

ДВОТАКТНІ БАЛАНСНІ БУФЕРИ НАПРУГИ ДЛЯ СИСТЕМ ЦА-НАКОПИЧЕННЯ ІНФОРМАЦІЇ

Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця

Анотація. У статті розглянуті і проаналізовані схеми високошвидкісних швидкодіючих двотактних буферів напруги, побудованих на біполярних транзисторах. Складено математичні моделі статичних параметрів описаних пристроїв. Здійснено комп'ютерне моделювання їх статичних і динамічних характеристик, зроблено порівняльний аналіз отриманих результатів.

Ключові слова: буфери напруги, двотактні підсилювачі струму, вхідний опір, вихідний опір.

Abstract. In the paper, schemes of high- linear and high-speed push-pull voltage buffers built on bipolar transistors are considered and analyzed. Mathematical models of static parameters of the described devices are made. Computer simulation of their static and dynamic characteristics is performed, a comparative analysis of the results is made.

Keywords: voltage buffers, push-pull current amplifiers, input impedance, output impedance.

Вступ

Буфери напруги (БН) [1,2] використовуються в різноманітних системах і пристроях для збільшення потужності сигналів, що надходять із різноманітних давачів на входи системних АЦП [3-4]. БН також застосовуються, як складові частини ЦАП для забезпечення достатньої навантажувальної здатності останніх. При цьому слід зазначити, що статичні й динамічні характеристики згаданих буферів не повинні погіршувати метрологічні характеристики аналого-цифрових і цифроаналогових каналів перетворення. Мета дослідження є створення високошвидкісних швидкодіючих двотактних БН, побудованих на біполярних транзисторах.

Результати дослідження

Двотактна структура БН повинна забезпечити можливість функціонування в режимі, коли вхідна ($U_{ВХ}$) і вихідна ($U_{ВИХ}$) напруги є двополярними, а вихідний струм $I_{ВИХ}$ може як втікати, так і витікати в навантаження. Традиційно, таким вимогам задовольняє схема, побудована на базі операційного підсилювача (ОП), проте вона не може забезпечити високої швидкодії, коли $\pm U_{ВХ}$ змінюється стрибкоподібно. Це пов'язано з тим, що вхідний диференційний каскад ОП при цьому виходить з лінійного режиму і потрібен час на відновлення балансу між входом і виходом.

Автори пропонують інший підхід до побудови БН, який базується на застосуванні відбивачів струму (ВС), які функціонують у двотактному балансовому режимі. Найпростішу схему такого пристрою наведено на рис. 1.

Вона містить два відбивачі струму ВС1 і ВС2. Кожен з них побудовано за схемою Уілсона [5,6], причому ВС1 зібрано на транзисторах Т1-Т3, а ВС2 – на транзисторах Т4-Т6. Для задання потрібних робочих точок використовуються генератори робочого струму I_r . Входом БН є точка об'єднання емітерів Т1 і Т4, а виходом – Т3 і Т5. Схема працює таким чином. Джерело $\pm U_{ВХ}$ (R_r – внутрішній опір), підключене до входу, генерує напругу, яка змінює потенціал точки А відносно точки Б. При цьому, якщо $U_{ВХ}$ має додатну полярність, то Т1 прикривається, а Т4 привідкривається. Це викликає привідкривання Т3 і прикривання Т6. Відповідно струм I' збільшується, а I'' зменшується. Ці струми через транзистори Т3 і Т5 подаються на вихід схеми, до якого підключено резистор навантаження R_n , напруга на якому ($U_{ВИХ}$) починає збільшуватися. Процес продовжується доти, доки схема не збалансується, а різниця потенціалів $U_{АБ}$ не наблизиться до нуля. Якщо $U_{ВХ}$ має від'ємну полярність, то Т1 привідкривається, а Т3 прикривається. Водночас, Т4 прикривається, а Т6 привідкривається і $U_{ВИХ}$ стає від'ємною.

Точність відслідковування напругою $U_{ВИХ}$ вхідної $\pm U_{ВХ}$ залежить від глибини від'ємного зворотного зв'язку, значення вихідного струму $I_{ВИХ}$, а також від падіння вхідної напруги на $R_{Г}$.

