

УДК 681.3:621.375

Азаров О.Д., д.т.н.,
Теплицький М.Ю.,
Гарнага В.А.

ДВОТАКТНІ ПІДСИЛЮВАЧІ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ НА БАЗІ ДВОНАПРАВЛЕНИХ ВІДБИВАЧІВ СТРУМУ

Вінницький національний технічний університет

Проаналізовано методи структурно-функціональної організації двонаправлених відбивачів струму. Складено математичну модель статичної передатної характеристики ДВС, а також отримано аналітичні вирази для коефіцієнтів передачі по струму ДСППС з використанням ДВС. Показано, що використання ДВС дозволяє будувати двотактні підсилювачі постійного струму із заданими статичними і динамічними характеристиками.

Вступ

Значна кількість сучасних підсилювачів постійного струму (ППС) застосовують переважно однокатну структуру, що містить три каскади, а саме: диференційний каскад на вході, однокатний каскад у проміжному підсилювальному тракті і двотактний каскад на виході. Такий підхід переважно передбачає принцип підсилення і перетворення напруг. Перевагами вказаних схем є функціональна універсальність, що дозволяє будувати на їх основі різні електронні пристрої (операційні підсилювачі, буферні елементи, пристрої вибірки-зберігання аналогових сигналів, компаратори і т. д.). Проте підсилювачі з однокатною структурою мають певні недоліки: низьку швидкість наростання вихідного сигналу, значний коефіцієнт нелінійних спотворень, особливо, при збільшенні амплітуди і частоти вхідного сигналу, асиметричність реакції по виходу на вхідний двополярний імпульсний сигнал. Певною альтернативою до розглянутих вище схем є двотактні симетричні підсилювачі постійного струму (ДСППС), які при однаковому коефіцієнті підсилення мають менше число каскадів підсилення, але вище підсилення на каскад і вищу швидкодію.

Актуальність

Відомі структури ДППС [1-3] мають структурно-функціональну організацію із використанням однонаправлених відбивачів струму, які по суті є додатковими каскадами з коефіцієнтом передачі по струму на рівні 1. Це дещо збільшує зсув фаз підсилювача та знижує швидкодію. Також однією з головних проблем є завдання робочої точки проміжних каскадів без застосування прецизійних елементів.

Вирішувати вказані проблеми автори пропонують шляхом введення у проміжні каскади підсилення вибіркового зворотного зв'язку (ВЗЗ), що дозволяє замінити відбивачі струму з низьким коефіцієнтом підсилення по струму ($K_T=1\div 2$) на каскади типу ЗЕ. При цьому можна автоматично задавати робочі точки проміжних каскадів та вирівняти коефіцієнти передачі по каналам підсилення незважаючи на використання транзисторів різного типу провідності.. Водночас основним базовим елементом кіл вибіркового зворотного зв'язку є двонаправлений відбивач струму, який у значній мірі впливають на статичні характеристики самого підсилювача.

При цьому варто зазначити, що термін вибірковість означає здатність контура ЗЗ реагувати тільки на непропорційні прирости струмів

проміжних каскадів підсилення і формувати відповідні компенсаційні сигнали струму. Контури ВЗЗ діють таким чином, що по каналу з меншим підсиленням K_1 збільшується, а по каналу із більшим підсиленням – зменшується до тих пір, поки ці коефіцієнти не вирівняються.

Водночас матеріали присвячені структурно-функціональній організації ДППС на базі ДВС, а також аналіз характеристик ДВС не є систематизованим і не висвітлено в наукових публікаціях. Саме тому тема статті, присвячена двотактним симетричним ППС на базі ДВС, є актуальною.

Мета

Метою досліджень є аналіз принципів структурно-функціональної організації ДВС, що дозволить вибрати відповідний тип пристрою під час проектування ДСПСС із заданими статичними і динамічними характеристиками.

Завдання досліджень

1. Проаналізувати методи структурної-функціональної організації ДВС залежно від типу і кількості проміжних каскадів ДСПСС.

2. Скласти математичні моделі статичних передатних характеристик ДВС, зокрема, коефіцієнтів передачі по парафазних виходах, а також коефіцієнтів передачі двотактних симетричних ППС з використанням ДВС.

3. Оцінити динамічні характеристики ДСПСС, зокрема, АЧХ, ФЧХ та перехідну характеристику.

Розв'язання задач

Складання математичних моделей ДВС розглянемо на базі найпростішого двонаправленого відбивача, побудованого із застосуванням давачів струму на діодах (рис. 1а).

