



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2024-22-4-46-54>

Оригинальная статья  
*Original paper*

УДК 621.382.8

## ФОРМИРОВАНИЕ И ТРАНСФОРМАЦИЯ ТЕРМОСТАБИЛЬНЫХ ТОКОВ ПОСРЕДСТВОМ СОСТАВНЫХ УНИПОЛЯРНЫХ И БИПОЛЯРНО-УНИПОЛЯРНЫХ СТРУКТУР ИНТЕГРАЛЬНОЙ СХЕМОТЕХНИКИ

В. Л. СВИРИД

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
(г. Минск, Республика Беларусь)*

*Поступила в редакцию 15.01.2024*

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2024  
Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2024

**Аннотация.** Исследуются трансформаторы (отражатели) токов на униполярных (полевых) транзисторах на предмет их эффективного применения в интегральной схемотехнике. Однако их широкое использование ограничено из-за ряда особенностей, на преодоление которых направлены данные исследования. Эти особенности связаны не только с геометрическим и электрическим факторами, но и с температурным. Обращено внимание на составные униполярные структуры, которые оказались эффективными для формирования термостабильных токов. Даны рекомендации схемного характера и произведена оптимизация питающего напряжения на предмет его минимизации при практической реализации данного режима. Для трансформации термостабильных токов предложены и проанализированы оригинальные схемные решения, пригодные для интегрального исполнения, на основе составных биполярно-униполярных структур, позволившие изменять эти токи как в большую, так и в меньшую сторону без заметного ухудшения их основных параметров.

**Ключевые слова:** интегральная схемотехника, формирование, трансформация, термостабильные токи, униполярные и биполярно-униполярные структуры.

**Конфликт интересов.** Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

**Для цитирования.** Свирид, В. Л. Формирование и трансформация термостабильных токов посредством составных униполярных и биполярно-униполярных структур интегральной схемотехники / В. Л. Свирид // Доклады БГУИР. 2024. Т. 22, № 4. С. 46–54. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2024-22-4-46-54>.

## FORMATION AND TRANSFORMATION OF THERMOSTABLE CURRENTS BY MEANS OF COMPOSITE UNIPOLAR AND BIPOLAR-UNIPOLAR STRUCTURES OF INTEGRATED CIRCUIT

VLADIMIR L. SVIRID

*Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)*

*Submitted 15.01.2024*

**Abstract.** Current transformers (reflectors) based on unipolar (field-effect) transistors are being studied for their effective use in integrated circuit technology. However, their widespread use is limited due to a number of features that these studies are aimed at overcoming. These features are associated not only with geometric and electrical factors, but also with temperature. Attention is drawn to composite unipolar structures, which turned out to be effective for the formation of thermostable currents. Recommendations of a circuit nature are given and the supply voltage is optimized to minimize it for the practical implementation of this mode. For the transformation of ther-

mostable currents, original circuit solutions suitable for integral execution, based on composite bipolar-unipolar structures, were proposed and analyzed, which made it possible to change these currents both up and down without noticeable deterioration of their basic parameters.

**Keywords:** integrated circuit engineering, formation, transformation, thermostable currents, unipolar and bipolar-unipolar structures.

**Conflict of interest.** The author declares that there is no conflict of interest.

**For citation.** Svirid V. L. (2024) Formation and Transformation of Thermostable Currents by Means of Composite Unipolar and Bipolar-Unipolar Structures of Integrated Circuit. *Doklady BGUIR*. 22 (4), 46–54. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2024-22-4-46-54> (in Russian).

## Введение

Трансформаторы (отражатели) тока на униполярных (полевых) транзисторах (ПТ) находят применение в интегральной схемотехнике [1] точно так же, как и диодно-транзисторные структуры (ДТС) на биполярных транзисторах (БТ). Однако их широкое использование ограничено из-за ряда недостаточно исследованных особенностей [2–4], методы преодоления которых представлены в данной статье. Эти особенности связаны не только с геометрическим и электрическим факторами, но и с температурным. Следует отметить, что температурный фактор в ДТС на БТ не используется из-за чрезвычайной сложности его контроля в технологическом процессе производства интегральных микросхем (ИС), а также из-за ничтожно малого градиента температуры в ответственных элементах ИС, достигаемого в этом процессе.

