

СТАТИЧНІ І ДИНАМІЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ВИСОКОЛІНІЙНИХ ДВОТАКТНИХ БУФЕРІВ НАПРУГИ НА БІПОЛЯРНИХ ТРАНЗИСТОРАХ

¹Вінницький національний технічний університет

На сьогодні широко використовуються двотактні буферні пристрої напруги (БН) в різноманітних вимірювальних аналого-цифрових системах, в яких давач електричного сигналу (напруги) повинен підключатися до перетворювальних пристроїв за допомогою схем, що мають високий вхідний опір (не менше десятків і сотень мегаом), а також низький вихідний опір (не більше $\sim 1,0$ Ом) для забезпечення постійного значення коефіцієнта передачі у заданих діапазонах амплітуд і частот вхідного сигналу. В статті розглянуто запропоновані схеми високолінійних двотактних буферів напруги на біполярних транзисторах, у тому числі на складених транзисторах Шиклаї з високою швидкістю наростання вихідного сигналу. Запропоновано підхід до побудови БН, який базується на застосуванні відбивачів струму (ВС), які функціонують у двотактному балансовому режимі, що забезпечить високу швидкодію у разі стрибкоподібної зміни вхідної напруги. Також досліджено такі малосигнальні статичні характеристики, як вхідний і вихідний опори БН, зсув нуля вхідного струму, а також похибку лінійності в діапазоні вхідної і вихідної напруги. Показано, що порівняно з відомими пристроями запропоновані рішення мають кращі показники. Проаналізовано динамічні характеристики запропонованих схем, такі як АЧХ, коефіцієнт нелінійних спотворень у діапазоні частот вихідного сигналу, а також перехідні характеристики. Доведено, що отримані показники перевищують аналогічні для схем, побудованих на базі операційних підсилювачів. Отримано кількісні значення статичних і динамічних характеристик запропонованих БН, які можуть слугувати, як рекомендації щодо вибору існуючих варіантів залежно від параметрів давачів вхідного сигналу та опору вихідного навантаження.

Ключові слова: буфер напруги, струм, напруга, вхідний опір, вихідний опір, коефіцієнт передачі, похибка лінійності, передатна характеристика, двотактні буфери напруги.

Вступ

Двотактні буферні пристрої напруги (БН) широко використовуються в різноманітних вимірювальних аналого-цифрових системах, в яких давач електричного сигналу (напруги) повинен підключатися до перетворювальних пристроїв за допомогою схем, що мають високий вхідний опір (не менше десятків і сотень мегаом), а також низький вихідний опір (не більше $\sim 1,0$ Ом) для забезпечення постійного значення коефіцієнта передачі $K_{II} = 1,0$ у заданих діапазонах амплітуд і частот вхідного сигналу.

Актуальність. Поширеним методом функціональної побудови БН є використання операційного підсилювача ОП, охопленого глибоким від'ємним зворотним зв'язком [1]—[3]. Проте, такий підхід вимагає введення до схеми підсилювача коригувальної ємності, що знижує швидкодію БН. Крім того універсальний ОП має надлишкову кількість обладнання, що призводить до збільшення споживної потужності [11], [12].

Слід зазначити наявність двотактного БН, схему якого наведено у [4]—[6]. До її недоліків треба віднести високий рівень струму зсуву нуля, а також значну похибку лінійності передатної характеристики. Протягом останніх десятиліть з'явилися нові схеми вдосконалених двотактних БН [7]—[10]. Особлива увага під час їх проектування приділялася зменшенню похибки струму нуля, збільшенню вхідного опору за умови збереження потрібної швидкодії. При цьому слід зауважити, що останні згадані схеми опубліковані переважно у вигляді патентів на винахід і корисну модель, що обмежує коло фахівців, зацікавлених в отриманні відповідної інформації, а також істотно зву-

жує обсяг самої інформації. Тому, публікація науково-технічної статті, в якій розглянуто побудову високолінійних двотактних БН на біполярних транзисторах є актуальною.

Метою досліджень є створення лінійних двотактних буферів напруги на біполярних транзисторах.

Задачі досліджень:

1. Розглянути запропоновані функціональні і принципові схеми високолінійних двотактних буферів напруги на біполярних транзисторах, зокрема, на складених транзисторах Шиклаї;

2. Проаналізувати передумови створення схем двотактних БН з мінімальною споживаною потужністю, які потенційно мали б високу лінійність передатної характеристики, а також достатню швидкість наростання вихідного сигналу;

3. Оцінити шляхом комп'ютерного моделювання такі малосигнальні характеристики, як вхідний і вихідний опір БН, похибку лінійності вхід-вихід, а також швидкодію у вигляді АЧХ коефіцієнта передачі та нелінійні створення у діапазоні частот.

4. Порівняти статичні показники БН, отримані аналогічним шляхом та шляхом комп'ютерного моделювання.

5. Надати практичні рекомендації щодо вибору схем двотактних БН залежно від параметрів дачача вхідного сигналу та опору вихідного навантаження.