Оцінимо напругу на транзисторах VT_3 та VT_4 , включених за схемою діодів [7]:

$$U'_a = \varphi_T \cdot \ln \left(\frac{I'_\delta}{I_0} \right);$$

$$U''_a = \varphi_T \cdot \ln \left(\frac{I''_\delta}{I_0} \right),$$

де I_0 – початковий тепловий струм транзисторів;

$$\varphi_T = \frac{kT}{q} \approx 25 \text{ мВ} - \text{термопотенціал [10].}$$

При цьому сумарна напруга на діодах визначається у вигляді

$$U_{ab} = U' + U'' = \varphi_T \cdot \ln \left(\frac{I'_\delta}{I_0} \right) + \varphi_T \cdot \ln \left(\frac{I''_\delta}{I_0} \right) = \varphi_T \cdot \ln \left(\frac{I'_\delta \cdot I''_\delta}{I_0^2} \right). \quad (1)$$

Струм, який протікає через емітери транзисторів VT_1 та VT_2 у першому наближенні визначається як

$$I_{\text{емітер}} = I_e = I_0 \cdot e^{\frac{U_{ab}}{\varphi_T}}. \quad (2)$$

Підставимо (1) в рівняння (2) та отримаємо

$$I_{\text{емітер}} = I_e = I_0 \cdot e^{\frac{\varphi_T \cdot \ln \left(\frac{I'_\delta \cdot I''_\delta}{I_0^2} \right)}{\varphi_T}} = \sqrt{I'_\delta \cdot I''_\delta}. \quad (3)$$

Якщо $I'_\delta = I''_\delta = I_\delta$, то маємо

$$I_{\text{емітер}} = \sqrt{I_\delta^2} = I_\delta.$$

Розглянемо ситуацію, коли струм I' збільшується або зменшується, а I'' змінюється у протилежному напрямку. Дія зворотних зв'язків призводить до підтримання у схемі балансового співвідношення:

$$\frac{I'^2}{I_\delta^2} = \frac{I_\delta^2}{I''^2}. \quad (4)$$

З останнього впливає рівняння, що є різновидом золоті пропорції:

$$I' \cdot I'' = I_\delta^2.$$

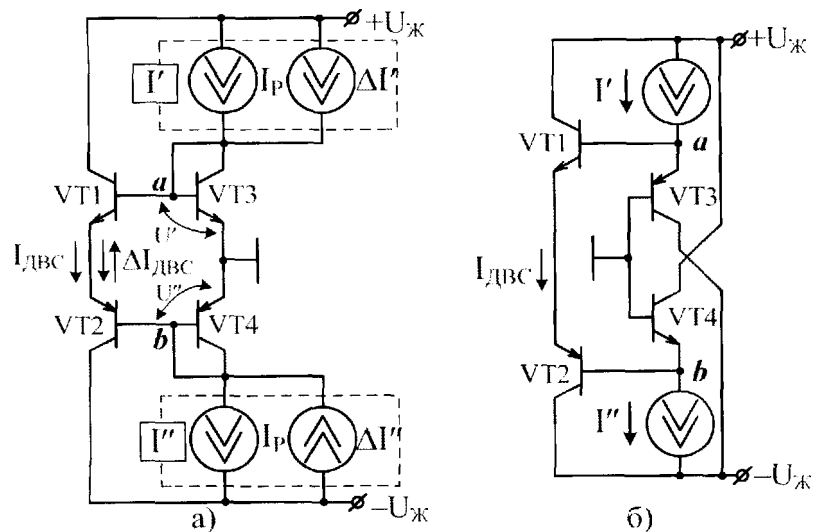


Рис.1. Двонаправлений відбивач струму із застосуванням давачів:
а) на діодах; б) на комплементарних транзисторах із загальною базою

При цьому зворотній зв'язок дозволяє виділяти постійну складову робочого струму під час зміни I' і I'' . Водночас пропорційні прирости $\Delta I'$ і $\Delta I''$ практично не впливають на значення струму $I_{ДВС}$. У випадку коли прирости не пропорційні, на виході ДВС з'являється приріст $\Delta I_{ДВС}$, тому:

$$I_{\Delta\Delta\tilde{N}}^2 = I_{\delta}^2 + \Delta^2 I_{\Delta\Delta\tilde{N}}$$

Розглянемо можливі режими роботи вказаного ДВС (можливі випадки співвідношення між струмами I' і I''). У першому режимі струм $I' \neq I''$ (рис. 2).