Рассмотрим ДТС на основе геометрического фактора, определяющего различие в формировании основных параметров ПТ: напряжения отсечки  $U_{зи.отс}$  и максимального тока стока  $I_{с.макс}$ . Остановимся на использовании электрического и температурного факторов для формирования и трансформации термостабильных токов на базе составных униполярных и биполярно-униполярных структур, актуальных для интегральной схемотехники, поскольку позволяют трансформировать данные токи как в большую, так и в меньшую сторону без заметного ухудшения их основных параметров.

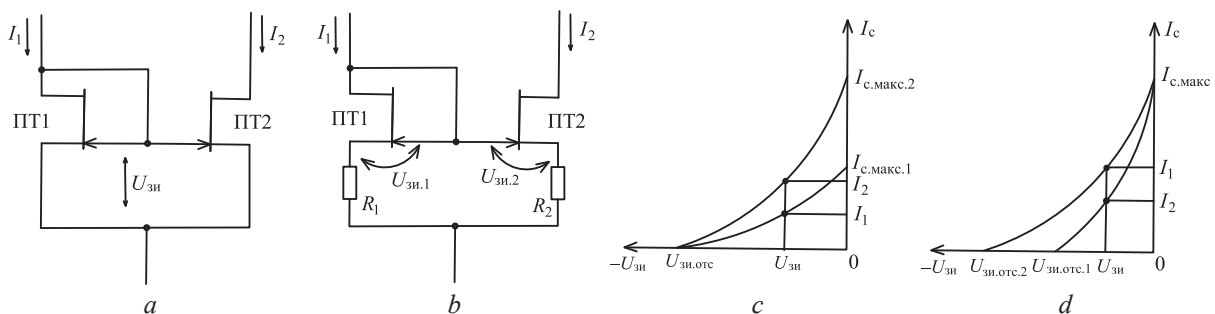
## Трансформация токов на основе униполярных диодно-транзисторных структур

Согласно [1], квадратическая аппроксимация сток-затворной характеристики ПТ имеет вид

$$I_c(U_{зи}) = I_{с.макс} \left( 1 - \frac{U_{зи}}{U_{зи.отс}} \right)^2. \quad (1)$$

На основании (1) представим в общем виде напряжение затвор-исток и рабочие токи, протекающие в ДТС (рис. 1, а) соответственно:

$$U_{зи} = U_{зи.отс} \left( 1 - \sqrt{I_c(U_{зи}) / I_{с.макс}} \right); \quad (2)$$



**Рис. 1.** Диодно-транзисторные структуры на полевых транзисторах на основе геометрического (а) и электрического (б) факторов и их сток-затворные характеристики

с идентичными напряжениями отсечки  $U_{зи.отс}$  (с) и максимальными токами стока  $I_{с.макс}$  (д)

**Fig. 1.** Diode-transistor structures based on field-effect transistors based on geometric (a)

and electrical (b) factors and their drain-gate characteristics

with identical cut-off voltages  $U_{zi.ots}$  (c) and maximum drain currents  $I_{c,max}$  (d)

$$I_1 = I_{с.макс1} \left( 1 - \frac{U_{зи}}{U_{зи.отс1}} \right)^2; \quad I_2 = I_{с.макс2} \left( 1 - \frac{U_{зи}}{U_{зи.отс2}} \right)^2, \quad (3)$$

где  $U_{зи}$  – напряжение затвор-исток;  $U_{зи.отс}$  – напряжение отсечки;  $I_{с.макс}$  – максимальный ток стока;  $I_1, I_2$  – входной и выходной токи соответственно;  $I_{с.макс1}, I_{с.макс2}$  – максимальный ток стока первого и второго ПТ соответственно.

На основании (3) с учетом (2) запишем отношение токов, протекающих в ДТС (рис. 1, а):

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{I_{с.макс2}}{I_{с.макс1}} \frac{\left[ 1 - \frac{U_{зи.отс1}}{U_{зи.отс2}} \left( 1 - \sqrt{\frac{I_1}{I_{с.макс1}}} \right) \right]^2}{\left[ 1 - \frac{U_{зи.отс1}}{U_{зи.отс1}} \left( 1 - \sqrt{\frac{I_1}{I_{с.макс1}}} \right) \right]^2} = \frac{I_{с.макс2}}{I_1} \left[ 1 - \frac{U_{зи.отс1}}{U_{зи.отс2}} \left( 1 - \sqrt{\frac{I_1}{I_{с.макс1}}} \right) \right]^2, \quad (4)$$

где  $U_{зи.отс1}, U_{зи.отс2}$  – напряжение отсечки первого и второго ПТ соответственно.

