідного сигналу у діапазоні частот по відношенню до вхідного. Як відомо ці спотворення виникають як внаслідок нелінійності статичної передатної характеристики, так і фазових зсувів [1]. Оскільки двотактні підсилювачі постійного струму використовуються у швидкодійних прецизійних системах АЦ- і ЦА-перетворення, то актуальною є задача мінімізації нелінійних спотворень зі зростанням частоти вхідного сигналу.

Розглянемо узагальнену структурно-функціональну схему двотактного симетричного ППС (рис. 1а), що реалізує метод балансного завдання струмів робочих точок проміжних підсилювальних каскадів. Суть методу полягає у введенні двох інтегрованих контурів вибіркового зворотного зв'язку у проміжні каскади підсилення, за допомогою яких симетруються вихідні струми протифазних каналів підсилення, реалізованих на транзисторах різного типу провідності, і задаються робочі точки трактів проміжного підсилення.

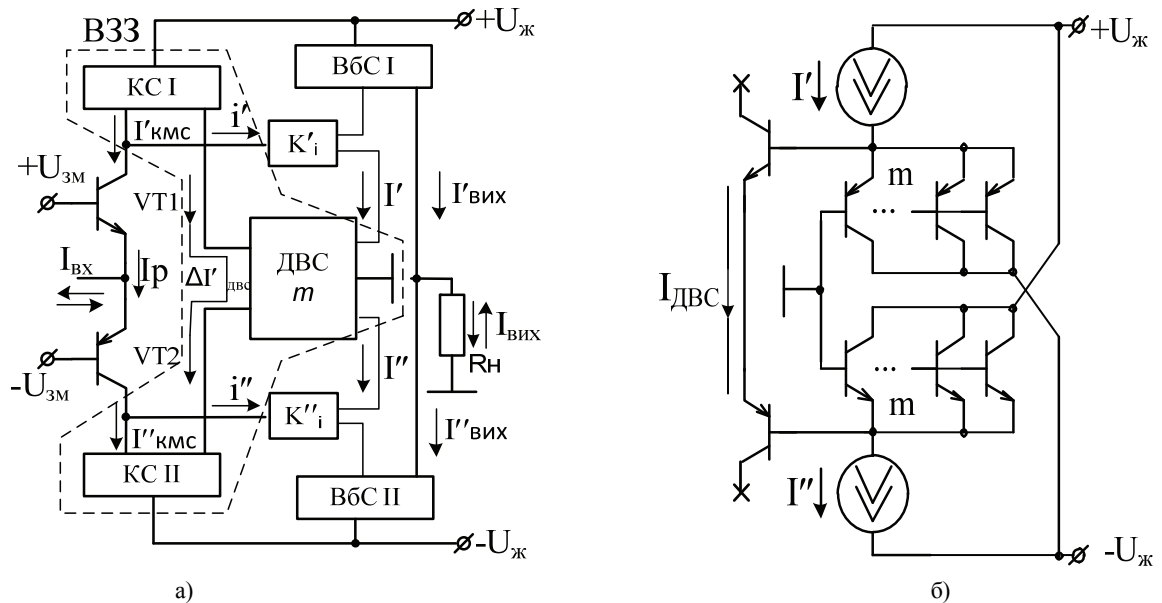


Рис. 1. ДППС із вибіркоким зворотним зв'язком:

а — структурно-функціональна схема; б — двонаправлений відбивач струму

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 на відбивачах струму BCI та $BCII$. Ці інтегровані контури (позначені пунктиром) складаються з двонаправленого відбивача струму (ДВС), а також компенсаторів струму KCI та $KCII$. При цьому балансування робочих точок здійснюється за допомогою компенсаційних струмів $I'_{кмс}$ і $I''_{кмс}$.