Розв'язання задач досліджень

Двотактні підсилюванні схеми порівняно з одностактними потенційно мають кращу лінійність характеристики вхід–вихід та широкую неспотворену смугу пропускання вхідного сигналу. Тому в подальшому будемо розглядати саме такі структури. Базову найпростішу схему двотактного БН показано на рис. 1а.

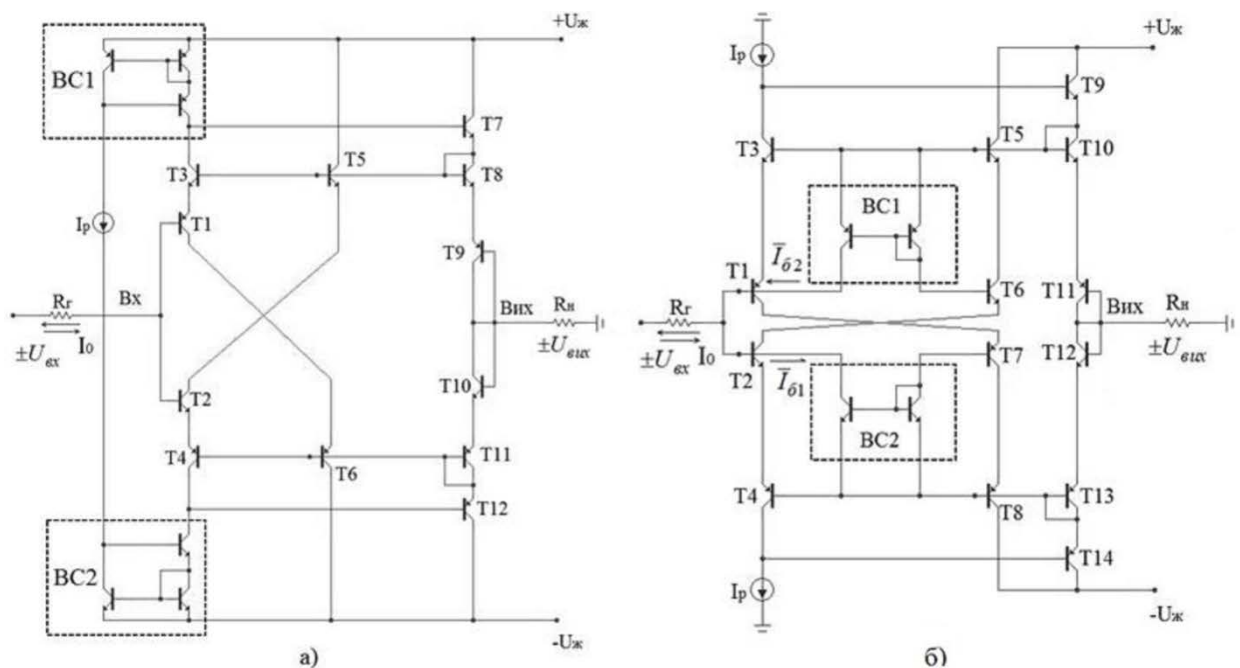


Рис. 1. Двотактні буфери напруги на біполярних транзисторах: а — без компенсації; б — з компенсацією базових струмів вхідних р-п-р і п-р-п транзисторів

Вона містить ядро на транзисторах Т1—Т12, генератор робочого струму I_p , відбивачі струму BC1 і BC2 за схемою Вілсона, джерела напруги живлення $+U_{ж}$ і $-U_{ж}$ та опір навантаження R_H . Тут генератор вхідної напруги $\pm U_{ж}$ (з внутрішнім опором R_r) підключається до входу Вх схеми, що реалізується об'єднанням баз Т1 і Т2. Транзистори Т3, Т7, Т8, а також Т4, Т11, Т12 утворюють блоки балансування між вхідним каскадом на транзисторах Т1, Т2, а також вихідним каскадом на Т8—Т11.

Каскади на транзисторах Т5, Т6 слугують для задання постійного зміщення напруг на переходах колектор–емітер Т1 і Т2. Обрана конфігурація схеми забезпечує постійність напруг робочих точок внутрішньої частини ядра БН під час змінень значень $\pm U_{вх}$ і $\pm U_{вих}$. За таких умов напруга

може варіюватися тільки на переходах колектор–емітер регуляторів Т7 і Т12, відслідковуючи потенціали на вході й виході схеми.

Базовими статичними характеристиками БН є: вхідний опір $R_{вх}$, вихідний опір $R_{вих}$, струм зсуву нуля I_0 по входу, а також похибки лінійності $\Delta I_{л}$ залежності вихід–вихід. Перші три показники можна оцінити в аналогічній формі, а $\Delta I_{л}$ доцільно дослідити за допомогою комп'ютерного моделювання у загальному вигляді вхідний опір можна обчислити як паралельне з'єднання

$$R_{вх}^* = R_{вх1} \parallel R_{вх2} = \frac{R_{вх1} \cdot R_{вх2}}{R_{вх1} + R_{вх2}}, \quad (1)$$

де $R_{вх1}$ — вхідний опір каналу Т1, Т3, Т7, Т8, Т9; $R_{вх2}$ — вхідний опір каналу Т2, Т4, Т10, Т11, Т12.