Тоді з рівняння (3) отримаємо такий вираз для I_c :

$$I_{\Delta\Delta\tilde{N}} = \sqrt{(I_{\delta} + \Delta I') \cdot (I_{\delta} - \Delta I'')} = \sqrt{I_{\delta}^2 + (\Delta I' - \Delta I'') I_{\delta} - \Delta I' \Delta I''} \quad (5)$$

Оскільки $(\Delta I' - \Delta I'') I_{\delta} \ll \Delta I' \Delta I''$, то останньою складовою можна знехтувати. Використовуючи формули наближених обчислень маємо:

$$I_{\Delta\Delta\tilde{N}} \approx \sqrt{I_{\delta}^2 + (\Delta I' - \Delta I'') I_{\delta}} \approx I_{\delta} + \frac{(\Delta I' - \Delta I'')}{2} \quad (6)$$

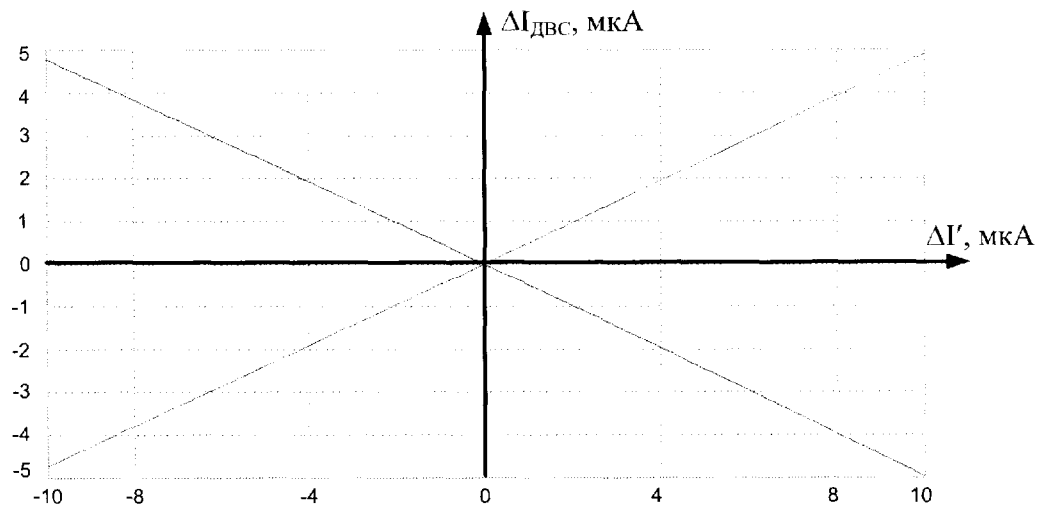


Рис. 2. Передатні характеристики ДВС при $I' \neq I''$

Струм $\Delta I_{\hat{A}\hat{A}\hat{N}}$ визначається як різниця між струмом емітера та робочим струмом:

$$\Delta I_{\hat{A}\hat{A}\hat{N}} = I_e - I_\delta = \frac{(\Delta I' - \Delta I'')}{2}. \quad (7)$$

Якщо ж $\Delta I'' = I''$, то $(\Delta I' - \Delta I'')I_\delta \approx \Delta I' \Delta I''$, тоді з урахуванням даної умови рівняння (5) перетворюється таким чином

$$I_{\hat{A}\hat{A}\hat{N}} = \sqrt{I_\delta^2 - \Delta I^2}. \quad (8)$$

Різницею струм при цьому буде дорівнювати

$$\Delta I_{\hat{A}\hat{A}\hat{N}} = I_e - I_\delta = \sqrt{I_\delta^2 - \Delta I^2} - I_\delta. \quad (9)$$

Третім можливим режимом роботи ДВС є режим, коли струм $\Delta I''$ є функцією $\Delta I'' = f(\Delta I')$ та задається керованим генератором струму (КГС) з певним коефіцієнтом $K_{\hat{E}\hat{A}\hat{N}}$. З рівняння (4)

маємо, що $\Delta I'' = \frac{\Delta I_\delta^2}{\Delta I'}$. Розпишемо $\Delta I''$ через

відповідні прирости та отримаємо

$$\Delta I_\delta^2 - \Delta I^2 = \frac{\Delta I_\delta^2}{\Delta I'}. \quad (10)$$

Розв'язуючи рівняння (10) відносно $\Delta I''$, отримаємо

$$\begin{aligned} \Delta I^2 &= I_\delta \left(1 - \frac{I_\delta}{\Delta I'}\right) = I_\delta \left(1 - \frac{I_\delta}{I_\delta + \Delta I^2}\right) = \\ &= I_\delta \cdot \frac{\Delta I^2}{I_\delta + \Delta I^2}. \end{aligned} \quad (11)$$