Вибірковість контуру зворотного зв'язку означає його здатність реагувати тільки на непропорційні прирости струмів проміжних каскадів протифазного підсилення і формувати відповідні ком-

пенсаційні струми $I'_{\text{КМС}}$ та $I''_{\text{КМС}}$ за допомогою компенсаторів КСІ та КСІІ. Введення у структуру 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. Одним з можливих варіантів реалізації ДВС є схема, показана на рис. 1б, яка побудована на комплементарних транзисторах із загальною базою [5].

Оцінити потенційні характеристики ДППС можна шляхом заміни реальних елементів схеми на ідеальні (транзистори замінюються керованими генераторами струму). Для цього була запропонована еквівалентна схема підсилювача, побудована на керованих генераторах струму (лінійних та функціональних), яка показана на рис. 2 [6].

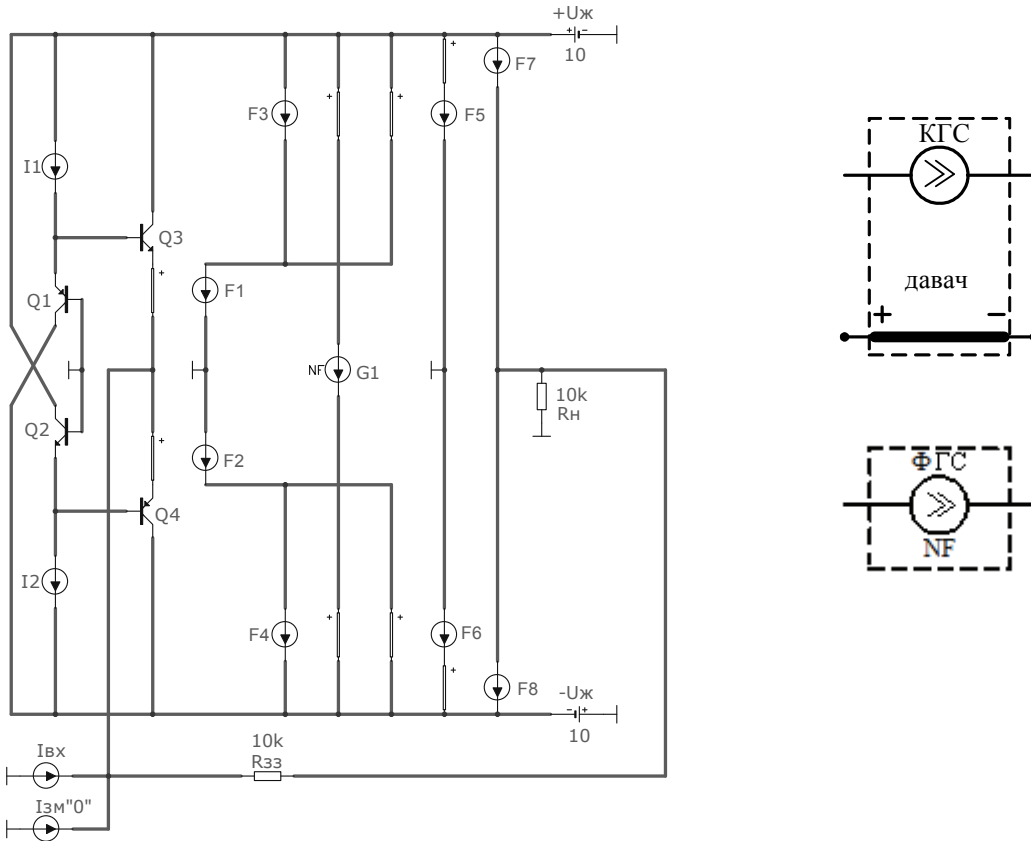


Рис. 2. Ідеалізований ДППС на керованих і функціональних генераторах струму

Як було показано в роботі [6] для схеми, наведеної на рис. 2, коефіцієнт передачі $K_{i \text{ ВИХ}}$ при розірваній петлі зворотного зв'язку можна знайти через похідну рівняння передатної характеристики ДППС у вигляді:

$$K_{i \text{ ВИХ}} = \frac{dI_{\text{ВИХ}}(\tilde{I}_{\text{ВХ}})}{d\tilde{I}_{\text{ВХ}}} = \frac{K'K'' + \frac{K'^2 K''^2 \tilde{I}_{\text{ВХ}}}{\sqrt{4I_p^2 K'K'' + (\tilde{I}_{\text{ВХ}} K'K'')^2}}}{2K'} - \frac{K'K'' - \frac{K'^2 K''^2 \tilde{I}_{\text{ВХ}}}{\sqrt{4I_p^2 K'K'' + (\tilde{I}_{\text{ВХ}} K'K'')^2}}}{2K''}, \tag{1}$$

де $\tilde{I}_{\text{ВХ}} = I_{\text{ВХ}} + I_{\text{ЗМ}}$, I_p — струм робочої точки.

Із заданим $\tilde{I}_{\text{ВХ}}$ залежність коефіцієнта передачі $K_{i \text{ ВИХ}}$ у частотній зоні для ДППС з одноступневими проміжними каскадами після певних перетворень буде мати такий вигляд:

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

При замкненій петлі зворотного зв'язку коефіцієнт передачі $K_{i \text{ зз}}$ дорівнюватиме:

$$K_{i \text{ зз}} = \frac{K_{i \text{ вих}}}{1 + \chi K_{i \text{ вих}}} \quad (3)$$

де χ — глибина зворотного зв'язку, що визначається як $\frac{R_{\text{зз}}}{R_{\text{н}}}$.

Тоді з подачею на вхід підсилювача постійного струму періодичного синусоїдального сигналу значення вихідного струму буде визначатися через співвідношення:

$$I_{\text{вих}}(\omega t) = K_{i \text{ зз}} A \sin(\omega t + \phi) \quad (4)$$

Останній вираз можна розкласти в ряд Фур'є, отримавши значення вихідного сигналу на частотах ω , 2ω , 3ω ... Тут варто зазначити, що в ідеальній схемі підсилювача у вихідному сигналі має бути тільки 1 складова з частотою ω , а всі інші повинні дорівнювати 0. Це підтверджується моделюванням схеми підсилювача (див. рис. 2) при подачі на вхід синусоїдального сигналу амплітудою 100 мкА і частотою 100 кГц (рис. 3).

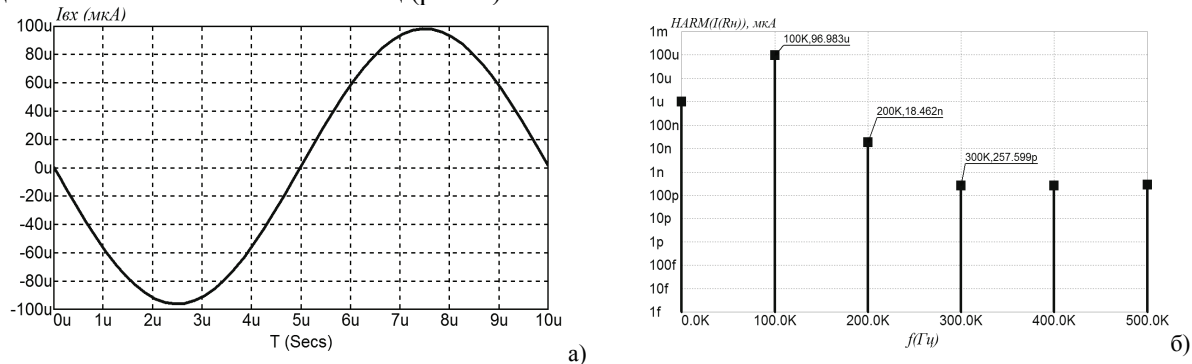


Рис. 3. Розкладання сигналу на виході ідеалізованого ППС на гармонічні складові:
а — вихідний синусоїдальний сигнал; б — спектр вихідного сигналу

Як випливає з рис. 3б амплітуди гармонік вищих порядків є значно меншими, ніж амплітуда першої гармоніки. Це свідчить про низький рівень нелінійних спотворень у вихідному сигналі, незважаючи на те, що у вхідному каскаді ідеалізованого ППС (див. рис. 2) все ж таки використовуються активні елементи (транзистори), які вносять певну нелінійність.