Крім того на $R_{вх}$ додатково впливають вихідні опори відбивачів струмів ВС1 і ВС2. Для спрощення розрахунку введено низку умов, а саме: $R_{н} \gg R_{e1}, R_{e8}, R_{e9}, R_{e10}, R_{e11}$ і R_{e4} . Тоді:

$$R_{вх1} \approx \beta_1 \cdot \beta_7 \cdot R_{н}; \quad R_{вх2} \approx \beta_2 \cdot \beta_{12} \cdot R_{н},$$

Підставляючи ці складові в (1), маємо:

$$R_{вх}^* = \frac{\beta_1 \cdot \beta_7 \cdot \beta_2 \cdot \beta_{12} \cdot R_{н}^2}{\beta_1 \cdot \beta_7 \cdot R_{н} + \beta_2 \cdot \beta_{12} \cdot R_{н}} = \frac{\beta_1 \cdot \beta_7 \cdot \beta_2 \cdot \beta_{12}}{\beta_1 \cdot \beta_7 + \beta_2 \cdot \beta_{12}},$$

де β — коефіцієнти передачі струму відповідних транзисторів.

Слід зазначити, що вихідні опори відбивачів ВС1 і ВС2, які формують робочі струми, також можуть впливати на $R_{вх}$, дещо зменшуючи його. Цю складову можна визначити у формі

$$R_{вх.p} = (R_{вих.ВС1} \cdot \beta_1) \parallel (R_{вих.ВС2} \cdot \beta_2) = \frac{R_{вих.ВС1} \cdot \beta_1 \cdot R_{вих.ВС2} \cdot \beta_2}{R_{вих.ВС1} \cdot \beta_1 + R_{вих.ВС2} \cdot \beta_2}.$$

Остаточний вхідний опір цього БН буде дорівнювати

$$R_{вх} = \frac{R_{н} \cdot \frac{\beta_1 \cdot \beta_7 \cdot \beta_2 \cdot \beta_{12}}{\beta_1 \cdot \beta_7 + \beta_2 \cdot \beta_{12}} \cdot \frac{R_{вих.ВС1} \cdot \beta_1 \cdot R_{вих.ВС2} \cdot \beta_2}{R_{вих.ВС1} \cdot \beta_1 + R_{вих.ВС2} \cdot \beta_2}}{R_{н} \cdot \frac{\beta_1 \cdot \beta_7 \cdot \beta_2 \cdot \beta_{12}}{\beta_1 \cdot \beta_7 + \beta_2 \cdot \beta_{12}} + \frac{R_{вих.ВС1} \cdot \beta_1 \cdot R_{вих.ВС2} \cdot \beta_2}{R_{вих.ВС1} \cdot \beta_1 + R_{вих.ВС2} \cdot \beta_2}}, \quad (2)$$

де $R_{вих.ВС1}$ і $R_{вих.ВС2}$ — малосигнальні вихідні опори ВС1 і ВС2.

Вихідний опір $R_{вих}$ схеми можна розглядати, як паралельне з'єднання послідовно підключених діодів, зібраних на транзисторах Т8, Т9 і Т10, Т11, відповідно. Таким чином, вважаючи, що значення малосигнальних опорів цих діодів близькі і визначаються вхідними опорами транзистора, включеного за схемою із загальною базою, можна вважати

$$R_{вих} \approx R_e + \frac{R_б}{1 + \beta}, \quad (3)$$

де $R_e = \frac{\phi_T}{I_e}$ — опір емітерного переходу; I_e — струм емітерного переходу; $\phi_T \approx 26$ мВ — термопотенціал, $R_б$ — опір бази, β — коефіцієнт передачі струму, якщо $I_p = 1$ мА, то $R_e \approx 26$ Ом.

Значення $R_б$ інтегральних малопотужних транзисторів знаходиться в межах 50...200 Ом [3]. При робочому струмі $I = 1$ мА R_e дорівнює 26 Ом і при $\beta_{n-p-n} \approx 100$, $\beta_{p-n-p} \approx 60$ вихідний опір сягає 29...30 Ом.

Істотним недоліком схеми рис. 1а є велике значення вхідного струму зсуву нуля, який визначається як $I_0 = I_{б n-p-n} - I_{б p-n-p}$, коли $I_p = 1$ мА, $I_0 \approx 10...12$ мкА.

Таким чином виникає задача його зменшення, яку можна розв'язати шляхом компенсації базових струмів, як це зроблено у схемі на рис. 1б. Вона містить ядро на транзисторах Т1—Т14, Т6—Т7, Т10—Т13, відбивачі струмів ВС1 і ВС2, а також транзистори — регулятори Т9, Т14.

Генератори робочих струмів I_p можуть бути реалізовані так, як показано на схемі рис. 1а.