Тоді $K_{\hat{E}\hat{A}\hat{N}} = \frac{\Delta I''}{\Delta I'}$. Підставляючи в рівняння коефіцієнта КГС (11), маємо

$$K_{\hat{E}\hat{A}\hat{N}} = \frac{I_\delta \cdot \frac{\Delta I^2}{I_\delta + \Delta I^2}}{\Delta I'} = \frac{I_\delta}{I_\delta + \Delta I^2}. \quad (11)$$

Тому у випадку пропорційності струмів зміщення $\Delta I'' = \Delta I' \cdot K_{\hat{E}\hat{A}\hat{N}}$. Графік передатної характеристики ДВС у режимі пропорційності струмів наведено на рис. 3.

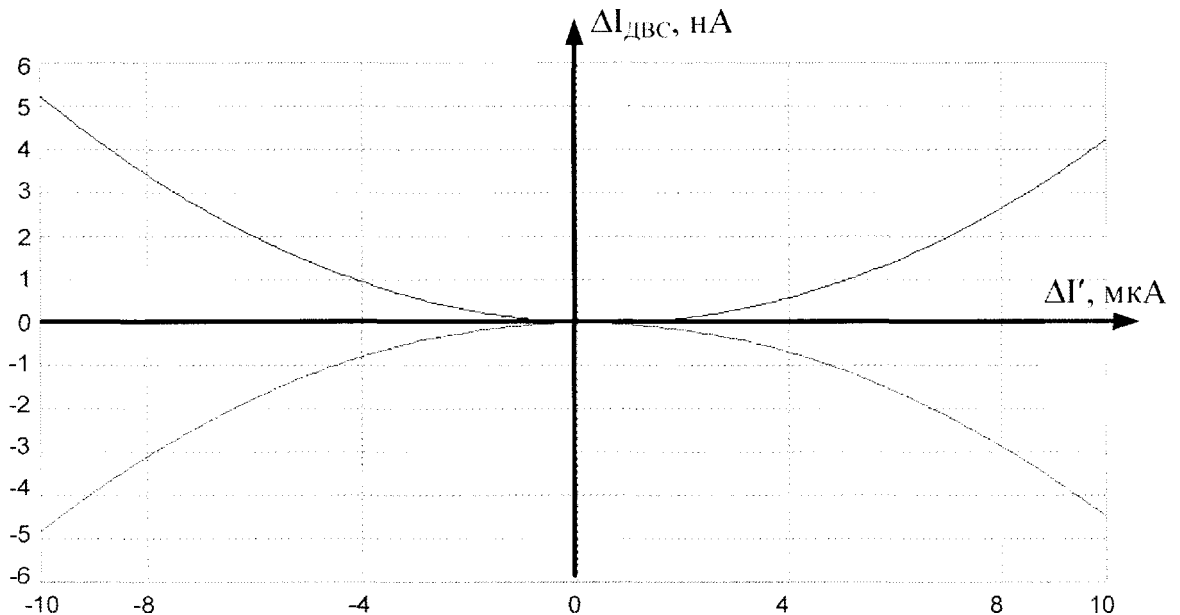


Рис. 3. Передатні характеристики ДВС при пропорційних змінах струмів $\Delta I'$ та $\Delta I''$

Варто відзначити, що використання ДВС із задавачами струму на комплементарних транзисторах із загальною базою, схему якого показано на рис. 1,б, дозволяє досягти кращої

узгодженості статичних вольт-амперних характеристик транзисторів VT1 і VT3 та VT2 і VT4 порівняно зі схемою, що містить задавачі на транзисторах у діодному вмиканні. При цьому, струми

транзисторів VT3 і VT4, а також VT1 і VT2 практично не залежать від напруги живлення, що додатково покращує симетрування струмів робочої точки проміжних каскадів двотактних ППС [6].

Наступним розглянемо двонаправлений відбивач струму компенсаційного типу, який побудовано на базі відбивачів Уїлсона (рис. 4).