Однак у реальних схемах внаслідок вищезгаданих обставин у вихідному сигналі з'являються гармоніки вищих порядків. Для кількісного оцінювання нелінійних спотворень використовується коефіцієнт нелінійних спотворень THD, який характеризує ступінь відмінності сигналу від синусоїдального. Коефіцієнт нелінійних спотворень розраховується як процентне відношення середньоквадратичних значень вищих гармонік до базової (першої) гармоніки у вигляді

$$THD = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots}}{I_1^2} 100 \% \quad (5)$$

Для оцінювання нелінійних спотворень у реальних схемах розглянемо деякі ДППС, структурно-функціональні схеми яких зображені на рис. 4.

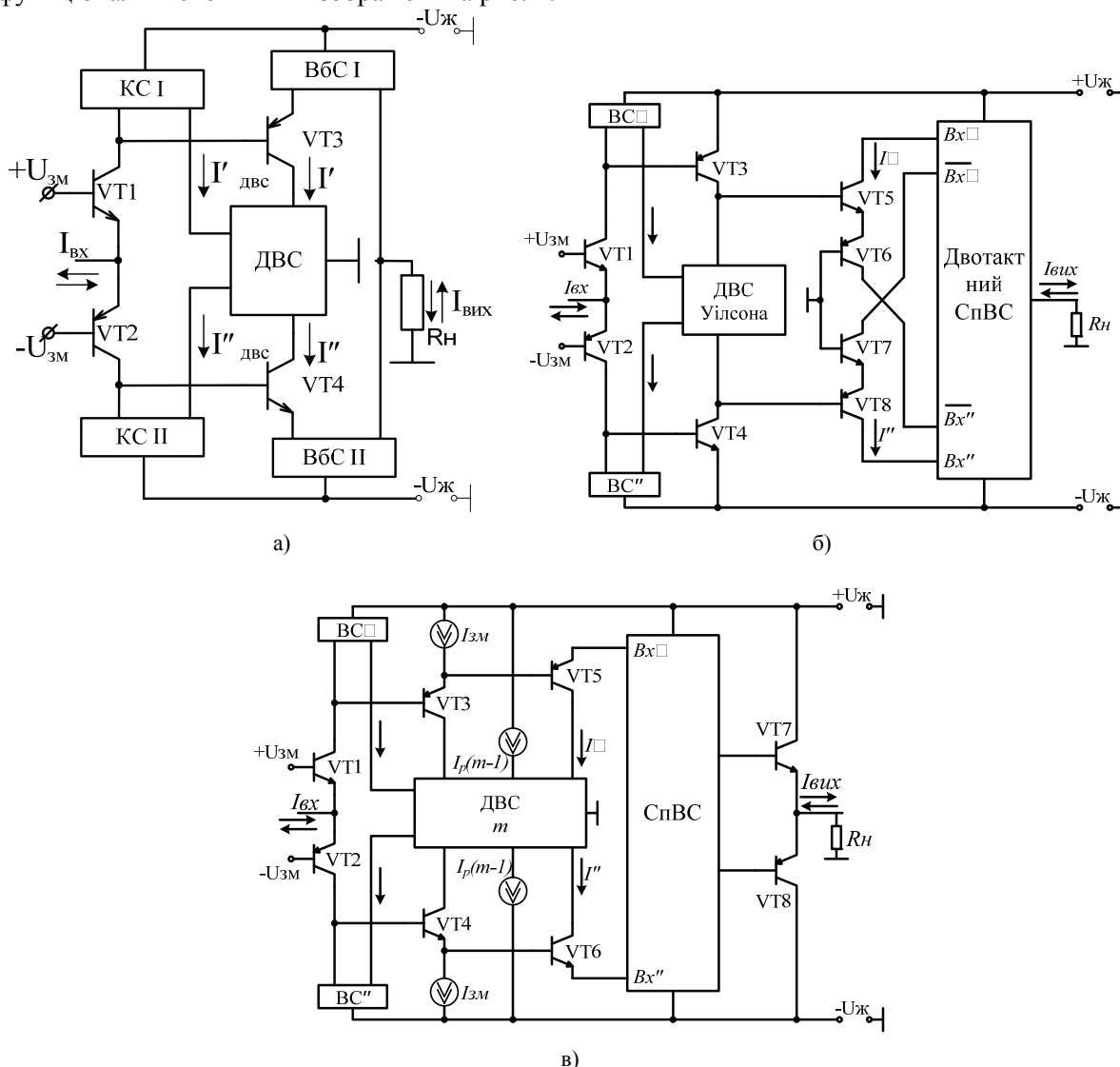


Рис. 4. Схемотехнічна організація ДППС із ДСПВС:
 а — ДППС з одноступеневими проміжними каскадами (схема 1);
 б — ДППС із двоступеневими проміжними каскадами на базі складених транзисторів Шиклаї і чотири-входового ДСПВС (схема 2);
 в — ДППС із двоступеневими проміжними каскадами на базі складених транзисторів Дарлінгтона і вихідним каскадом (схема 3)

Кількісні оцінки коефіцієнту нелінійних спотворень розглянутих схем наведені у табл. 1—3.

Таблиця 1

ТНД для схеми 1 (рис. 4а)

$f_{вх}, \text{кГц}$	1	10	100	1000	10000
$I_{вх}, \text{мкА}$					