При использовании в ДТС полевых транзисторов с одинаковыми напряжениями отсечки ( $U_{зи.отс1} = U_{зи.отс2} = U_{зи.отс}$ ) (рис. 1, с) отношение токов (4) приобретает вид

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{I_{с.макс2}}{I_{с.макс1}}. \quad (5)$$

При идентичных максимальных токах стока ( $I_{с.макс1} = I_{с.макс2} = I_{с.макс}$ ) отношение токов (5) составит  $I_2/I_1 = 1$ . Такая ДТС является «отражателем тока» точно так же, как и ДТС на БТ при аналогичных условиях [1]. При равенстве только максимальных токов ПТ (рис. 1, d) отношение  $I_2/I_1$  вычисляется по (4). Сопротивление для тока  $I_1$  определяется в соответствии с законом Ома и учетом (2), а для  $I_2$  оценивается обратной величиной выходной проводимости  $g_{22}$  применяемого ПТ:

$$R_{I_1} = \frac{U_{зи}}{I_1} = \frac{U_{зи.отс1}}{I_1} \left( 1 - \sqrt{I_1 / I_{с.макс1}} \right); \quad (6)$$

$$R_{I_2} = 1 / g_{22(ПТ2)} = U_B / I_2, \quad (7)$$

где  $U_B$  – параметр, соответствующий обратной величине коэффициента модуляции длины канала, имеющий размерность вольт [В] и по своим свойствам адекватный напряжению Эрли БТ [1].

Если принять  $I_1 = I_2 = 1$  мА,  $U_{зи.отс} = -3$  В,  $I_{с.макс} = 9$  мА,  $U_B = 100$  В, то в соответствии с (6) и (7) получаем  $R_{I_1} = 2$  кОм, что заметно больше, чем в аналогичных условиях в ДТС на БТ, а  $R_{I_2} = 100$  кОм, что соизмеримо в той же ДТС [1]. Как видно, данная ДТС (рис. 1, а) действительно является трансформатором сопротивлений, так же, как и ДТС на БТ [1].

Диапазон изменения входных токов  $I_1$  ограничен максимальным током стока первого ПТ ( $I_1 \leq I_{с.макс1}$ ), выходных токов  $I_2$  – максимальным током стока второго ПТ ( $I_2 \leq I_{с.макс2}$ ), а диапазон трансформации токов  $I_2/I_1$  – соотношением (5), причем как в большую, так и в меньшую сторону. Произведем анализ аналогичной ДТС, работающей на основе электрического фактора (рис. 1, б), для которой запишем  $I_2 R_2 + U_{зи2} = I_1 R_1 + U_{зи1}$  или

$$I_2 R_2 = I_1 R_1 \left( 1 - \frac{\Delta U_{зи}}{I_1 R_1} \right), \quad (8)$$

где

$$\Delta U_{зи} = U_{зи2} - U_{зи1}. \quad (9)$$

На основании (8) запишем формулу

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{R_1}{R_2} \left( 1 - \frac{\Delta U_{зи}}{I_1 R_1} \right). \quad (10)$$

При выполнении условия  $I_1 R_1 \gg \Delta U_{зи}$  получаем

$$\left. \frac{I_2}{I_1} \right|_{I_1 R_1 \gg \Delta U_{зи}} = \frac{R_1}{R_2}. \quad (11)$$

Погрешность аппроксимации отношения токов  $I_2/I_1$  определим на основании сравнения соотношений (11) и (10)

$$\delta \frac{I_2}{I_1} = \frac{I_2/I_1|_{I_1 R_1 \gg \Delta U_{зи}}}{I_2/I_1} - 1 = \frac{1}{\frac{I_1 R_1}{\Delta U_{зи}} - 1}. \quad (12)$$

Поскольку одновременно использовать геометрической фактор нецелесообразно, при идентичных параметрах применяемых ПТ представим необходимую разность напряжений затвористок (9) на основании (2):

$$\Delta U_{зи} = \frac{-U_{зи.отс}}{\sqrt{I_{с.макс}}/I_1} \left( \sqrt{\frac{I_2}{I_1}} - 1 \right). \quad (13)$$

Подставляя (13) в (12), получим погрешность трансформации токов в удобном виде

$$\delta \frac{I_2}{I_1} = \frac{1}{\frac{R_1 \sqrt{I_1 I_{с.макс}}}{-U_{зи.отс} \left( \sqrt{I_2/I_1} - 1 \right)} - 1}. \quad (14)$$