Метод компенсації I_{61} і I_{62} полягає у формуванні близьких за значенням і протилежних за напрямками струмів \bar{I}_{61} і \bar{I}_{62} . Це здійснюється шляхом уведення до схеми транзисторів Т6 і Т7 разом із відбивачами ВС1 і ВС2. При цьому вхідний струм зсуву нуля БН буде дорівнювати

$$\Delta I_0 = I_{61} - I_{62} - \bar{I}_{61} + \bar{I}_{62}. \quad (4)$$

Слід зазначити, що для зменшення I_0 треба, щоб коефіцієнти передачі струмів β і робочі точки для транзисторів Т1, Т7 і Т2, Т6 були максимально близькі. Крім того, бажано, щоб коефіцієнти передачі струмів ВС1 і ВС2 були однакові. Орієнтуючись на дані для допусків на інтегральні транзистори, наведені в [3], їх розбіжності не повинні перевищувати 5 %, тому можна сподіватися, що згадана компенсація буде не менше 20 разів.

Похибку лінійності вихідної напруг $\Delta U_{\text{л}}$ доцільно оцінювати шляхом комп'ютерного моделювання у вигляді відхилення від прямої лінії, що з'єднує крайні точки діапазонна характеристики вхід-вихід. Основні числові значення показників схем 1а і 1б подано в табл. 1. Для дослідів обрано інтегральні транзистори n-p-n — NUHFARRY, p-n-p — PUHFARRY, напруга живлення $U_{\text{ж}} = \pm 15$ В, $U_{\text{ex}} = \pm 5,0$ В, $R_{\text{н}} = 10$ кОм, $R_{\text{г}} = 1$ кОм.

Таблиця 1

Схеми	I_0 , нА	R_{ex} , МОм	$R_{\text{вих}}$, Ом	$\Delta U_{\text{л}}$, мкВ
1а	$11,1 \cdot 10^3$	17,7	30	40
1б	321	$1,14 \cdot 10^3$	29,8	52

Наведенні показники, зокрема, вхідний і вихідний опори, обчислюються за формулами

$$R_{\text{вх}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{\Delta i_{\text{вх}}}; \quad R_{\text{вих}} = \frac{\Delta U_{\text{вих}}}{\Delta i_{\text{н}}},$$

де $\Delta U_{\text{вх}}$ і $\Delta U_{\text{вих}}$, а також $\Delta i_{\text{вх}}$ і $\Delta i_{\text{н}}$ — малосигнальні прирости сигналів відповідних амплітудно-частотних характеристик, знятих на низьких частотах в діапазонах, де відсутні завали або підйоми АЧХ. Похибка $\Delta U_{\text{л}}$ визначається з формули

$$\Delta U_{\text{л}} = (U_{\text{вих}} - U_{\text{вх}}) K_{\text{п}},$$

де $K_{\text{п}}$ — коефіцієнт передачі по напрузі, який обчислюється, як нахил прямої, що з'єднує крайні точки передатної характеристики.

Порівнюючи дані, наведені в табл. 1, зазначимо, що схема рис. 1б має набагато менший I_0 і набагато більший $R_{\text{вх}}$. Водночас, $R_{\text{вих}}$ цих схем є приблизно однаковим.

При цьому $R_{\text{вх}}$ схеми рис. 1б є істотно більшим ніж у схемі рис. 1а. Це значною мірою зумовлено тим, що кола компенсації базових струмів утворюють внутрішній від'ємний зворотний зв'язок в ядрі і призводять до істотного зростання вхідного опору до значення

$$R_{\text{вх.зз}} = R_{\text{вх}} \left(1 + \frac{I_0 - \Delta I_0}{\Delta I_0} \right), \quad (5)$$

де I_0 — початкові значення струму зсуву нуля (без компенсації); ΔI_0 — струм зсуву нуля після уведення компенсації.

Слід зазначити, що за відсутності компенсації $\Delta I_0 = 0$, а за її наявності обчислюється з виразу (4). Гіпотетично можна вважати, що якщо у схемі діє ідеальна компенсація і $\Delta I_0 = 0$ то $R_{\text{вх.зз}}$ наближається до нескінченності.

На похибку лінійності $\Delta U_{\text{л}}$ істотно впливає значення $R_{\text{вих}}$, тому для її зменшення у БН до ядра треба підключити вихідний каскад, що покращує навантажувальну здатність. Значення вхідного опору при цьому дорівнюватиме

$$R_{\text{вих.б}} = \frac{R_{\text{вих}} (\beta_{n-p-n} + \beta_{p-n-p})}{2 \cdot \beta_{n-p-n} \cdot \beta_{p-n-p}}, \quad (6)$$

Схеми БН з вихідними каскадами показано на рис. 2.