100	0,00003	0,00003	0,000096	0,0001	0,002
200	0,00007	0,00007	0,0002	0,00018	0,003
500	0,00016	0,00017	0,00018	0,0007	0,011
1000	0,00036	0,00037	0,000475	0,0028	0,052

ТНД для схеми 2

$f_{вх}, \text{кГц}$	1	10	100	1000	10000
$I_{вх}, \text{мкА}$					
100	0,00002	0,00003	0,000084	0,0001	0,002
200	0,000065	0,000065	0,00017	0,00011	0,0024
500	0,00013	0,00015	0,00018	0,00064	0,008
1000	0,00031	0,00037	0,000462	0,0025	0,045

Таблиця 3

ТНД для схеми 3

$f_{вх}, \text{кГц}$	1	10	100	1000	10000
$I_{вх}, \text{мкА}$					
100	0,000012	0,000025	0,000078	0,000095	0,0017
200	0,000058	0,00006	0,00015	0,00011	0,0022
500	0,00012	0,000145	0,00016	0,00061	0,0073
1000	0,00029	0,00034	0,00041	0,0022	0,042

Як видно з табл. 1—3 коефіцієнт нелінійних спотворень зростає зі збільшенням як частоти, так і амплітуди вхідного сигналу. При цьому найкращі показники має ДППС із двоступеневими проміжними каскадами на базі складених транзисторів Дарлінгтона і вихідним каскадом, що пояснюється високим коефіцієнтом передачі та частотою одиничного підсилення.

Варто також зазначити, що нелінійні спотворення значно зменшуються із введенням у схему підсилювача двотактного спеціалізованого відбивача струму (ДСпВС), найпростіша реалізація якого показана на рис. 5.