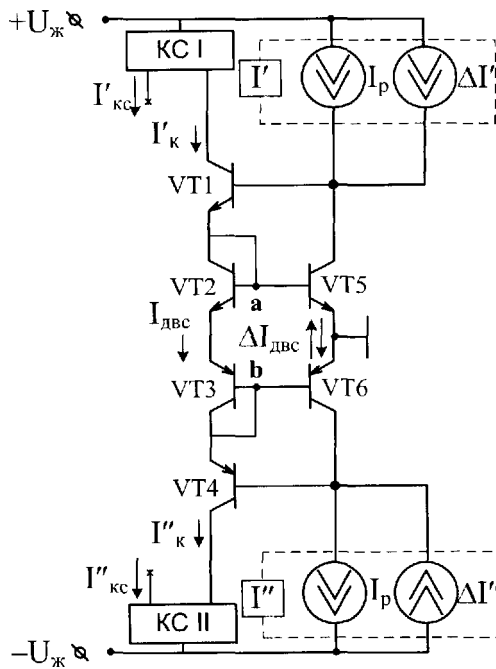


Рис. 4. ДВС на базі відбивачів струму Уїлсона

Нехай виконується умова $\frac{I'}{I_p} = \frac{I''}{I''}$. Тоді враховуючи, що

$I^{2'} = I^2_{\delta} + \Delta I^{2'}$ та $I^{2''} = I^2_{\delta} - \Delta I^{2''}$, отримаємо таке співвідношення:

$$\frac{I^2_{\delta} + \Delta I^{2'}}{I^2_{\delta}} = \frac{I^2_{\delta}}{I^2_{\delta} - \Delta I^{2''}}$$

З останнього співвідношення, виконуючи математичні перетворення, отримаємо:

$$I^2_{\delta} - \Delta I^{2''} = \frac{I^2_{\delta}}{I^2_{\delta} + \Delta I^{2'}}$$

Звідси знаходимо $I^{2''}$:

$$\Delta I^{2''} = I^2_{\delta} \frac{\Delta I^{2'}}{I^2_{\delta} + \Delta I^{2'}} \quad (12)$$

Нехай виконується умова 1. Тоді у першому наближенні $U_{ab} = \text{const}$ і $I_c = \text{const}$, а прирости $\Delta I^{2'}$ та $\Delta I^{2''}$ з'являються внаслідок зміни $I^{2'}$ та $I^{2''}$, що у свою чергу викликає зміну $I^{2'}$ через коло зворотного зв'язку. Тоді $\Delta I^{2'} = \frac{\Delta I^{2'}}{\beta'}$ та

$$\Delta I^{2''} = \frac{\Delta I^{2''}}{\beta''}$$

Таким чином, можна вважати, що коефіцієнти передачі такого ДВС по верхньому і нижньому каналам відповідно дорівнюють $\kappa' = \frac{1}{\beta'}$ та $\kappa'' = \frac{1}{\beta''}$.

Якщо ДВС увімкнено в коло вибіркового зворотного зв'язку ДППС, то $K_i' = \frac{\beta''}{1 + \frac{\beta''}{\beta'}} = \frac{\beta' \cdot \beta''}{\beta' + \beta''}$, а $K_i'' = \frac{\beta'}{1 + \frac{\beta'}{\beta''}} = \frac{\beta' \cdot \beta''}{\beta' + \beta''}$.

Отже $K_i' = K_i'' = \frac{\beta' \cdot \beta''}{\beta' + \beta''}$.

Наприклад, якщо $\beta' = 100$, а $\beta'' = 50$, то $K_i' = K_i'' = \frac{100 \cdot 50}{150} = 33,3$.

Також варто розглянути двонаправлений відбивач струму із застосуванням давачів на комплементарних транзисторах із само балансуванням базових струмів, схема якого наведена на рис. 5.

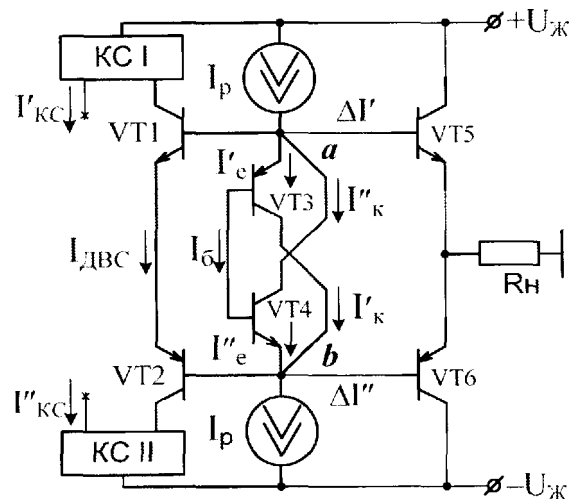


Рис. 5. ДВС із самобалансуванням базових струмів

Оцінимо струми I_e', I_e'', I_e', I_e'' . Згідно з першим законом Кірхгофа [11]:

$$I_e' + I_e'' = I_\delta.$$

Використовуючи розрахункові відношення в біполярному транзисторі отримаємо таке рівняння:

$$I_a' \cdot (\beta' + 1) + I_a' \cdot \beta'' = I_\delta.$$

Звідки знаходимо I_a' :

$$I_a' = \frac{I_\delta}{(\beta' + \beta'' + 1)}. \quad (13)$$

З іншого боку $I_e' + I_e'' = I_\delta$ або $I_e' + I_a' \cdot \beta'' = I_\delta$. Враховуючи (13) та виконуючи математичні перетворення, отримаємо рівняння для I_e' :

$$I_e' = I_\delta \frac{\beta' + 1}{\beta' + \beta'' + 1}. \quad (14)$$

Аналогічним шляхом з рівняння $I_e'' + I_e' = I_\delta$ отримаємо значення I_e''

$$I_e'' = I_\delta \frac{\beta'' + 1}{\beta' + \beta'' + 1}. \quad (15)$$

Таким же чином, використовуючи перший закон Кірхгофа, розрахункові відношення в біполярному транзисторі та

(13), можна отримати рівняння для колекторних струмів I_e' та I_e'' :

$$I_e' = I_\delta \frac{\beta'}{\beta' + \beta'' + 1}, \quad (16)$$

$$I_e'' = I_\delta \frac{\beta''}{\beta' + \beta'' + 1}. \quad (17)$$

Підставляючи отримані значення I_e' та I_e'' отримаємо значення $I_{\hat{A}\hat{A}\hat{N}}$:

$$\begin{aligned} I_{\hat{A}\hat{A}\hat{N}} &= I_a' = \sqrt{I_a' \cdot I_a''} = \\ &= I_\delta \frac{\sqrt{(\beta' + 1) \cdot (\beta'' + 1)}}{\beta' + \beta'' + 1}. \end{aligned} \quad (18)$$

При проектуванні ДСППС із використанням ДВС використовуються декілька методів структурно-функціональної організації (рис. 6). У наведених на рис. 6 структурах двотактних ПСС використовуються ДВС з давачами на базі діодів, а також на комплементарних транзисторах із загальною базою. Використання ДВС з двонаправленими відбивачами на базі схеми Уілсона дозволяє підвищити лінійність підсилювача, проте призводить до зниження коефіцієнта передачі [8, 9].

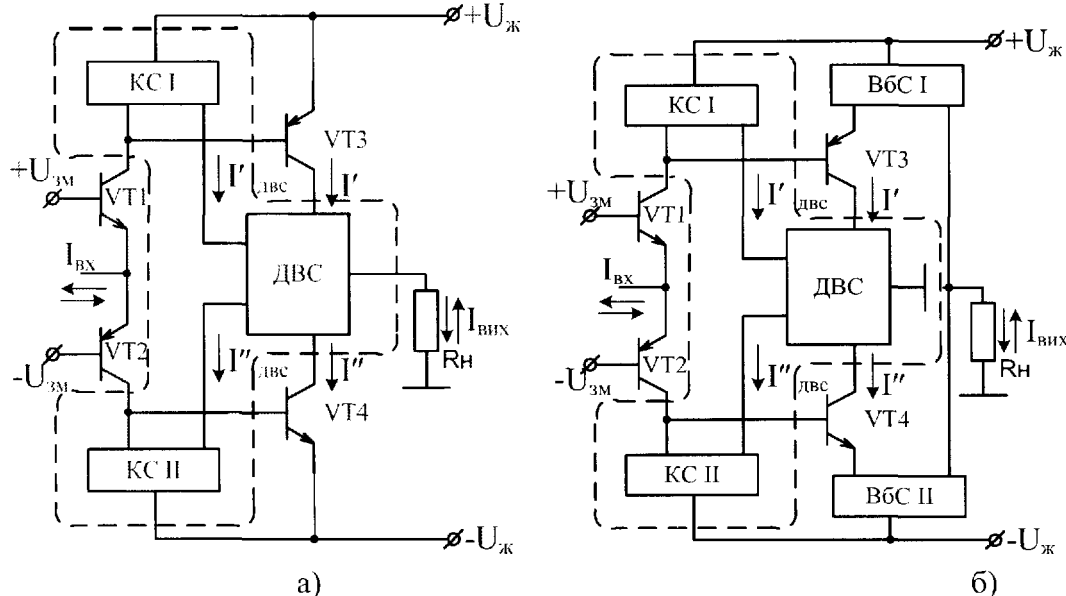


Рис. 6. Методи структурно-функціональної організації ДСППС:
а) з вмиканням ДВС по колекторах проміжних каскадів;
б) з підключенням точки симетрування ДВС до шини нульового потенціалу

ДВС із самобалансуванням базових струмів використовуються у ППС з двома

парами проміжних підсилювальних каскадів, як показано на рис. 7.

