

О. Д. Азаров<sup>1</sup>  
В. А. Гарнага<sup>1</sup>  
М. Р. Обертюх<sup>1</sup>

## ТЕРМОКОМПЕНСОВАНІ ДВОПОЛЮСНІ ДЖЕРЕЛА ПОСТІЙНОГО СТРУМУ КІЛЬЦЕВОГО ТИПУ

<sup>1</sup>Вінницький національний технічний університет

*Проаналізовано запропоновані термокомпенсовані двополюсні джерела постійного струму. Також наведено аналітичні вирази, що описують принципи функціонування таких джерел струму. Результати розрахунків на основі аналітичних виразів підтверджено шляхом комп'ютерного моделювання запропонованих схем.*

**Ключові слова:** схемотехнічне моделювання, аналітичні вирази, температурний дрейф.

### Вступ

Джерела постійного струму (ДПС) широко використовуються в різноманітних електронних пристроях: АЦП, ЦАП [1], підсилювачах постійного струму [2], пристроях вибірки-зберігання аналогових сигналів, джерелах стабілізованої напруги та інших. При цьому точнісні та температурні характеристики останніх значною мірою залежать від аналогічних же характеристик ДПС.

### Актуальність

Особлива потреба є в термокомпенсованих двополюсних ДПС. Їхньою перевагою є автономність (внутрішня замкненість структури) тобто незалежність від статичних характеристик схем, в яких вони використовуються, а також можливість застосування у різноманітних конфігураціях кіл. У деяких випадках до ДПС висувуються досить жорсткі вимоги щодо температурної стабільності та внутрішнього опору, який має бути максимально великим. В багатьох науково-технічних літературних джерелах, наприклад, [3—5] викладено принципи побудови вказаних елементів. Водночас, публікацій, у яких розглядається побудова двополюсних схем джерел струму кільцевого типу, які можуть працювати за невеликих напруг живлення ( $\sim 2,5 \div 4 U_{p-n}$ ) і забезпечують автономність, є небагато [6—9]. Треба також додати, що досліджень з покращення їх температурної стабільності зовсім обмаль. Тому тема статті, у якій аналізуються можливості побудови термокомпенсованих двополюсних ДПС кільцевого типу, є актуальною.

*Мета досліджень* — запропонувати й проаналізувати нові методи побудови схем термокомпенсованих двополюсних ДПС кільцевого типу в рамках системних вимог до напруг живлення та їх внутрішнього опору.

### Задачі досліджень

1. Запропонувати та проаналізувати нові методи побудови термокомпенсованих двополюсних ДПС залежно від вимог до їх мінімальних напруг живлення та внутрішнього опору;
2. Проаналізувати схеми вказаних ДПС, орієнтованих на мікроелектронну реалізацію, які функціонують з низькою напругою живлення, тобто можуть працювати в режимі енергозбереження;
3. Здійснити схемотехнічний аналіз статичних характеристик у заданому діапазоні температур запропонованих схем термокомпенсованих двополюсних ДПС та порівняти їх.

### Розв'язання задач

Одним з підходів щодо побудови найпростіших двополюсних схем джерел струму є використання кільцевої структури на базі стабілітронів [3—6]. Проте такі відомі схеми є неекономічними внаслідок застосування двох дискретних елементів з опорною напругою на рівні 5,5...9,0 В. Таким чином мінімальна напруга живлення має рівень не менше 12 В, що приводить до збільшення спо-

живаної потужності. Відомим підходом до побудови генераторів опорної напруги і опорного струму є використання схем бандгап. Проте особливістю таких схем є дискретне регулювання струму або напруги.

У зв'язку з цим існує науково-технічна задача створення нових схем двополюсних ДПС кільцевого типу тільки за умови зниження мінімальної напруги живлення і споживаної потужності, відповідно. Крім цього важливими характеристиками є температурна стабільність, а також внутрішній опір джерела.

Розглянемо методи побудови термокомпенсованих ДПС з мінімальною напругою живлення. Схему, що реалізує *перший метод*, показано на рис. 1а. Вона містить джерело опорної напруги (ДОН), давач опорного струму (ДОС) і відбивач струму (ВС).