При использовании прежних параметров ПТ ( $I_{с.макс} = 9$  мА,  $U_{зи.отс} = -3$  В) и ДТС ( $I_1 = 1$  мА,  $R_1 = 1$  кОм,  $I_2 = 9$  мА,  $R_2 = R_1 I_1 / I_2 = 111,1$  Ом (11)) погрешность (14) составит  $\delta \frac{I_2}{I_1} = -200$  %, а при обратном соотношении токов  $I_1 = 9$  мА,  $I_2 = 1$  мА, при которых  $R_1 = 111,1$  Ом,  $R_2 = 1$  кОм,  $\delta \frac{I_2}{I_1} \approx -66,7$  %. Как видно из цифровых данных, погрешность (14) слишком велика. В связи с этим трансформация токов за счет электрического фактора не является актуальной, поскольку связь токов с номиналами резисторов в ДТС нелинейна. Однако это не говорит о том, что электрический фактор следует игнорировать. Используя точные формулы (10) и (13), можно трансформировать токи (11) в необходимых пределах, а если применять одинаковые номиналы резисторов  $R_1 = R_2$  без трансформации токов  $I_1 = I_2$ , то погрешность (14) не образуется, так как  $\Delta U_{зи} = 0$  (13), а показатели ДТС на ПТ улучшаются. Сопротивление для тока  $I_1$  (6) увеличивается за счет последовательного включения номинала резистора  $R_1$ , а для  $I_2$  (7) – за счет последовательной по току отрицательной обратной связи (ООС) (Z-связь), образуемой резистором  $R_2$ :

$$g_{22(ПТ2)}^* = \frac{I_2}{U_B (1 + S_{(ПТ2)} R_2)}, \quad (15)$$

где  $S_{(ПТ2)}$  – крутизна ПТ2, определяемая по формуле [1]

$$S_{(ПТ2)} = \frac{2\sqrt{I_2 I_{с.макс}}}{-U_{зи.отс}}. \quad (16)$$

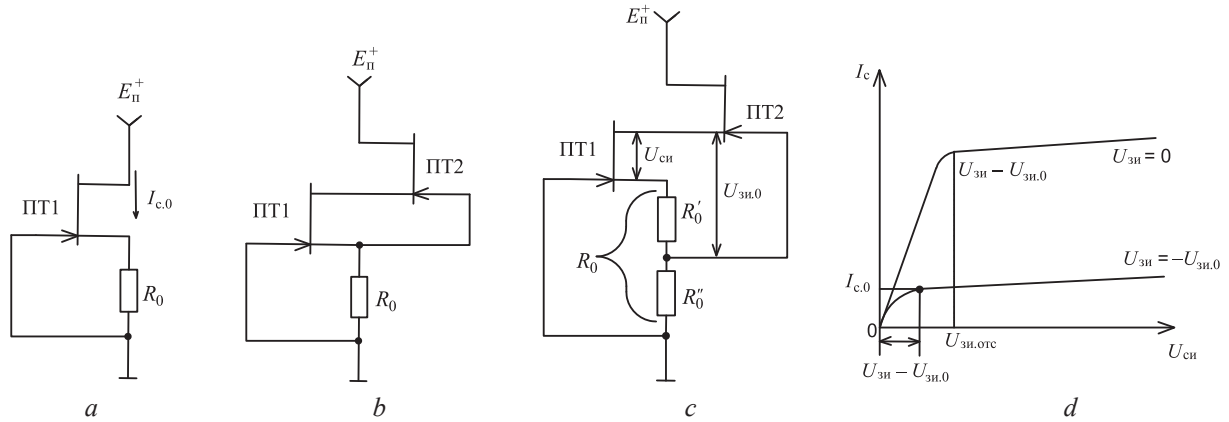
### Формирование термостабильных токов на основе составных униполярных структур

Генераторы стабильного тока (ГСТ) с термостабильным током получают на основе температурного фактора путем включения в цепь истока ПТ резистора  $R_0$  (рис. 2, а), номинал которого согласуют с координатами термостабильной точки (ТСТ) на сток-затворных характеристиках применяемых ПТ.