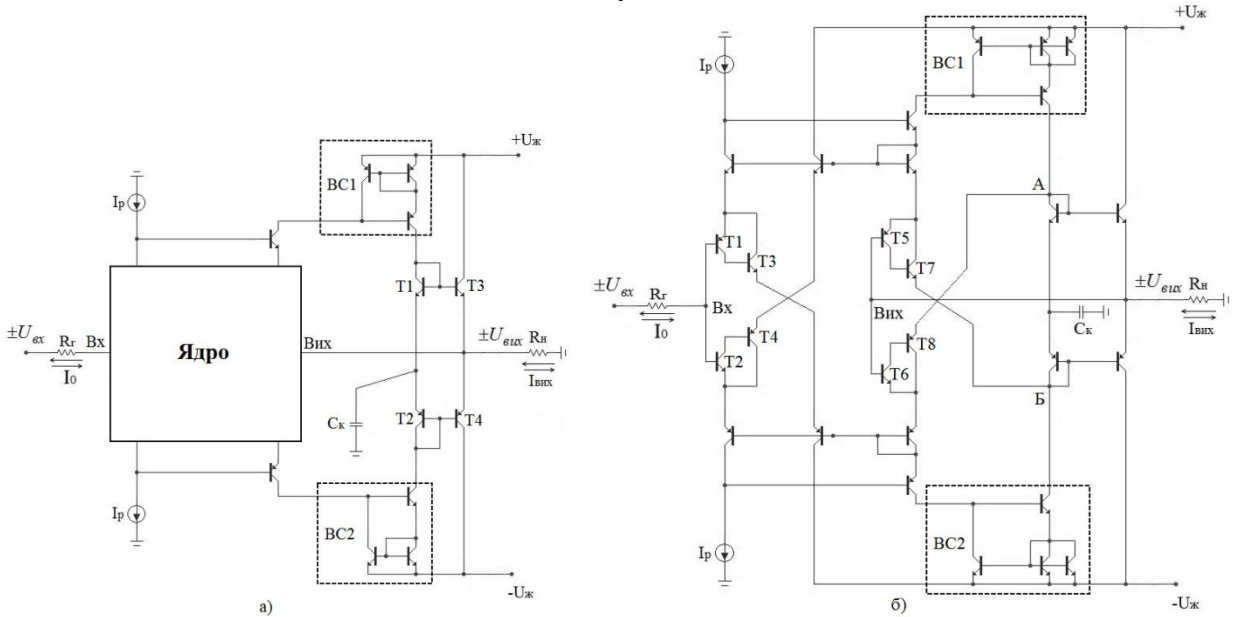


Рис. 2. Буфери напруги з вихідними каскадами: а — на базі 1 і 2 схем; б — на основі ядра на складених транзисторах Шиклаї

Структурна організація вказаних каскадів для варіантів схем, показаних на рис. 1а і 1б є однаковою і базується на застосуванні відбивачів струму BC1 і BC2, а також двотактного емітерного повторювача на транзисторах T1—T4, як це показано на рис. 2а.

Це дозволяє істотно покращити навантажувальну здатність, зменшити вихідний опір і похибку лінійності. У подальшому схемі, зображені на рис. 1а і 1б, а також їх модифікації будемо позначати, як схеми 1 і 2, відповідно.

Додатково істотно зменшити I_0 можна, якщо побудувати ядро на складених транзисторах Шиклаї. Схему такого БН наведено на рис. 2б. Вона містить ядро, зокрема, зібране на транзисторах T1—T4 та T5—T8. Враховуючи наявність двох додаткових виходів у комбінаціях складених транзисторів, їх можна підключити до входів А і Б вихідного каскаду і збільшити його коефіцієнт передачі. Відбивачі струмів BC1 і BC2 мають коефіцієнти передачі $K_{BC} \approx 2,0$, що збільшує глибину від’ємного зворотного зв’язку між виходом схеми й ядром і додатково покращує навантажувальну здатність. Розглянуту схему в подальшому будемо вказувати як схему 3.

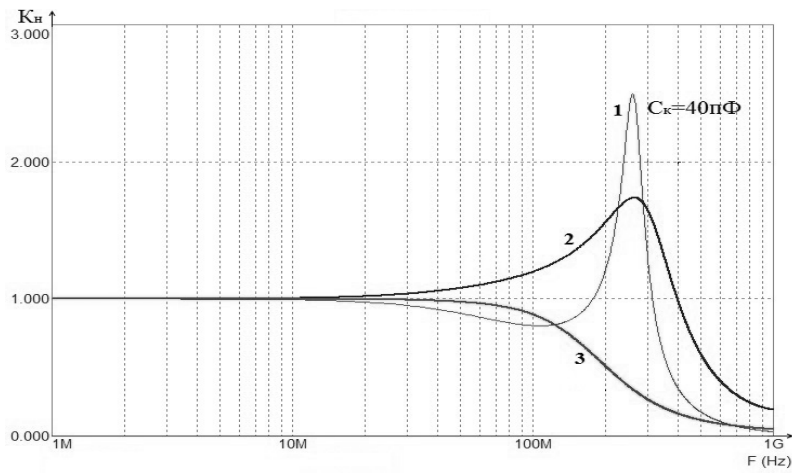
Малосигнальні характеристики БН з вихідними каскадами подано в табл. 2.

Таблиця 2

Схеми	I_0 , нА	$R_{\text{вх}}$, МОм	$R_{\text{вих}}$, Ом	$\Delta U_{\text{л}}$, мкВ
1	$11,1 \cdot 10^3$	27,6	0,38	15,7
2	320	$3,23 \cdot 10^3$	0,38	9,1
3	2,25	$1,9 \cdot 10^3$	0,14	14,4

Порівнюючи наведені дані слід зазначити, що найбільший I_0 має схема 1, а найменший — 3. Найбільший $R_{\text{вх}} \approx 3,23 \cdot 10^3$ МОм має схема 2, а найменший $R_{\text{вх}} \approx 27,6$ МОм — схема 1. Вихідні опори схем 1 і 2 є однаковими, а у схеми 3 він найменший. Водночас мінімальна похибка лінійності $\Delta U_{\text{л}} = 9,1$ мкВ є у схеми 2.