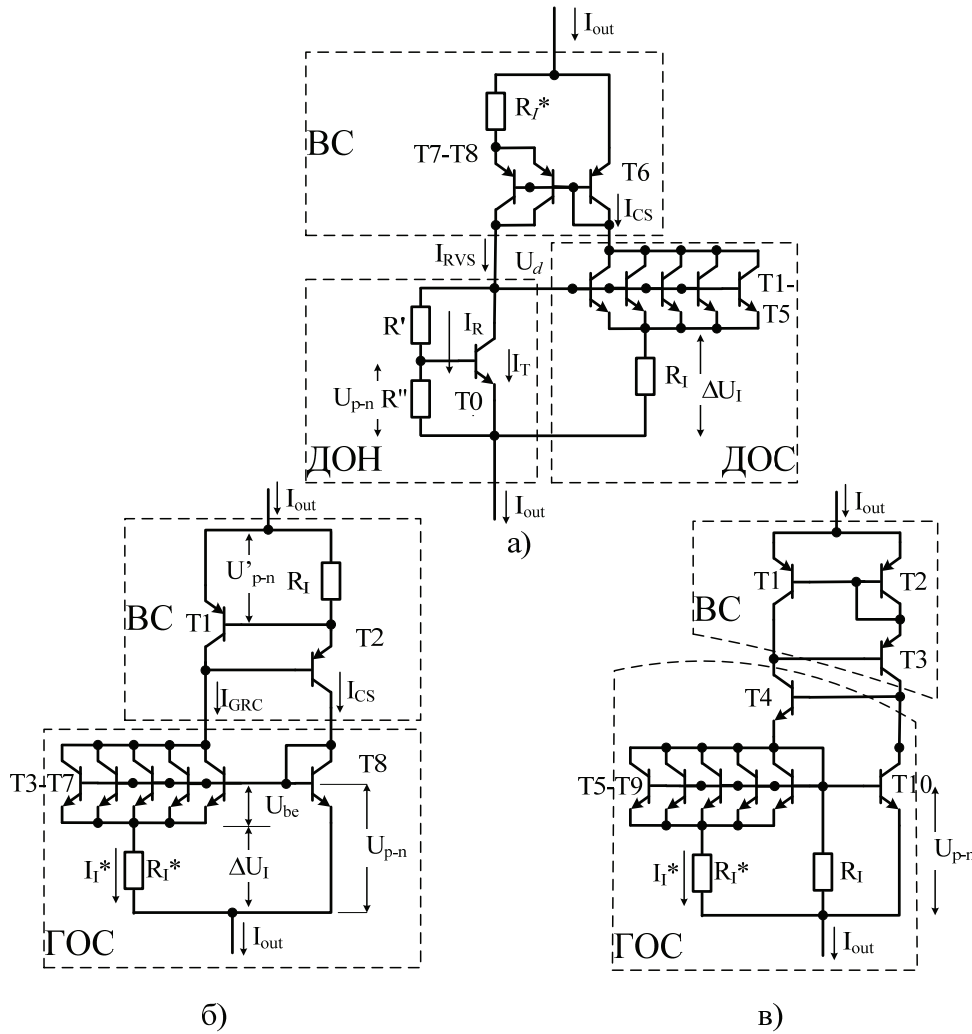


Рис. 1. Схеми термокомпенсованих джерел постійного струму кільцевого типу з низькою напругою живлення: а —  $U_{*} \geq 2,0 \text{ В}$ ; б —  $U_{*} \geq 2,3 \text{ В}$ ; в —  $U_{*} \geq 2,8 \text{ В}$

Вказані елементи з'єднано послідовно в єдиний кільцевий контур, охоплений додатним зворотним зв'язком. При цьому слід зазначити, що практично у всіх схемах кільцевого типу використовується додатний зворотний зв'язок, тому треба вживати заходи, щоб глибина зворотного зв'язку  $\chi$  була менше 1, інакше це приведе до тригерних ефектів і автоматичного вимикання схеми.