Координаты ТСТ для сток-затворных характеристик ПТ с каналом  $n$ -типа, представляемых в виде квадратической параболы (1), запишем на основании [1]:

$$U_{зи.0} = U_{зи.отс} - \frac{2\beta}{\alpha} = -(U_{зи.отс} + 0,66[\text{В}]); \quad (17)$$

$$I_{с.0} = I_c(U_{зи})|_{U_{зи} = U_{зи.0}} = \left[ \frac{2\beta}{\alpha} \right]^2 \frac{I_{с.макс}}{U_{зи.отс}^2} \approx 0,44 \frac{I_{с.макс}}{U_{зи.отс}^2} [\text{В}^{-2}], \quad (18)$$



**Рис. 2.** Полевые транзисторы в режиме термостабильного тока как двухполюсник (а) и составные структуры (b, c) и соответствующие данному режиму выходные характеристики (d)  
**Fig. 2.** Field-effect transistors in the thermostable current mode as a two-terminal network (a) and composite structures (b, c) and output characteristics corresponding to this mode (d)

где  $\beta$ ,  $\alpha$  – температурные коэффициенты, обусловленные соответственно контактной разностью потенциалов между затвором и каналом и относительной подвижностью носителей заряда в канале с усредненными значениями,  $\beta = -2,2$  мВ/°С и  $\alpha = \frac{2}{3}$  %/°С [1].

Номинал резистора  $R_0$  (рис. 2, а) определим с применением (17) и (18):

$$R_0 = \frac{-U_{зи.0}}{I_{c.0}} = \frac{-U_{зи.отс}}{I_{c.0}} \left( 1 - \sqrt{\frac{I_{c.0}}{I_{c.макс}}} \right). \quad (19)$$

При использовании ПТ с прежними параметрами ( $I_{c.макс} = 9$  мА,  $U_{зи.отс} = -3$  В) в соответствии с (17)–(19) получаем:  $U_{зи.0} = -2,34$  В,  $I_{c.0} = 0,44$  мА,  $R_0 = 5,32$  кОм. Свойства данного ГСТ, как источника термостабильного тока, целесообразно оценивать по величине реализуемого внутреннего сопротивления, которое определяется по модифицированной для данного случая формуле (15):

$$R_{i.ГСТ}^* = \frac{1}{g_{22}^*} = \frac{U_B}{I_{c.0}} F_0 = \frac{U_B}{I_{c.0}} (1 + S_0 R_0), \quad (20)$$

где  $F_0$ ,  $S_0$  – глубина ООС Z-типа, действующей в данной структуре, и крутизна сток-затворной характеристики ПТ в ТСТ соответственно.

Принимая во внимание (17) и (18), на основании (16) получаем:

$$S_0 = S(U_{зи.0}) = \frac{2\sqrt{I_{c.0}I_{c.макс}}}{-U_{зи.отс}} = \frac{I_{c.0}}{-\beta/\alpha} = \frac{I_{c.0}}{0,33[\text{В}]} \approx \frac{3I_{c.0}}{[\text{В}]}. \quad (21)$$

С учетом приведенных выше цифровых данных и напряжения  $U_B = 100$  В на основании (20) и (21) получаем  $S_0 = 1,33$  мА/В,  $F_0 = 8$  и расчетное внутреннее сопротивление термостабильного ГСТ  $R_{i.ГСТ} = 1,82$  МОм. Минимальное напряжение питания  $E_{п}^+$  относительно общей (заземляющей) шины для данной схемы (рис. 2, а), как видно из характеристик, представленных на рис. 2, d, должно превышать или быть равным  $-U_{зи.отс}$ :

$$E_{п}^+ = U_{си.мин} + I_{c.0}R_0 = (U_{зи.0} - U_{зи.отс}) - U_{зи.0} \geq -U_{зи.отс}, \quad (22)$$

где  $U_{си.мин}$  – минимальное напряжение, действующее между стоком и истоком ПТ:

$$U_{си.мин} \geq U_{зи.0} - U_{зи.отс}. \quad (23)$$

С учетом приведенных цифровых данных напряжения (22) и (23) составляют  $E_{п}^+ \geq 3$  В,  $U_{си.мин} \geq 0,66$  В. Для улучшения основного параметра ГСТ следует использовать составную

структуру (рис. 2, *b*), в которой в цепи истока ПТ2 вместо резистора  $R_0$ , как в исходной схеме на рис. 2, *a*, будет действовать динамическое внутреннее сопротивление  $R_{i,ГСТ}^*$  (20), реализуемое ГСТ на ПТ1 с тем же номиналом резистора  $R_0$ . Расчетное внутреннее сопротивление полученного таким образом ГСТ (рис 2, *b*) может быть определено по модифицированной для данного случая формуле [1]:

$$R_{i,ГСТ2}^* = \frac{1 + \left( \frac{I_{c,0}}{U_B} + \frac{S_0}{1 + R_{i,ГСТ}^* / R_{зи}} \right) R_{i,ГСТ}^*}{I_{c,0} / U_B}. \quad (24)$$