Динамічні характеристики БН доцільно оцінювати через: АЧХ, перехідну характеристику та коефіцієнт гармонік у діапазоні частот. АЧХ схем, що розглядаються, наведено на графіках, зображених на рис. 3. Аналіз отриманих даних свідчить, що найширшу смугу пропускання на рівні 3дб має схема № 2 (400 МГц), а найвужчу — схема № 3 (100 МГц).



Графіки перехідних характеристик схем № 1 і № 2 показано на рис. 4а, а схеми № 3 — на рис. 4б.

Рис. 3. Амплітудно-частотні характеристики схем БН

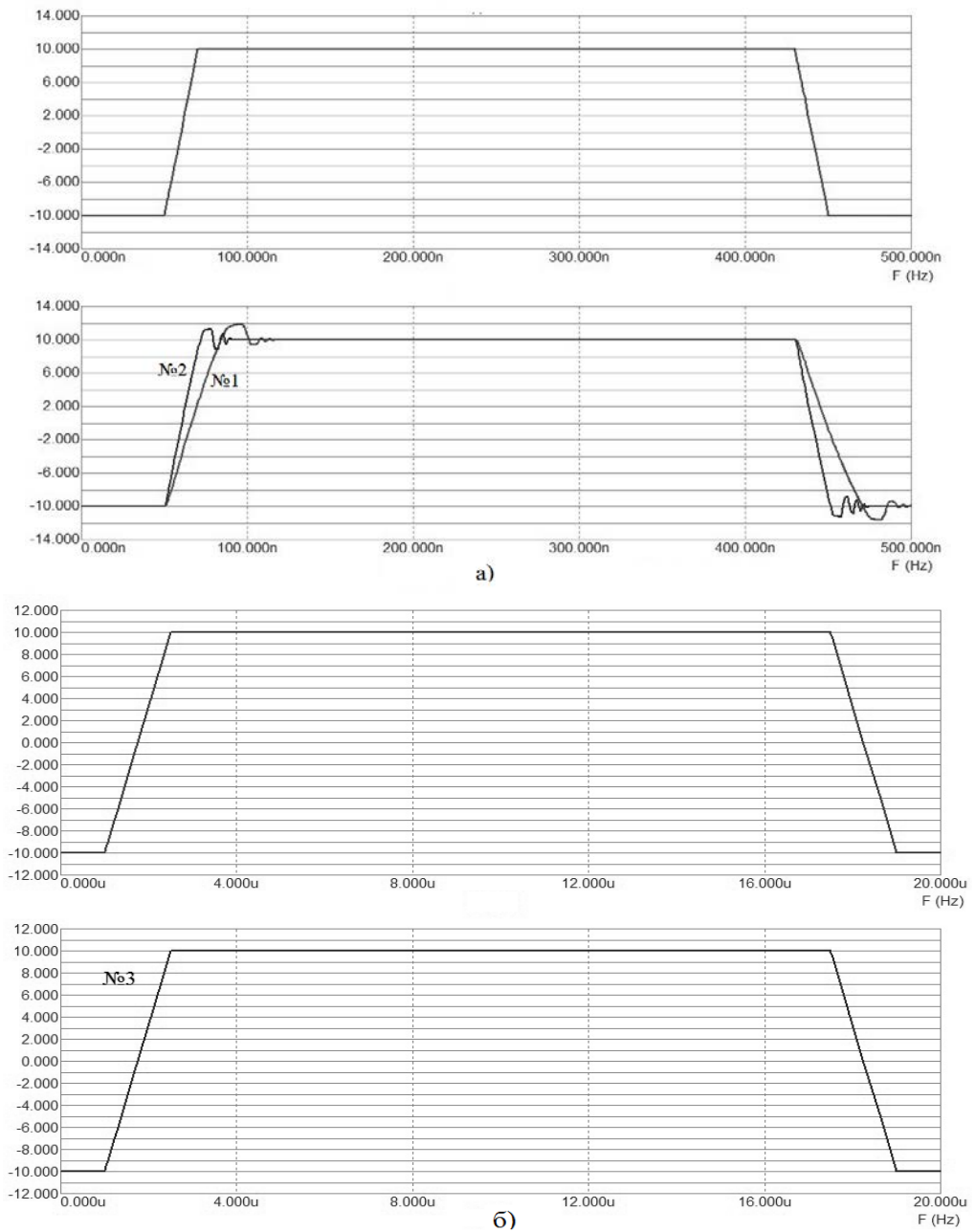


Рис. 4. Перехідні характеристики БН: а — схем № 1 і № 2; б — схеми № 3

Порівняльний аналіз отриманих результатів показує, що найкращі показники має схема № 2, а найгірші — схема № 3.

Нелінійність передатних характеристик у діапазоні частот вихідного сигналу детально досліджувати через коефіцієнт гармонік

$$K_{\Gamma} = \frac{U_1^2 + U_2^2 + \dots + U_k^2}{U_0^2},$$

де U_0 — амплітуда нульової гармоніки на частоті (базового сигналу); $U_1 \dots U_k$ — амплітуди першої, другої і k -ї гармонік, відповідно.