У цьому випадку коефіцієнт передачі ДСпВС задається кількістю паралельно ввімкнених діодів (VT3, VT4 і VT11, VT12) у схемах відбивачів струму, включених у коло зворотного зв'язку, проте поступове збільшення їх кількості приводить до збільшення похибки лінійності та зменшення смуги пропускання підсилювача в цілому. Проведене комп'ютерне моделювання показало, що для розглянутої схеми ДСпВС оптимальним для внутрішніх відбивачів струму є коефіцієнт передачі ≈ 2 , що має місце при паралельному вмиканні двох пар діодів.

Малосигнальні вхідні опори СпВС можна оцінити за допомогою аналітичних виразів [7]

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

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

де $r_{вх} T'$ і $r_{вх} T''$ — 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 при розірваній петлі зворотного зв'язку: $k'_i = \beta' \cdot k_{двс} k'_{вс}$, $k''_i = \beta'' \cdot k_{двс} k''_{вс}$, де β' , і β'' — коефіцієнти передачі по струму T' і T'' , і $k'_{вс}$, і $k''_{вс}$ — коефіцієнти передачі по струму BC' і BC'' .

Розрахувати вихідний опір ДСпВС (рис. 5) можна, використовуючи принцип суперпозиції для малосигнальних схем [7]

$$r_{вих} = \frac{r'_{вих} \cdot r''_{вих}}{r'_{вих} - r''_{вих}} - R_n \quad (6)$$

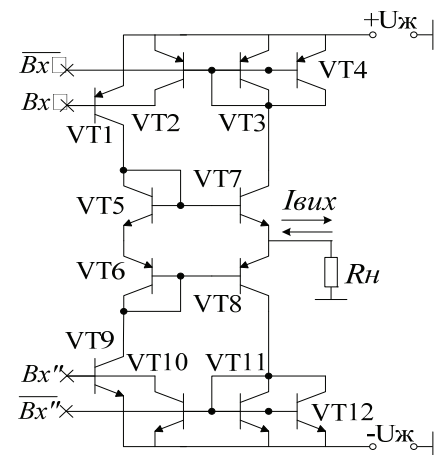


Рис. 5. Чотири-входовий двотактний спеціалізований відбивач струму

Тут $r'_{\text{вих}}$ і $r''_{\text{вих}}$ — вихідні опори, відповідно, для верхнього і нижнього фрагментів. У випадку $I_p = 1$ мА (при застосуванні транзисторів IntersilHFA3036) після проведення відповідних розрахунків маємо $r_{\text{вих}} \approx 10,5$ МОм [9, 10].

Важливою характеристикою ППС є також смуга повної неспотвореної потужності, яка визначається як максимальна частота вхідного сигналу $f_{\text{вх}}$ (кГц), за якою амплітуда сигналу на виході схеми в рамках заданої напруги живлення є максимальною, а сам сигнал неспотвореним.

Для вимірювання смуги повної неспотвореної потужності ДППС спочатку визначають максимальний вихідний струм підсилювача за статичною передатною характеристикою при замкненій петлі зворотного зв'язку. Для схеми з рис. 4а при напрузі живлення ± 10 В максимальний вихідний струм становить ≈ 910 мкА. Потім на вхід підсилювача подають синусоїдальний сигнал з амплітудою, що дорівнює максимальному вихідному струму, поступово збільшуючи частоту сигналу до поки сигнал на виході схеми не почне спотворюватися (рис. 6б).