Учитывая ранее полученные цифровые данные параметров, входящие в (24), а также сопротивление затвор-исток применяемых ПТ  $R_{зи} = 10$  МОм, искомое расчетное внутреннее сопротивление ГСТ (рис. 2, *b*)  $R_{i,ГСТ2}^* = 465,66$  МОм, что примерно в 256 раз больше и лучше, чем в (20) в схеме на рис. 2, *a*. Минимальное напряжение питания схемы ГСТ (рис. 2, *b*) должно быть больше прежнего напряжения питания (22) на напряжение, действующее на резисторе  $R_0$ , т. е. на  $I_{c,0}R_0 = -U_{зи,0}$ :

$$E_{п.2}^+ = -(U_{зи,0} + U_{зи,отс}). \quad (25)$$

Для прежних цифровых данных напряжение (25) составляет  $E_{п.2}^+ \geq 5,34$  В. При таких условиях напряжение, действующее между стоком и истоком ПТ1, составит  $U_{си(ПТ1)} = -U_{зи,0(ПТ2)} = 2,34$  В, что больше допустимого напряжения (23) ПТ1 ( $U_{си,мин} \geq 0,66$  В), и это является более выгодным режимом работы последнего. Отмеченное позволяет при необходимости снизить общее питающее напряжение (25), если отсоединить затвор ПТ2 от истока ПТ1 и подключить его к части сопротивления  $R_0$ , как показано на рис. 2, *c*. При этом следует подобрать номинал верхней части  $R_0'$  резистора  $R_0$  так, чтобы напряжение на этой части резистора  $U_{R_0'} = I_{c,0}R_0'$  в сумме с минимально допустимым напряжением сток-исток ПТ1 (23) составляло требуемое напряжение  $U_{зи,0}$  для ПТ2:

$$I_{c,0}R_0' + U_{си,мин} = -U_{зи,0}. \quad (26)$$

На основании (26) с учетом (23) определяем номинал верхней части резистора  $R_0$

$$R_0' = \frac{-(U_{зи,0} + U_{си,мин})}{I_{c,0}} = \frac{-(2U_{зи,0} - U_{зи,отс})}{I_{c,0}}. \quad (27)$$

С использованием прежних цифровых данных параметров, входящих в (27), получаем  $R_0' = 3,818$  кОм с округлением в меньшую сторону до  $R_0' = 3,8$  кОм, что желательно для выполнения условия (23). Номинал нижней части резистора  $R_0$  при этом составит  $R_0'' = R_0 - R_0' = 1,52$  кОм. Образованное напряжение на нижней части резистора  $R_0U_{R_0''} = (-U_{зи,0} - I_{c,0}R_0')$ , которое с учетом (26) становится равным  $U_{R_0''} = U_{си,мин}$  (23), совместно с напряжением питания верхней части схемы на ПТ2, соответствующим (22), составит напряжение питания всей схемы (рис. 2, *c*):

$$E_{п.3}^+ = U_{си,мин} - U_{зи,отс}. \quad (28)$$

Минимальное напряжение (28), составляющее для прежних цифровых данных  $E_{п.3}^+ \geq 3,66$  В, заметно меньше прежнего напряжения питания (25)  $E_{п.2}^+ \geq 5,34$  В, что является весьма важным результатом. Что касается расчетного внутреннего сопротивления для данной схемы ГСТ, то оно практически не отличается от (24), так как  $R_{i,ГСТ}^+$  (20) существенно превышает сопротивление нижней части  $R_0''$  образцового резистора  $R_0$  и, следовательно, глубина ООС остается прежней. При реализации рассматриваемого ГСТ (рис. 2, *c*) и других (рис. 2, *a*, *b*) как в дискретном, так и в интегральном виде следует особое внимание обращать на точное выполнение общего номинала резистора  $R_0$ , так как от точности его исполнения существенно зависит точность установки формируемого тока  $I_{c,0}$  (18). При интегральном исполнении не исключена лазерная подгонка данного номинала, а при дискретном следует в состав резистора  $R_0$  включать многооборотный переменный резистор с той же целью.