Розглянемо статичні характеристики цього БН. Вхідний малосигнальний опір $r_{ВХ}$ з урахуванням внутрішнього від'ємного зворотного зв'язку визначається у вигляді

$$r_{ВХ} = R_{Н} \cdot K_I',$$

де $R_{Н}$ – значення опору навантаження; $K_I' = 2 \cdot \beta' \cdot \beta'' / (\beta' + \beta'')$ – наскрізний коефіцієнт передачі зі входу на вихід; β' – малосигнальний коефіцієнт підсилення струму n-p-n транзистора Т3, β'' – малосигнальний коефіцієнт підсилення струму p-n-p транзистора Т6. Вихідний опір $r_{ВИХ}$ у значній мірі залежить від опорів емітерів Т3 і Т5, а ті у свою чергу від I_P . Крім того певний вплив здійснюють базові опори Т3 і Т5. Таким чином

$$r_{ВИХ} = r_E + \frac{r_{Б3} + r_{Б5}}{K_I'}$$

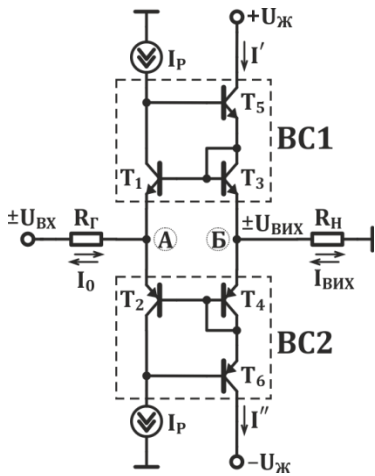


Рис. 1. Найпростіша схема двотактного БН.

де $r_E = \phi_T / I_E$ – мало сигнальний опір емітерних переходів Т3 і Т5, ϕ_T – термопотенціал, $r_{Б3}$ і $r_{Б5}$ – опори базових переходів. При $I_P = 1 \text{ мА}$ $r_{ВИХ} \approx 30 \text{ Ом}$. Слід зазначити, що особливістю розглянутої схеми є те, що навіть невелика різниця ΔI_P значень робочих струмів I_P призведе до появи паразитного струму на вході БН, тобто похибки зсуву нуля. У зв'язку з цим такий варіант його побудови може бути рекомендований для роботи з малими робочими струмами на рівні 50-100 мкА, що істотно погіршить навантажувальну здатність.

Істотно (на два порядки) зменшити значення I_0 можна шляхом компенсації базових струмів Т1 і Т2, що реалізовано у схемі БН, наведеної на рис. 2а. Вона додатково містить два генератори компенсуючих струмів I_K і I_K' , дачачами яких є транзистори Т'Б і Т'Б'. Бази цих транзисторів підключено до дачачів струмів, побудованих на транзисторах, Т'ВС, Т''ВС і Т'''ВС, Т'''ВС відповідно. Резистори R_I і R_I' слугують для тонкого налаштування значень I_K і I_K' . Значення I_0 буде наближатися до нуля за умови досягнення рівності