ДОН побудовано на біполярному транзисторі Т0 і дільнику напруги на резисторах  $R'$  і  $R''$ . На резисторі  $R''$  утворюється падіння напруги  $U_{p-n} = U_{beT0}$  і формується струм  $I_{R''} = \frac{U_{p-n}}{R''}$ . Через перехід колектор-емітер Т0 протікає струм  $I_T$ , внаслідок чого, відповідно до моделі Еберса–Мола

$$U_{beT0} = \Phi_T \cdot \ln \frac{I_T}{I_0},$$

де  $\varphi_T = \frac{kT}{q} \approx 26$  мВ — термопотенціал;  $k$  — стала Больцмана,  $T = T_0 + t^\circ$  — абсолютна температура,  $q$  — заряд електрона,  $I_0$  — початковий струм транзистора, який залежить від його типу. На колекторі Т0 формується напруга  $U_{\text{дон}} = (R' + R'')I_d$ , яка подається на бази транзисторів Т1—Т4. При цьому падіння напруги на переходах база—емітер цих транзисторів буде менше ніж для Т0 на різницю  $\Delta U_I$ . Якщо  $I_T$  та  $I_I$  приблизно рівні (стан балансу), то

$$\Delta U_I \approx -\varphi_T \ln \frac{I_I}{4I_e} = 26 \ln \frac{1}{4} = 36 \text{ мВ},$$

де  $I_e$  — струми емітерних переходів Т1—Т5. Таким чином виникає можливість сформувати опорний струм  $I_I = \frac{\Delta U_I}{R_I}$ , який протікає через діод, зібраний на Т6. При цьому на резисторі  $R_I^*$  сформується різниця напруг  $\Delta U_{R_I^*} \approx -\varphi_T \ln \frac{1}{2} = 18$  мВ.

Струм через  $R_I^*$ , відповідно, дорівнює

$$I(R_I^*) = \frac{\Delta U_{R_I^*}}{R_I^*}.$$

При цьому можна вважати, що  $I(R_I^*) \approx I_{RVS}$ . Композицію елементів схеми створено таким чином, щоб забезпечити рівність струмів  $I_{RVS} = I_I$ , але їх температурні коефіцієнти повинні мати різні знаки, тобто повинна виконуватися рівність  $\Delta I_{RVS}(t^\circ) = |-\Delta I_I(t^\circ)|$ . Теоретично конфігурація блоків схеми створює можливість для досягнення цієї умови, але на практиці потрібне припасування номіналів резисторів  $R_I$  та  $R_I^*$ , для того щоб звести до мінімуму дрейф вихідного струму  $\Delta I_{out}(t^\circ)$  у заданому діапазоні температур.

У випадку застосування інтегральних транзисторів типу НFA3046/3096/3127/3128 фірми Intersil [10] і заданого  $\Delta I_{out} \approx 1$  мА потрібні такі номінали резисторів:  $R' = 394$  Ом;  $R'' = 3$  кОм;  $R_I = 580$  Ом;  $R_I^* = 439$  Ом. При цьому  $U_d = 1052$  мВ, а температурний дрейф, отриманий шляхом комп'ютерного моделювання за допомогою програми MicroCAP 9, у вигляді графіка показано на рис. 2, крива I. Аналіз отриманого результату в діапазоні  $-50 \dots 50$  °С, показує, що  $\delta I_{out}(t^\circ) = \frac{\Delta I_{out}(t^\circ)}{I_{out}} \leq 0,55$  %, що дає мож-

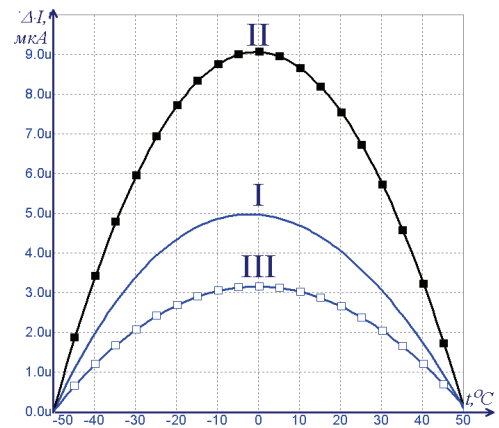


Рис. 2. Графіки абсолютного температурного дрейфу  $\Delta I_{out}(t^\circ)$  термокомпенсованих джерел струму для схем: I —  $U_{Smin} \geq 2,0$  В; II —  $U_{Smin} \geq 2,3$  В; III —  $U_{Smin} \geq 2,8$  В

ливість використовувати це джерело струму у прецизійних електронних схемах.