Итак, рассмотренные ГСТ (рис. 2, *a–c*), формирующие термостабильные токи  $I_{c,0}$ , являются весьма эффективными. Но трансформация этих токов как в большую, так и меньшую сторону на основе ДТС на ПТ сопряжена с оговоренными выше трудностями. В связи с этим рассмотрим выполнение данной операции на основе составных биполярно-униполярных структур.

### Трансформация термостабильных токов на основе составных биполярно-униполярных структур

Для трансформации термостабильных токов предлагается использовать составные биполярно-униполярные структуры, представленные на рис. 3, состоящие из ГСТ на ПТ1 (рис. 3, *a*) или ПТ1 и ПТ2 (рис. 3, *b*) с резисторами  $R_0$ , формирующие токи  $I_{c,0}$ , и ДТС на БТ Т1, Т2 с резисторами  $R_1$  и  $R_2$ , трансформирующие исходные токи  $I_{c,0}$  в рабочие токи  $I_2$  в нужном соотношении. Введенный ПТ3 (рис. 3, *b*), в истоковой цепи которого находится БТ Т2 с резистором  $R_2$ , реализует термостабильный ток  $I_2$  с исключительно высоким внутренним сопротивлением. В данных структурах термостабильный ток  $I_{c,0}$  обеспечивается номиналом резистора  $R_0$  (19) с внутренним сопротивлением (20)  $R_{i,ГСТ}^*$  (рис. 3, *a*) или  $R_{i,ГСТ2}^*$  (24) (рис. 3, *b*), а его трансформация осуществляется посредством ДТС на БТ в соответствии с [1]:

$$\frac{I_2}{I_{c,0}} = \frac{R_1}{R_2}. \quad (29)$$

Сопротивления левой ветви структур состоят в основном из динамических сопротивлений  $R_{i,ГСТ}^*$  (20) и  $R_{i,ГСТ2}^*$  (24) соответственно для схем, представленных на рис. 3, *a, b*, с добавлением номинала резисторов  $R_1$ , которые, как правило, намного меньше указанных динамических сопротивлений ( $R_1 \ll R_{i,ГСТ}^* \ll R_{i,ГСТ2}^*$ ).

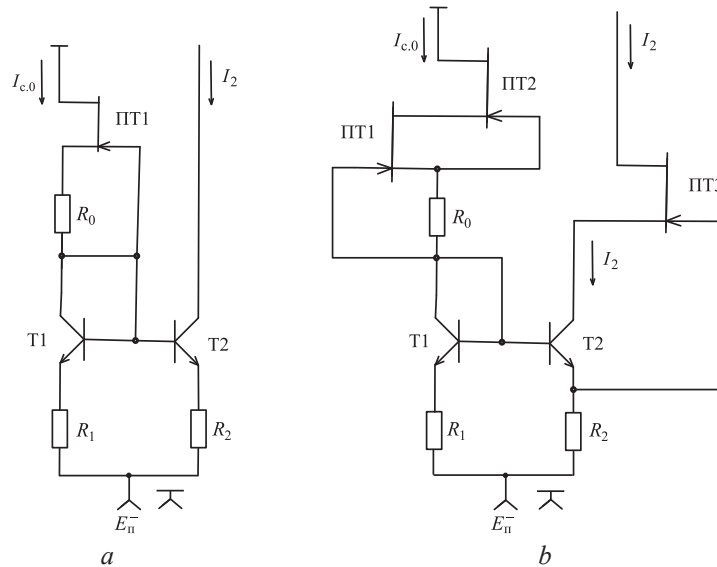


Рис. 3. Биполярно-униполярные структуры с термостабильными токами  
Fig. 3. Bipolar-unipolar structures with thermostable currents

Расчетная выходная проводимость транзистора Т2  $h_{22(T2)}^*$  для тока  $I_2$  (рис. 3, *a*) определяется по известной формуле [1], а расчетное внутренне сопротивление генератора тока  $I_2$  на ПТ3 – по модифицированной для данного случая формуле [1]:

$$R_{i,ГСТ(ПТ3)}^* = \frac{1 + \left( \frac{I_2}{U_B} + \frac{S_{(ПТ3)}}{1 + \frac{1}{h_{22(T2)}^*} / R_{зи}} \right) \frac{1}{h_{22(T2)}^*}}{I_2 / U_B}, \quad (30)$$

где  $S_{(ПТ3)}$  – крутизна сток-затворной характеристики ПТ3, в точности соответствующая (16).