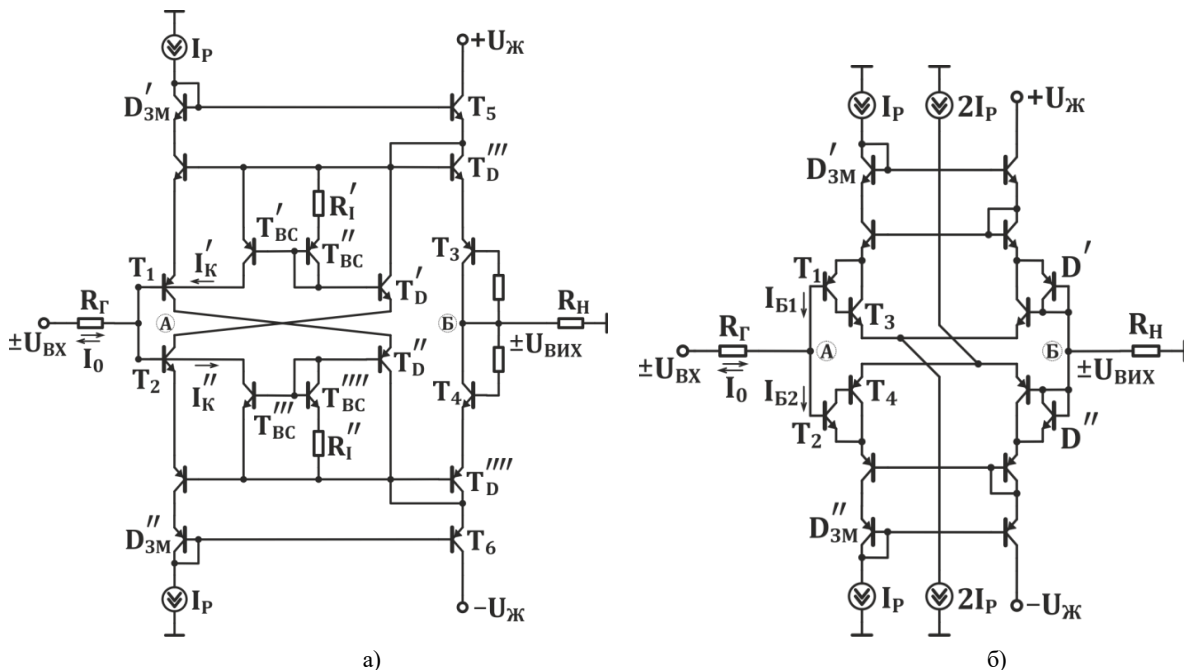


Рис. 2. Двотактні БН: а) із компенсацією $I_{ВХ}$; б) із вхідними каскадами на складених транзисторах Шиклаї.

$$I_{B1} + I'_K = I_{B2} + I''_K,$$

що можна реалізувати підбором значень R'_1 і R'_2 . При цьому слід зазначити, що один з цих резисторів можна взагалі не використовувати.

Для визначення вхідного опору цього БН відзначимо, що у вхідних колах схеми діє додатній двоконтурний зворотній зв'язок за струмом, який істотно збільшує значення r_{BX} .

Згідно з теорією зворотних зв'язків [7] опір у точці А можна визначити у формі

$$r = \frac{r_{BX}^*}{1 - \frac{1}{2} \cdot \chi_1 - \frac{1}{2} \cdot \chi_2},$$

де r_{BX}^* – значення вхідного опору без впливу зворотних зв'язків; χ_1 і χ_2 – глибини зворотніх зв'язків відповідно у першому і другому контурах.

Перший контур складається з транзисторів Т1 і Т_б і другого відбивача струму на транзисторах Т_{вс} і Т_{вс}, а другий з транзисторів Т2 і Т_б і першого відбивача струму на транзисторах Т_{вс} і Т_{вс}. Зазначимо, що вхідний струм I_{BX} у точці А у малосигнальному режимі розгалужується навпіл, що і обґрунтовує появу коефіцієнтів 1/2 перед χ_1 і χ_2 . При цьому

$$\chi_1 = \frac{\Delta I_{BX}}{\Delta I''_K}$$

Обходячи нижній вхідний контур маємо малосигнальне співвідношення

$$\Delta I''_K = \Delta I''_{BD} \cdot K''_{ПВС} = \frac{\Delta I''_{ED}}{1 + \beta''_D} \cdot K''_{ПВС} = \frac{\Delta I_{B1} \cdot \beta_1}{1 + \beta''_D} \cdot K''_{ПВС} = \frac{\Delta I_{BX} \cdot \beta_1}{1 + \beta''_D} \cdot K''_{ПВС}$$

Підставляючи отримане значення $\Delta I''_K$ у вираз для χ_1 і враховуючи, що транзистори Т1 і Т_б, реалізовані в інтегральному виконанні і мають однакові β_1 і β''_b , тобто $\Delta I''_{bD} \approx \Delta I_{B1}$, маємо

$$\chi_1 \approx \frac{1}{K''_{ПВС}} \approx 1,0$$

де $K''_{ПВС}$ – коефіцієнт передачі струму ВС2. Аналогічно можна показати, що і

$$\chi_2 \approx \frac{1}{K'_{ПВС}} \approx 1,0$$

Таким чином, знаменник у формулі для r_{BX} може мати досить низьке значення. При цьому регулюючи $K'_{ПВС}$ і $K''_{ПВС}$ шляхом підбору резисторів R'_1 і R'_2 теоретично можна зробити r_{BX} нескінченно великим, а вхідний струм I_{BX} наблизити до нуля.