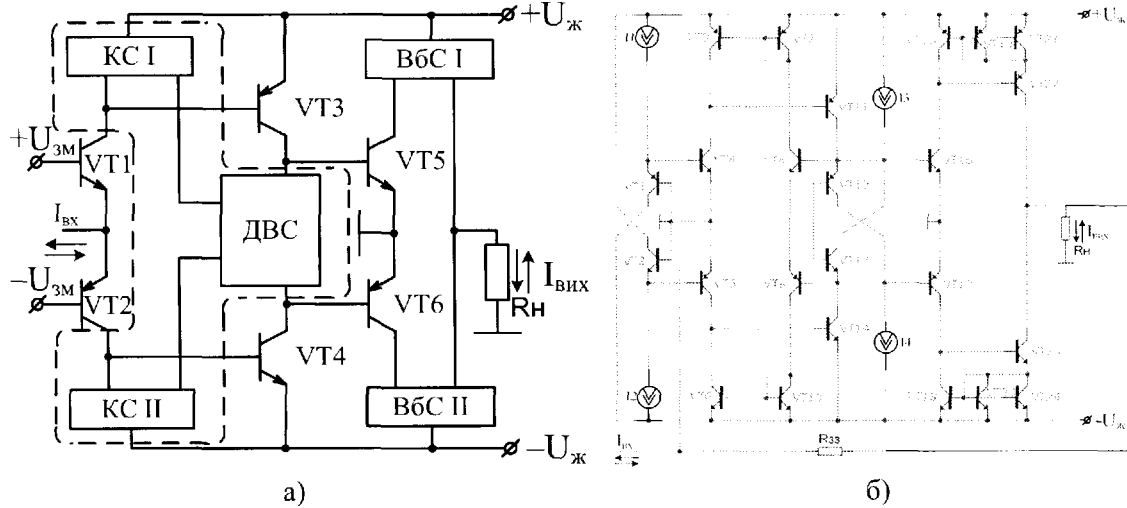


Рис. 7. ДСППС із двоступеневими проміжними підсилювальними каскадами: а) структурно-функціональна схема; б) схема електрична принципова

Проаналізуємо характеристики двотактного симетричного ППС із двома парами проміжних підсилювальних

каскадів. Для такої схемної конфігурації загальний коефіцієнт передачі по струму визначається за формулою:

$$K_i = K_{\hat{a}\hat{o}} \cdot \hat{E}_{\hat{i}\hat{o}1} \cdot \hat{E}_{\hat{i}\hat{o}2} \cdot \hat{E}_{\hat{a}\hat{o}\hat{o}} = \frac{2 \cdot \beta' \cdot \beta'' \cdot (\alpha' + \alpha'')}{\beta' + \beta''} \cdot \frac{2 \cdot \beta' \cdot \beta''}{\beta' + \beta''} \cdot \hat{E}_{\hat{a}\hat{o}\hat{o}}$$

де: $\beta', \beta'', \alpha', \alpha''$ – відповідні коефіцієнти передачі по струму транзисторів сигнальних каскадів ППС,

Використовуючи параметри реальної елементної бази, наприклад, біполярних транзисторів фірми Intersil серії HFA3046/3096, і використовуючи В6С із $K_i \approx 2,5$, отримаємо загальний коефіцієнт підсилення $K_i = 79,3$ (дБ), що підтверджується результатами комп'ютерного моделювання (рис. 8).

$K_{\hat{a}\hat{o}}, \hat{E}_{\hat{i}\hat{o}1}, \hat{E}_{\hat{i}\hat{o}2}, \hat{E}_{\hat{a}\hat{o}\hat{o}}$ – коефіцієнти підсилення вхідного каскаду, I-ї та II-ї пари підсилювальних каскадів та вихідного каскаду відповідно.