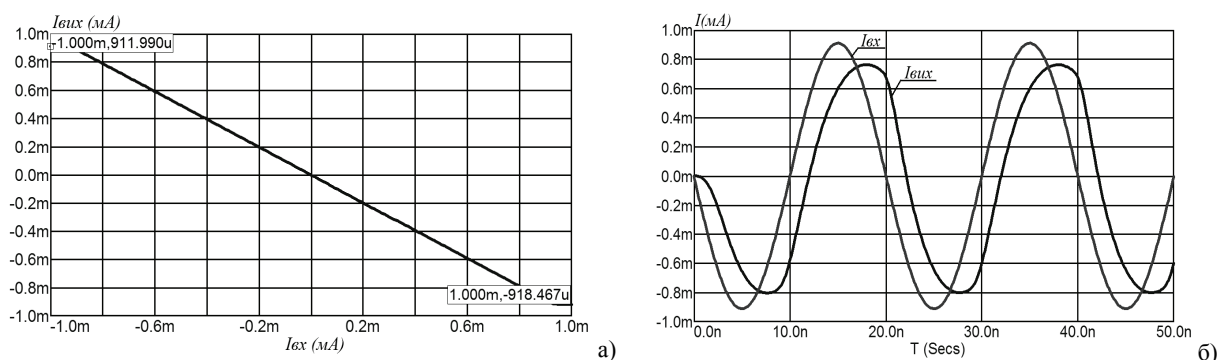


Рис. 6. Вимірювання смуги повної неспотвореної потужності ДППС: а — статична передатна характеристика ДППС; б — реакція на вхідний синусоїдальний сигнал

Результати моделювання смуги повної неспотвореної потужності для напруги живлення $U_{\text{ж}} = \pm 10$ В наведено у табл. 4.

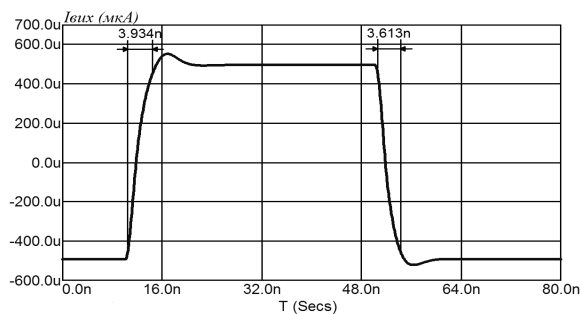
Відмітною особливістю запропонованих схем є можливість забезпечення високої швидкості наростання вихідного сигналу, а також симетричності фронтів з подачею на вхід схеми прямокутного імпульсу (рис. 7).

Результати моделювання швидкості наростання вихідного сигналу U (В/мкс) наведені у табл. 5.

Таблиця 4

Смуга повної неспотвореної потужності

$I_{\text{вх}}$, мкА	Схема 1	Схема 2	Схема 3
910	30 мГц	25 мГц	23 мГц



Таблиця 5

Швидкісні характеристики ДППС

Рис. 7. Реакція схеми 1 на вхідний прямокутний імпульс

№ схеми	$I_{\text{вх}}$, мкА	I_p , мкА	Швидкість наростання, В/мкс	Тривалість переднього фронту, нс	Тривалість заднього фронту, нс
1	500	500	1538	6,8	5,1
		1000	2430	3,9	3,6
		2000	2593	3,46	3,5
2	500	500	1500	6,1	5,9
		1000	2093	4,42	4,21
		2000	2180	4,08	4,15
3	500	500	1428	5,88	6,6
		1000	2083	4,37	4,28
		2000	2115	3,95	4,105

Як бачимо, із наведених даних запропонований підхід щодо побудови ППС дозволяє зменшити нелінійні спотворення у діапазоні вихідного сигналу одночасно зі збереженням високих динамічних характеристик.

Висновки

1. Проаналізовано причини виникнення нелінійних спотворень у двотактних підсилювачах постійного струму з вибіркоким зворотним зв'язком (ВЗЗ). Подальшого розвитку набули математичні моделі для оцінювання коефіцієнту гармонік ДППС у діапазоні частот.

2. Застосування у проміжних і вихідному каскадах спеціалізованих відбивачів струму (СпВС) дозволяє значно зменшити коефіцієнт нелінійних спотворень до рівня $\approx 0,001\%$ та підвищити швидкодю.