Альтернативним варіантом зменшення I_0 є використання на вході БН складених транзисторів Шиклаї, схему якого наведено на рис. 16. Тут Т1, Т2 і Т3, Т4 являють собою пари п-р-п і р-п-р транзисторів. Причому базові струми I_{B1} і I_{B2} транзисторів Т1 і Т2 будуть у β_1 і β_2 разів меншими, ніж у Т3 і Т4, враховуючи, що добутки $\beta_1 \cdot \beta_3 \approx \beta_2 \cdot \beta_4$, де β_1 – β_4 – статичні коефіцієнти підсилення, приблизно однакові, то I_0 може мати досить мале значення. Так, при $I_p = 1 \text{ мА}$, $\beta_1 = \beta_4 \approx 50$, $\beta_2 = \beta_3 \approx 100$, $|I_{B1}| \approx |I_{B2}| = 200 \text{ нА}$, а різниця $\Delta I_B = I_{B1} - I_{B2} < 5 \text{ нА}$.

Оцінимо навантажувальну здатність розглянутих БН, яку можна визначити через вихідний опір $r_{вих}$. Для першої схеми наведеної на рис. 1, $r_{вих}$ можна представити у вигляді функції $r_{вих} = f(I_p, R_\Gamma)$. Це обумовлене тим, що рівень робочого струму I_p задає малосигнальні опори вихідних діодів, реалізованих на транзисторах Т3 і Т5. До цього треба додати, що внаслідок невисокого внутрішнього коефіцієнта підсилення струму K_1 значення власного опору генератора вхідної напруги також впливатиме на навантажувальну здатність. Беручи до уваги, що Т3 і Т5 у діодному вмиканні включено на паралельну роботу, остаточно можемо записати

$$r_{вих} = r'_D \square r''_D + \frac{R_\Gamma}{K_1},$$

де $r'_D = r_E + r_{B3}/\beta_3$ і $r''_D = r_E + r_{B5}/\beta_5$ малосигнальні опори емітерних переходів Т3 і Т5; r_{B3} і r_{B5} – опори базових переходів; $K_I = 2 \cdot \beta' \cdot \beta'' / (\beta' + \beta'')$ – малосигнальні коефіцієнти підсилення струму. Підставляючи значення r'_D , r''_D , K_I у вихідну формулу і спрощуючи її остаточно маємо

$$r_{ВИХ} = \frac{r_E}{2} \cdot \frac{r_E \cdot \beta_3 \cdot \beta_5 + r_{B5} \cdot \beta_3 + r_{B3} \cdot \beta_5 + r_{B3} \cdot r_{B5} / r_E}{r_E \cdot \beta_3 \cdot \beta_5 + (r_{B5} \cdot \beta_3 + r_{B3} \cdot \beta_5) / 2} + \frac{R_T}{2} \cdot \frac{\beta' \cdot \beta''}{\beta' + \beta''} \quad (1)$$

При $I_P = 1 \text{ мА}$, $r_{ВИХ} \approx 30 \text{ Ом}$.

Схема БН, наведена на рис. 2а містить вхідний підсилювальний каскад на транзисторах Т1 і Т2, і тому вплив R_T на навантажувальну здатність тут істотно менше. Водночас, у вихідному каскаді схеми з'явилися додаткові транзистори у діодному вмиканні, відповідно Т''_Б і Т'''_Б, тому навіть за умови $R_T = 0$, вихідний опір цієї схеми буде удвічі більше ніж для першої схеми (рис. 1а).

Для схеми, наведеної на рис. 2б, вихідний опір буде визначатися паралельним з'єднанням діодів D' і D'', тому

$$r_{ВИХ} = r'_D \square r''_D,$$

де $r'_D = \varphi_T / (I_P / \beta')$ і $r''_D = \varphi_T / (I_P / \beta'')$ – диференційні опори р-п переходів цих діодів; β' і β'' – малосигнальні коефіцієнти передачі струму.

Підставляючи вирази для r'_D і r''_D у вихідну формулу, виконуючи переміщення і скорочення остаточно матимемо

$$r_{ВИХ} = \frac{\varphi_T}{I_P} \cdot \frac{\beta' \cdot \beta''}{\beta' + \beta''}$$

Порівнюючи цей результат із тим, що витікає з (1), слід зазначити, що вихідний опір останньої схеми істотно вищий порівняно із трьома попередніми. При $I_P = 1 \text{ мА}$ для типових інтегральних транзисторів її $r_{ВИХ} \approx 700\text{--}800 \text{ Ом}$.