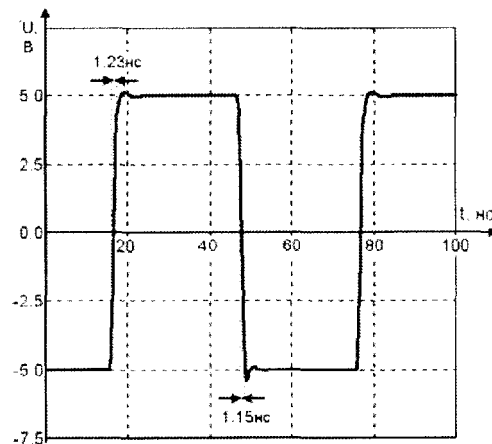
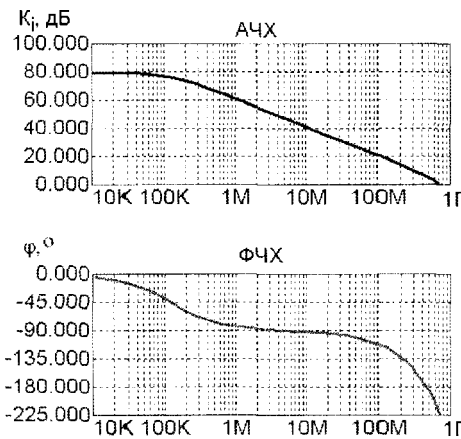


Рис. 8. Динамічні характеристики двотактного симетричного ППС із двоступеневими проміжними підсилювальними каскадами: а) АЧХ та ФЧХ; б) перехідна характеристика

Отже, як видно з графіка перехідної характеристики підсилювача (рис.8,б), тривалості переднього та заднього фронтів є майже однаковими, що свідчить про симетричність коефіцієнтів передачі по верхньому і нижньому каналах підсилення. Швидкість наростання вихідного сигналу становить $V \approx 6500 \div 6950$ В/мкс. Це є безсумнівною перевагою двотактних симетричних ППС на базі ДВС порівняно з іншими типами підсилювачів постійного струму.

Висновки

1. Проаналізовано методи структурно-функціональної організації ДВС та запропоновано структури ДСППС з використанням двонаправлених відбивачів струму. Показано, що в рамках єдиної концепції можна будувати підсилювачі із заданими статичними і динамічними характеристиками.

2. Складено математичну модель статичної передатної характеристики ДВС, а також отримано аналітичні вирази для коефіцієнтів передачі по струму ДСППС з використанням ДВС, які дозволяють оцінити статичні характеристики вказаних пристроїв залежно від особливостей їх структурно-функціональної організації.

3. Доведено, що використання ДВС у підсилювачах постійного струму дозволяє розв'язувати принаймні дві принципові задачі, а саме: вирівнювати коефіцієнти підсилення в трактах підсилення та автоматично задавати робочі точки проміжних каскадів, незважаючи на суттєвий розкид значень β' та β'' n-p-n і p-n-p транзисторів, на основі яких вони побудовані.

Список літератури

1. Alan B. Grebene Bipolar and MOS analog integrated circuit design: Wiley Classic Library New Jersey 2003. – 915 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. Jung, Walter G. Op Amp applications handbook Analog Devices series 2004. – 895 p.

4. Патент на корисну модель 46178, МПК (2009) H03K 5/00, G05B 1/00. Двотактний симетричний підсилювач струму / О. Д. Азаров, М. Ю. Теплицький, В. А. Гарнага; заявн. Вінницький національний технічний університет. – № u200906445; заявлено 19.06.2009; опубл. 10.12.2009; Бюл. № 23. – 6 с.

5. Triple 1.4 GHz Current Feedback Op Amp with Enable Feature. Publication Order Number: NCS2535/D. 2006. – 13 p.

6. Гарнага В.А. Методи симетрування коефіцієнтів передачі проміжних каскадів двотактних підсилювачів постійного струму / О. Д. Азаров, В. А. Гарнага // Електронне наукове фахове видання “Наукові праці Вінницького національного технічного університету”. – Вінниця, 2009. – №3. – [Електронний ресурс]. Режим доступу до журналу: <http://www.nbu.gov.ua/e-journals/VNTU/2009-3/2009-3.htm>.

7. Степаненко И.П. Основы микроэлектроники: Учеб. Пособие для вузов. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Лаборатория Базовых Знаний, 2003. – 488 с.

8. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство. Пер. с нем. – М. 1982. – 512 с.

9. Д. Крекрафт, С. Джерджи. Аналоговая электроника. Схемы, системы, обработка сигнала. – М.: Техносфера, 2005 – 360 с.

10. Выгодский М. Я. Справочник по высшей математике / М. Я. Выгодский. – М.: АСТ: Астрель, 2005. – 991с.

11. Основы теории цепей: Учебник для вузов/ Г.В. Зевеке, П.А. Ионкин, А.В. Негушил, С.В. Страхов. – 5-е изд., перераб. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 528 с.