Підсумки дослідження значень K_{Γ} подано у табл. 3.

Таблиця 3

K_{Γ} , %	Схеми	Частота вхідного сигналу					
		10 Гц	100 Гц	1 кГц	10 кГц	50 кГц	100 кГц
	1	$0,93 \cdot 10^{-3}$	$0,93 \cdot 10^{-3}$	$0,94 \cdot 10^{-3}$	$1,0 \cdot 10^{-3}$	$1,3 \cdot 10^{-3}$	$1,8 \cdot 10^{-3}$
	2	$0,95 \cdot 10^{-3}$	$0,95 \cdot 10^{-3}$	$0,95 \cdot 10^{-3}$	$0,96 \cdot 10^{-3}$	$0,96 \cdot 10^{-3}$	$0,97 \cdot 10^{-3}$
	3	$0,93 \cdot 10^{-3}$	$0,93 \cdot 10^{-3}$	$0,93 \cdot 10^{-3}$	$0,94 \cdot 10^{-3}$	$1,2 \cdot 10^{-3}$	3,2

Отримані результати свідчать, що на низьких частотах (≤ 10 кГц) коефіцієнти гармонік усіх трьох схем приблизно однакові і мають рівень $\leq 10^{-3}\%$. Водночас, зі збільшенням частоти вхідного сигналу K_{Γ} першої схеми збільшується, починаючи з 50 кГц, другої схеми — 100 кГц, а третьої — різко зростає з 50 кГц.

Висновки

1. Розглянуто запропоновані схеми високолінійних двотактних буферів напруги на біполярних транзисторах у тому числі на складених транзисторах Шиклаї з високою швидкістю наростання вихідного сигналу.

2. Досліджено такі малосигнальні статичні характеристики, як вхідний і вихідний опори БН, зсув нуля вхідного струму, а також похибку лінійності в діапазоні вхідної і вихідної напруг. Показано, що порівняно з відомими пристроями запропоновані рішення мають кращі показники.

3. Проаналізовано динамічні характеристики запропонованих схем, такі як АЧХ, коефіцієнт нелінійних спотворень у діапазоні частот вихідного сигналу, а також перехідні характеристики. Доведено, що отримані показники перевищують аналогічні для схем, побудованих на базі операційних підсилювачів.

4. Отримано кількісні значення статичних і динамічних характеристик запропонованих БН, які можуть слугувати, як рекомендації щодо вибору існуючих варіантів залежно від параметрів давачів вхідного сигналу та опорів вихідного навантаження.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

- [1] У. Титце, и К. Шенк, *Полупроводниковая схемотехника*, т. I-II, 12-е изд. Москва, Россия: ДМК Пресс, 2007.
- [2] И. П. Степаненко, *Основы теории транзисторов и транзисторных схем*, изд. 4-е, перераб. и доп. Москва: Энергия, 1977, 672 с.
- [3] А. Б. Гребен, *Проектирование аналоговых интегральных схем*. Москва: Энергия, 1976, 256 с.
- [4] Г. Д. Бахтиаров, В. В. Малнин, и В. П. Школин, *Аналого-цифровые преобразователи*, ред. Г. Д. Бахтиарова. Москва: Советское радио, 1980, с. 150.
- [5] И. Достал, *Операционные усилители*, пер. с англ. Москва: Мир, 1982, с. 192.
- [6] Л. Фолкенберри, *Применение операционных усилителей и линейных ИС*, пер. с англ. Л. М. Наймарка, ред. М. В. Гальперина. М.: Мир, 1985, с. 28.
- [7] О. Д. Азаров., С. Богомолов, і Є. С. Генеральницький, «Буферний каскад,» Пат. на корисну модель 140842 Україна, МПК H03F 3/26 (2006.01), заявник та патентовласник Вінницький нац. техн. ун-т, № u201909170; заявл. 07.08.2019; опубл. 10.03.2020, бюл. № 5.
- [8] О. Д. Азаров., С. Богомолов, і Є. С. Генеральницький, «Буферний каскад,» Пат. на корисну модель 140841 Україна, МПК H03F 3/26 (2006.01), заявник та патентовласник Вінницький нац. техн. ун-т, № u201909166; заявл. 07.08.2019; опубл. 10.03.2020, бюл. № 5.

[9] О. Д. Азаров., С. Богомолов, і Є. С. Генеральницький, «Буферний каскад.» Пат. на корисну модель 133085 Україна, МПК H03F 3/26 (2006.01), заявник та патентовласник Вінницький нац. техн. ун-т, № u201809899; заявл. 04.10.2018; опубл. 25.03.2019, бюл. № 6.

[10] О. Д. Азаров., і Є. С. Генеральницький, «Буферний каскад.» Пат. на корисну модель 142772 Україна, МПК H03F 3/26 (2006.01), заявник та патентовласник Вінницький нац. техн. ун-т, № u202000209; заявл. 13.01.2020; опубл. 25.06.2020, бюл. № 12.