Водночас слід зазначити, що навантажувальна здатність усіх розглянутих БН є невисокою і при збільшенні струму в навантаженні зростає різниця напруга між входом і виходом, причому

$$\Delta U_{AB} \approx r_{ВИХ} \cdot I_H$$

Причому ненульове значення ΔU_{AB} буде характеризувати як похибку зсуву нуля, так і похибку масштабу в діапазоні $\pm U_{ВИХ}$.

Кількісні значення статичних характеристик, отримані шляхом комп'ютерного моделювання в пакеті Microcap 11 (Copyright© 1982-2017 Spectrum Software) для схем №1 (рис. 2а) і №2 (рис. 2б), побудованих на інтегральних транзисторах NUHFARRY і PUHFARRY [8] наведено в таблиці 1.

Таблиця 1.

Параметри	$I_{ВХ}$ (нА)	U_{AB} (мкВ)	$\Delta I_{ВХ}$ (пА)	ΔU_{AB} (мкВ)	$r_{ВХ}$ (ГОм)	$r_{ВИХ}$ (Ом)
Схема №1	0,5	204	14	170	$3,1 \cdot 10^3$	30
Схема №2	4,9	153	560	1700	3,6	770

Висновки

Запропоновані варіанти побудови БН на біполярних транзисторах з покращеними характеристиками. Складено математичні моделі статичних характеристик, зокрема, малосигнальний коефіцієнт передачі напруги, вхідний і вихідний опори вказаних БН. Здійснено комп'ютерне моделювання статичних і динамічних характеристик наведених схем БН.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

Азаров О. Д. Основи теорії високолінійних аналогових пристроїв на базі двотактних підсилювальних схем : монографія. / О. Д. Азаров, С. В. Богомолов – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2013. –142 с.

Бахтиаров Г.Д., Малинин В.В., Школин В.П. Аналого-цифровые преобразователи / Под ред. Г.Д. Бахтиарова. – М., Советское радио, 1980. – 280 с., ил.

Пат. 117019 UA, МПК H03F 3/26, H03K 5/22, G05B 1/01. Двотактний симетричний підсилювач струму / О. Д. Азаров, В. А. Гарнага, С. В. Богомолов, В. С. Філіпчук (Україна). - № u 2017 00124 ; заявл. 03.01.2017 ; опубл. 12.06.2017, Бюл. № 11. - 7 с. : кресл.

Пат. 117383 UA, МПК H03F 5/24, G05B 1/01, H03F 3/34. Двотактний симетричний підсилювач струму / О. Д. Азаров, С. В. Богомолов, В. А. Гарнага, О. О. Гринько (Україна). - № u 2017 00088 ; заявл. 03.01.2017 ; опубл. 26.06.2017, Бюл. № 12. - 8 с. : кресл.

Гребен А. Б. Проектирование аналоговых интегральных схем. Пер. с англ. / А. Б. Гребен – М. : Энергия, 1976. – 256 с.

A. V. Grebene, Bipolar and MOS Analog Integrated Circuit Design., New York, USA, Wiley-Interscience, 2003.

Степаненко И. П. Основы микроэлектроники: учебное пособие для вузов. / И. П. Степаненко – 2-е изд., перераб. и доп.– М. : Лаборатория базовых знаний, 2001. — 488 с.

HFA3046/3096/3127/3128 Transistor Array SPICE Models, Intersil Corporation™ – <https://www.intersil.com/content/dam/Intersil/documents/mm30/mm3046.pdf>.

Азаров Олексій Дмитрович – д.т.н., професор, декан факультету інформаційних технологій та комп'ютерної інженерії Вінницького національного технічного університету, (0432) 59-83-64, azarov2@vntu.edu.ua.

Oleksiy Azarov – Doctor of Technical Sciences, Professor, Dean of the Faculty of Information Technology and Computer Engineering of Vinnytsia National Technical University, (0432) 59-83-64, azarov2@vntu.edu.ua.

Обертюх Максим Романович – аспірант кафедри обчислювальної техніки Вінницького національного технічного університету

Obertyukh Maksim - post-graduate student of the Department of Computer Science of Vinnytsia National Technical University