Наступним важливим показником статичних характеристик ДОС є вихідний опір. Його значення для схеми (див. рис. 1а) визначається переважно вихідним опором відбивача струму, а також глибиною додатного зворотного зв'язку  $\chi$ . Вихідний опір ВС буде дорівнювати [11]

$$r_{outCS}^* = r_{c\ p-n-p}^* (1 + \beta_{p-n-p} \cdot \gamma_b^*),$$

де  $\gamma_b^* = \frac{R_I^*}{\beta_{p-n-p} \cdot r_e + R_I^*}$ ,  $\beta_{p-n-p}$  — коефіцієнт передачі струму  $p-n-p$  транзистора,  $r_e$  — малосигна-

льний опір емітерного переходу,  $r_{c\ p-n-p}^*$  — малосигнальний колекторний опір  $p-n-p$  транзисторів, з'єднаних паралельно.

З урахування додатного зворотного зв'язку

$$r_{out\ CS} = r_{out\ CS}^* (1 - \chi),$$

$$\text{де } \chi \approx \chi_{CS} \cdot \chi_{SRC}; \quad \chi_{SRC} = \frac{R'}{R_I + r_{eT1-T4}} \cdot \frac{R'}{R'' \parallel r_{in0}}; \quad \chi_{CS} = \frac{r_d}{r_d^* + R_I^*}.$$

Конкретні значення  $r_{out\ CS}^*$ ,  $\beta_{p-n-p}$ ,  $r_e$  залежать від струмів робочих точок транзисторів ВС, а точне значення  $\chi$  доцільно визначати шляхом комп'ютерного моделювання, оскільки воно визначається багатьма чинниками. Для схеми (див. рис. 1а) маємо

$$r_{out\ CS}^* \approx 63 \text{ кОм}; \quad \chi \approx 0,25; \quad r_{out\ CS} \approx 45 \text{ кОм}.$$

У загальній формі метод побудови ДПС є таким:

- а) визначається набір функціональних вузлів пристрою у вигляді ДОН, ДОС, та ВС.
- б) з цих вузлів формується конфігурація функціональної схеми ДПС за кільцевою структурою, що забезпечує самонастроювання робочих точок активних елементів;
- в) визначається наскрізний коефіцієнт передачі струмів з виходу ДОС до виходу ДОН, причому він задається таким чином, щоб глибина  $\chi$  додатного зворотного зв'язку не наближалася до 1,0, інакше схема втратить стійкість;
- г) шляхом комп'ютерного моделювання уточнюються значення  $R_I$  та  $R_I^*$ , а також встановлюється рівень  $U_d$  із заданими номіналами резисторів  $R'$  і  $R''$ ; визначається глибина зворотного зв'язку  $\chi$ .
- д) використовуючи програму схемотехнічного аналізу (наприклад МікроСАР), досліджують дрейф вихідного струму ДОН у заданому діапазоні температур.
- е) залежно від отриманих результатів досліджень приймається рішення про доцільність використання цієї схеми або зміни параметрів елементів.

*Другий метод побудови ДОС* з мінімальною напругою живлення  $U_{S\min} \sim 3U_{p-n} \approx 2,1 \text{ В}$  дещо відрізняється від попереднього. Схему, яка його реалізує, показано на рис. 1б. Вона містить генератор опорного струму  $I_I^*$ , значення якого збільшується зі зростанням температури, тобто має додатний температурний коефіцієнт струму (ТКС). Водночас відбивач струму ВС генерує струм  $I_{CS}$  з від'ємним ТКС. Таким чином, загальний вихідний струм схеми  $I_{out}$  формується з двох складових з протилежними ТКС, що і забезпечує його температурну стабільність.

Генератор опорного струму (ГОС) складається з джерела напруги  $U_{p-n}$  на транзисторі Т8 і транзисторного каскаду, у вигляді паралельно з'єднаних транзисторів Т3—Т7 з підключеним емітерним резистором  $R_I^*$ . Внаслідок різної щільності емітерних струмів, напруга  $U_{beI}$  менше, ніж  $U_{p-n}$ , тому виникає різницева напруга  $\Delta U_I$ , що викликає протікання струму  $I_I^*$  через резистор  $R_I^*$ . При цьому

$$\Delta U_I \approx \varphi_T \cdot \ln \left( \frac{I_{CS}}{5I_{CS}} \right) \approx -42 \text{ мВ}, \quad \text{а } I_I^* = \frac{\Delta U_I}{R_I^*}.$$

Сформований струм  $I_I^*$  подається на вхід ВС, з виходу якого витікає струм  $I_{CS} = \frac{U'_{p-n}}{R_I}$ , де  $U'_{p-n}$  напруга на переході база-емітер  $p-n-p$  транзистора Т1, а  $R_I$  — резистор, значенням якого можна масштабувати колекторний струм Т2. Слід зазначити, що фрагмент, зібраний на Т1, Т2 і  $R_I$  є модернізованою схемою Уілсона, вихідний опір якого наближається до  $r_c = r_{c\ p-n-p}^* \cdot \beta_{p-n-p}$ , тобто набагато більше ніж для першої схеми.