[11] О. Д. Азаров, і М. Р. Обертюх, «Високочастотні двотактні балансні буфери напруги на біполярних транзисторах,» *Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія*, № 1 (41), с. 34-41, 2018.

[12] О. Азаров, Р. Медяний, і А. Фігас, «Високочастотні буфери й масштаботори напруги на біполярних транзисторах із низьким вхідним струмом,» *Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія*, № 1 (44), с. 17-26, Трав. 2019. <https://doi.org/10.31649/1999-9941-2019-44-1-17-26>.

Рекомендована кафедрою обчислювальної техніки ВНТУ

Стаття надійшла до редакції 26.08.2020

Азаров Олексій Дмитрович — д-р. техн. наук, професор, завідувач кафедри обчислювальної техніки;
Генеральницький Євгеній Сергійович — аспірант кафедри обчислювальної техніки, e-mail: gesvntu@gmail.com .

Вінницький національний технічний університет, Вінниця

O. D. Azarov¹
Ye. S. Heneralnytskyi¹

Static and Dynamic Characteristics of High Line Push-Pull Buffers Voltages on Bipolar Transistors

¹Vinnitsia National Technical University

Push-pull voltage buffer devices (BD) are widely used in various measuring analog - digital systems, in which the electrical signal (voltage) sensor must be connected to the converter devices using circuits that have a high input impedance (at least tens and hundreds of mega), as well as low output impedance (no more than ~ 1.0 Ohm) to ensure a constant value of the transmission coefficient in the specified ranges of amplitudes and frequencies of the input signal. The article considered the proposed circuits of high-linear push-pull voltage buffers on bipolar transistors, including composite Shiklai transistors with a high slew rate of the output signal. An approach to the construction of a BD is proposed, based on the use of current reflectors, which operate in a push-pull balanced mode, which will provide high performance with a sudden change in the input voltage. We also investigated such small-signal static characteristics as the input and output resistance of the BD, the zero offset of the input current, as well as the linearity error in the range of input and output voltages. It is shown that in comparison with known devices, the proposed solutions have better performance. The dynamic characteristics of the proposed circuits, such as frequency response, nonlinear distortion coefficient in the frequency range of the output signal, as well as transient characteristics, are analyzed. It has been proved that the obtained indicators exceed those for circuits based on operational amplifiers. The quantitative values of the static and dynamic characteristics of the proposed BD are obtained, which can serve as recommendations for the selection of existing options depending on the parameters of the input signal sensors and the output load resistance.

Keywords: voltage buffer, current, voltage, input impedance, output impedance, transfer ratio, linearity error, transfer characteristic, push-pull voltage buffers.

Azarov Oleksii D. — Dr. Sc. (Eng.), Professor, Head of the Chair of Computer Science;
Heneralnytskyi Yevhenii S. — Post-Graduate Student of the Chair of Computer Science, e-mail: gesvntu@gmail.com

А. Д. Азаров¹
Є. С. Генеральницький¹

Статические и динамические характеристики высоколинейных двухтактных буферов напряжения на биполярных транзисторах

¹Вінницький національний технічний університет

На сегодня широко используются двухтактные буферные устройства напряжения (БН) в различных измерительных аналого-цифровых системах, в которых датчик электрического сигнала (напряжения) должен подключаться к преобразовательным устройствам с помощью схем, имеющих высокое входное сопротивление (не менее десятков и сотен мегаом), а также низкое выходное сопротивление (не более $\sim 1,0$ Ом) для обеспечения постоянного значения коэффициента передачи в заданных диапазонах амплитуд и частот входного сигнала. В статье были рассмотрены предложенные схемы высоколинейных двухтактных буферов напряжения на биполярных транзисторах в том числе на составных транзисторах Шиклаи с высокой скоростью нарастания выходного сигнала. Предложен подход к построению БН, основанный на применении отражателей тока (ВС), которые функционируют в двухтактном балансном режиме, что обеспечит высокое быстродействие при скачкообразном изменении входного напряжения. Также исследованы такие малосигнальные статические характеристики, как входное и выходное сопротивление БН, смещение нуля входного тока, а также погрешность линейности в диапазоне входного и выходного напряжений. Показано, что по сравнению с известными устройствами предлагаемые решения имеют лучшие показатели. Проанализированы динамические характеристики предложенных схем, такие как АЧХ, коэффициент нелинейных искажений в диапазоне частот выходного сигнала, а также переходные характеристики. Доказано, что полученные показатели превышают аналогичные для схем, построенных на базе операционных усилителей. Получены количественные значения статических и динамических характеристик предлагаемых БН, которые могут служить, как рекомендации по выбору существующих вариантов в зависимости от параметров датчиков входного сигнала и сопротивления выходной нагрузки.

Ключевые слова: буфер напряжения, ток, напряжение, входное сопротивление, выходное сопротивление, коэффициент передачи, погрешность линейности, передаточная характеристика, двухтактные буферы напряжения.

Азаров Алексей Дмитриевич — д-р. техн. наук, профессор, заведующий кафедрой вычислительной техники;
Генеральницький Евгений Сергеевич — аспирант кафедры вычислительной техники, e-mail: gesvntu@gmail.com