3. Використання запропонованої структурно-функціональної організації ДППС дозволяє значно розширити смугу повної неспотвореної потужності, а також дає можливість забезпечити високу швидкість наростання вихідного сигналу до ≈ 3000 В/мкс за середніх струмів робочої точки $I_p \approx 1$ мА.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Титце У. Полупроводниковая схемотехника / У. Титце, К. Шенк ; пер. с нем. ДМК Пресс. — М. : — ДМК Пресс, 2008. — Т. 1. — 832 с. — ISBN 5-94074-148-7.
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. Grebene A. Bipolar and MOS Analog Integrated Circuit Design / Alan B. Grebene. — New York, 2003. — 879 p.
4. 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.
5. 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.
6. 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.
7. Азаров О. Д. Спеціалізовані відбивачі струму з парафазними входами для двотактних підсилювальних схем / О. Д. Азаров, М. Ю. Теплицький, В. Є. Яцик // Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія. — 2013. — № 1 (26). — С. 45—53.
8. Теплицький М. Ю. Двотактні підсилювачі постійного струму на базі двонаправлених відбивачів струму / О. Д. Азаров, В. А. Гарнага // Проблеми інформатизації та управління. — 2011. — № 2 (34). — С. 15—22.
9. Амелина М. А. Программа схемотехнического моделирования Micro-Cap 8. / М. А. Амелина, С. А. Амелин. — М. : Горячая линия-Телеком, 2007. — 464 с.
10. Технічний опис HFA3046/3096/3127/3128 Transistor Array SPICE Models: Application Note, Intersil, 1994. — 5 p.

Рекомендована кафедрою обчислювальної техніки ВНТУ

Стаття надійшла до редакції 24.06.2014

Азаров Олександр Дмитрович — д-р техн. наук., професор, завідувач кафедри обчислювальної техніки;
Крупельницький Леонід Віталійович — канд. техн. наук., доцент, доцент кафедри обчислювальної техніки, krupost@gmail.com;

Теплицький Михайло Юхимович — асистент кафедри обчислювальної техніки, Вінницький національний технічний університет, michaeltepl@gmail.com

O. D. Azarov¹
L. V. Krupelnytskyi¹
M. Yu. Teplytskyi¹

Nonlinear distortion of push-pull DC amplifiers with selective feedback

¹Vinnitsia National Technical University

Nonlinear distortion of push-pull DC amplifiers in frequency range was analyzed. A method for the structural and functional organization of push-pull DC amplifiers, which can significantly reduce the harmonic distortion and achieve a high slew rate of the output signal was proposed.

Keywords: direct current amplifier, harmonic distortion, Fourier series, full undistorted power bandwidth

Azarov Oleksii D. — Dr. Sc. (Eng.), Professor, Head of the Chair of Computer Engineering;

Krupelnytskyi Leonid V. — Cand. Sc. (Eng.), Assistant Professor, Assistant Professor of the Chair of Computer Engineering, krupost@gmail.com;

Teplitskyi Mykhailo Yu. — Assistant of the Chair of Computer Engineering, michaeltepl@gmail.com

А. Д. Азаров¹
Л. В. Крупельницкий¹
М. Е. Теплицкий¹

Нелинейные искажения двухтактных усилителей постоянного тока с избирательной обратной связью

¹Вінницький національний технічний університет

Проанализированы нелинейные искажения в двухтактных усилителях постоянного тока в диапазоне частот. Предложен метод структурно-функциональной организации двухтактных усилителей постоянного тока, который позволяет значительно уменьшить коэффициент нелинейных искажений и достичь высокой скорости нарастания выходного сигнала.

Ключевые слова: усилитель постоянного тока, коэффициент нелинейных искажений, ряд Фурье, полоса полной неискаженной мощности.

Азаров Алексей Дмитриевич — д-р техн. наук., профессор, заведующий кафедрой вычислительной техники;

Крупельницкий Леонид Витальевич — канд. техн. наук., доцент, доцент кафедры вычислительной техники, krupost@gmail.com;

Теплицкий Михаил Ефимович — аспирант кафедры вычислительной техники, michaeltepl@gmail.com