Температурний дрейф переходу база—емітер є від'ємним, тобто напруга  $U_{be}$  зменшується зі

збільшенням температури. При цьому, якщо струм, що протікає через перехід колектор—емітер зменшується, то температурний дрейф напруги  $U_{be}$  збільшується. Таким чином значення  $\Delta U_I$  зі зростанням температури також зростає, тому ТКС ГОС є додатним. Водночас, оскільки  $U'_{p-n}$  має від'ємний ТКС, то  $I_{CS}$  також буде мати від'ємний ТКС. Використовуючи комп'ютерне моделювання, можна, уточнюючи значення  $R_I$  та  $R_I^*$ , звести ТКС схеми до мінімуму. Графік функціональної залежності  $\Delta I_{out}(t^\circ)$  для цього випадку показано на рис. 2, крива II. У діапазоні  $-50...50^\circ\text{C}$   $\Delta I_{out}(t^\circ) \approx 9$  мкА, а відносна похибка внаслідок дрейфу задання  $I_{out} < 1\%$ .

Загальний вихідний опір схеми буде залежати від значення паралельного з'єднання опорів ГОС і ВС. При цьому, оскільки для ВС він буде значним (на рівні  $r_{c\ p-n-p}$ ), то пріоритетним є ГОС, а для нього

$$r_{out\ GRT} = r_{c\ n-p-n}^* \left( 1 + \frac{R_I^*}{\beta r_e + R_I^*} \cdot \beta_{n-p-n} \right) \approx r_{c\ n-p-n}^* \left( 1 + \frac{R_I^*}{r_e} \right).$$

Глибина додатного зворотного зв'язку для схеми (див. рис. 1б) буде залежати від співвідношення

$$\chi = \frac{R_I^*}{R_I^* + r_{e\ n-p-n}}.$$

Таким чином загальний вихідний опір дорівнюватиме

$$r'_{out} = r_{c\ n-p-n}^* \left( 1 + \frac{R_I^*}{r_e} \right) \left( 1 - \frac{r_{e\ n-p-n}}{R_I^* + r_{e\ n-p-n}} \right). \quad (2)$$

Якщо  $I_I^* = 0,5$  мА, то, підставляючи у (2) значення  $r_{c\ n-p-n}^* = 150$  кОм,  $r_{e\ n-p-n} = 52$  Ом,  $R_I^* = 87,5$  Ом, отримаємо  $r'_{out} \approx 270$  кОм. Точне значення можна отримати шляхом комп'ютерного моделювання.

Розглянемо *третій метод побудови термокомпенсованих ДОС*. Схема, що реалізує такий підхід містить такі ж вузли, як і у другому випадку, але ГОС має істотно більший внутрішній опір за рахунок реалізації його у вигляді гібридного підсилювача струму (рис. 1в). Для цього додатково використовується ще один транзистор Т4. ГОС зібраний за балансною схемою, що містить групу паралельно з'єднаних транзисторів Т5—Т9 та резистор  $R_I^*$ , який задає струм через них, а також резистор  $R_I$ , через який протікає струм з протилежним температурний коефіцієнтом. При цьому можна знайти таке співвідношення резисторів, за якого загальний температурний коефіцієнт буде нульовим. Залежність вихідного струму від температури для схеми (див. рис. 1в) показано на рис. 2, крива III.

Вихідний опір  $r_{out}$  буде визначатися паралельним з'єднанням  $r_{out\ GRC}$  та  $r_{out\ CS}$ , а також глибиною зворотного зв'язку  $\chi$ , при цьому

$$r_{out} = \frac{r_{out\ GRC} \cdot r_{out\ CS}}{r_{out\ GRC} + r_{out\ CS}} (1 - \chi),$$

$$\text{де } r_{out\ GRC} \approx \frac{1}{2} r_{c\ n-p-n}; \quad r_{out\ CS} \approx r_{c\ p-n-p}; \quad \chi \approx \frac{2r_{e\ n-p-n}}{R_I^* + 2r_{e\ n-p-n}}.$$

$$r_{out} = \frac{1}{2} \frac{r_{c\ n-p-n} \cdot r_{c\ p-n-p}}{r_{c\ n-p-n} + r_{c\ p-n-p}} \left( 1 - \frac{r_{e\ n-p-n}}{R_I^* + r_{e\ n-p-n}} \right). \quad (3)$$

Підставляючи відповідні значення змінних у (3), отримаємо  $r_{out} \approx 610$  кОм. Точне значення  $r_{out} = 622$  кОм можна отримати шляхом комп'ютерного моделювання.

Статичні характеристики розглянутих схем економічних термокомпенсованих двополюсних джерел постійного струму наведено в таблиці.

## Характеристики запропонованих джерел постійного струму

Схема	$U_{\text{min}}, \text{В}$	$I_{\text{out}}, \text{мА}$	$\Delta I_{\text{out}}(t^\circ), \text{мкА}$	$\delta I_{\text{out}}(t^\circ), \%$	$r_{\text{out}}, \text{кОм}$
1	2,0	1,004	5,05	0,5	94
2	2,3	1,007	9	0,9	161,7
3	2,8	1,007	3,14	0,3	622

Графіки залежності  $I_{\text{out}} = f(U_S)$  розглянутих схем показано на рис. 3

Слід зазначити, що на первинному етапі перевірки працездатності схеми можна обмежитися схемотехнічним аналізом у програмі MicroCAP. Це обумовлено тим, що фізичні моделі транзисторів, на яких зібрано схеми, детально відпрацьовані фірмою виробником Intersil [10], тому результат можна вважати достатньо вірогідним.

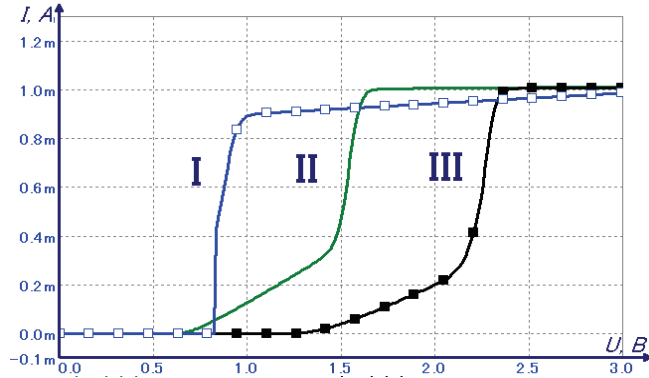


Рис. 3. Вольт-амперні характеристики розроблених джерел струму

## Висновки

1. Доведено, що запропоновані методи дозволяють створювати економічні термокомпенсовані двополюсні джерела постійного струму ДПС кільцевого типу з мінімальними напругами живлення, відповідно, 2,0 В, 2,3 В, 2,8 В.

2. У рамках запропонованих методів побудови двополюсних ДПС розглянуто базові схеми пристроїв, які забезпечують функціонування в широкому температурному діапазоні і можуть рекомендуватися як прецизійні.

3. Здійснено комп'ютерний схемотехнічний аналіз статичних характеристик наведених двополюсних ДПС, зокрема, внутрішніх опорів, температурного дрейфу, оцінено похибки їх функціонування в широкому температурному діапазоні. Доведено, що ці похибки є достатньо низькими ( $\delta I_{\text{вих}}(t^\circ) < 1\%$ ).

## СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Азаров О. Д. Аналого-цифрове порозрядне перетворення на основі надлишкових систем числення з ваговою надлишковістю : монографія / О. Д. Азаров. — Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2010. — 232 с.
2. Азаров О. Д. Двотактні підсилювачі постійного струму для багаторозрядних перетворювачів форми інформації, що самокалібруються : монографія / О. Д. Азаров, В. А. Гарнага. — Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2011. — 156 с.
3. А. С. 1256147, МПК H03F 3/45. Источник тока / А. Д. Азаров, В. Я. Стейскал, В. П. Марценюк, С. М. Шушляпин (СССР). — № 3863416/24-09 ; заявл. 04.03.1985 ; опубл. 07.09.1986 , Бюл. № 33. — 2 с. : черт.
4. А. С. 1397892, МПК G05F 1/56. Источник постоянного тока / А. Д. Азаров, В. Я. Стейскал, В. П. Волков, А. Е. Рафалюк (СССР). — № 4137865/24-07 ; заявл. 04.06.1986 ; опубл. 23.05.1988 , Бюл. № 19. — 4 с. : черт.
5. Горошков Б. И. Элементы радиоэлектронных устройств : справочник. — М. : Радио и связь, 1988. — 176 с. ил.
6. Джонс М. Х. Электроника — практический курс / М. Х. Джонс. — М. : Техносфера, 2013. — 512 с.
7. Шило В. Л. Линейные интегральные схемы в радиоэлектронной аппаратуре / В. Л. Шило — 2-е изд., перераб. и доп. — М. : Сов. радио, 1979. — 368 с. ил.
8. Аналоговые интегральные схемы: элементы, схемы, системы и применения / под ред. Дж. Коннели ; пер. с англ. Б. Н. Бронина и В. Г. Микуцкого ; под ред. М. В. Гальперина. — М. : Мир, 1977, 439 с.
9. Соклоф С. Аналоговые интегральные схемы / С. Соклоф ; пер. с англ. — М. : Мир, 1988. — 583 с., ил.
10. Технічний опис NFA3046/3096/3127/3128 Transistor Array SPICE Models: Application Note, Intersil, 1994. — 5 p.
11. Теоретичні основи комп'ютерних напівпровідникових електронних компонентів : навч. посіб. / О. Д. Азаров, В. А. Гарнага, Т. Г. Сапсай, В. П. Тарасенко. — Вінниця : ВНТУ, 2015. — 134 с.

Рекомендована кафедрою обчислювальної техніки ВНТУ

Стаття надійшла до редакції 20.02.2017

**Азаров Олексій Дмитрович** — д-р техн. наук, професор, декан факультету інформаційних технологій та комп'ютерної інженерії;

**Гарнага Володимир Анатолійович** — канд. техн. наук, доцент, доцент кафедри обчислювальної техніки, e-mail: garnaga.v@gmail.com ;

**Обертюх Максим Романович** — інженер кафедри обчислювальної техніки.

Вінницький національний технічний університет, Вінниця

**O. D. Azarov<sup>1</sup>**  
**V. A. Harnaha<sup>1</sup>**  
**M. R. Obertiukh<sup>1</sup>**

## The Temperature-Compensated Two-Pole DC Current Sources of Ring Type

<sup>1</sup>Vinnitsia National Technical University

*The article analyzes the proposed temperature-compensated bipolar DC power supplies, as well as analytical expressions that describe the principles of operation of such current sources. The results of analytical expressions have been confirmed by computer simulation of the proposed schemes.*

**Keywords:** circuit simulation, analytical expressions, temperature drift.

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

**Garnaga Volodymyr A.** — Cand. Sc. (Eng.), Assistant Professor, Assistant professor of the Chair of Computer Engineering, e-mail: garnaga.v@gmail.com ;

**Obertiukh Maksym R.** — Engineer of the Chair of Computer Engineering

**А. Д. Азаров<sup>1</sup>**  
**В. А. Гарнага<sup>1</sup>**  
**М. Р. Обертюх<sup>1</sup>**

## Термокомпенсированные двухполюсные источники постоянного тока кольцевого типа

<sup>1</sup>Винницкий национальный технический университет

*Осуществлен анализ предложенных термокомпенсированных двухполюсных источников постоянного тока, а также приведены аналитические выражения, описывающие принципы функционирования таких источников тока. Результаты расчетов на основе аналитических выражений подтверждены компьютерным моделированием предложенных схем.*

**Ключевые слова:** схемотехническое моделирование, аналитические выражения, температурный дрейф.

**Азаров Алексей Дмитриевич** — д-р техн. наук, профессор, декан факультета информационных технологий и компьютерной инженерии;

**Гарнага Владимир Анатолієвич** — канд. техн. наук, доцент, доцент кафедри вычислительной техники, e-mail: garnaga.v@gmail.com ;

**Обертюх Максим Романович** — инженер кафедры вычислительной техники