Минимальное напряжение коллектор-эмиттер  $U_{кэ.мин}$  БТ Т2 в схеме (рис. 3, *b*), в точности соответствующее напряжению  $U_{зи}$  ПТЗ в рабочей точке, должно составлять, как и для других БТ (рис. 3, *a*),  $U_{кэ.мин} \geq 1$  В. И это условие накладывает ограничение на выбор основных параметров ПТЗ, прежде всего на напряжения  $U_{зи.отс}$  (рис. 1, *d*). Действительно, если основные параметры ПТЗ взять прежними ( $I_{с.макс} = 9$  мА,  $U_{зи.отс} = -3$  В) и выбрать ток  $I_2$ , равным десятикратному значению термостабильного тока ( $I_2 = 10I_{с0} = 4,4$  мА), то в соответствии с (2) напряжение затвор-исток составит всего  $U_{зи} = -0,9$  В, и, следовательно,  $U_{кэ.мин} = 0,9$  В, что оказывается недостаточным для эффективной работы БТ Т2 в активном режиме, и это требует изменения основных параметров ПТЗ:  $U_{зи.отс}$  или  $I_{с.макс}$  (рис. 1, *c, d*). Если выбрать для ПТЗ  $U_{зи.отс} = -5$  В при прежнем токе  $I_{с.макс} = 9$  мА, то в соответствии с (2) напряжение затвор-исток составит  $U_{зи} = -1,5$  В, и БТ Т2 при значении  $U_{кэ.мин} = -U_{зи} = 1,5$  В будет чувствовать себя комфортно.

Восполнить недостающее минимальное напряжение  $U_{кэ.мин}$  БТ Т2 при прежних параметрах ПТЗ ( $U_{зи.отс} = -3$  В,  $I_{с.макс} = 9$  мА) возможно, если затвор ПТЗ переместить с эмиттерной цепи БТ Т2 в его базовую цепь. При этом напряжение между коллектором и базой БТ Т2 будет соответствовать требуемому напряжению затвор-исток ПТЗ ( $U_{кб(Т2)} = U_{зи} = 0,9$  В), которое совместно с напряжением  $U_{бэ} = 0,6$  В составит то же минимальное напряжение  $U_{кэ.мин} = U_{кб(Т2)} + U_{бэ} = 0,9 + 0,6 = 1,5$  В. Как видим, такая операция не требует изменения напряжения  $U_{зи.отс}$  ПТЗ. Однако при этом несколько изменится в меньшую сторону расчетное внутреннее сопротивление  $R_{гст(ПТЗ)}^*$  (30). Но это изменение не будет существенным, поскольку сопротивление прямо смещенного эмиттерного перехода БТ Т2 совместно с номиналом резистора  $R_2$  намного меньше сопротивления коллекторного перехода данного транзистора [1]:  $(h_{11(Т2)} + R_2) \ll 1/h_{22(Т2)}$ . Для принятого тока  $I_2 = 4,4$  мА и  $R_2 = 1$  кОм в соответствии с [1] получаем  $h_{11(Т2)} = 596,8$  Ом и  $1/h_{22(Т2)} = 45,45$  кОм, что является весьма приемлемым.

Принимая во внимание отмеченный режим работы ПТЗ, основные и ранее рассчитанные параметры БТ и ПТ, а также  $R_1 = 10$  кОм, определим основные параметры рассматриваемых трансформаторов тока (рис. 3). В соответствии с (29) получаем сопротивление  $R_2 = I_{с0}R_1/I_2 = 1$  кОм, расчетную выходную проводимость БТ Т2 [1]  $h_{22(Т2)}^* = 2,266 \cdot 10^{-6}$  См, крутизну ПТЗ (16)  $S_{(ПТЗ)} = 4,2$  мА/В и внутреннее сопротивление генератора тока  $I_2$  (29)  $R_{гст(ПТЗ)}^* = 81,616$  МОм, что примерно в 5,7 раза меньше, чем в составной структуре на ПТ (рис. 2, *b*). При трансформации токов в обратную сторону данное различие приближается к единичному значению.

Рассмотренные отражатели тока (рис. 3) являются исключительно эффективными и могут быть широко использованы при проектировании микроэлектронной аппаратуры. Минимальные питающие напряжения отрицательной полярности, показанные на рис. 3, *a, b*, отличаются от установленных ранее (22) и (25) для схем на рис. 2, *a, b* на сумму напряжений  $U_{бэ}$  применяемых БТ и падений напряжений на резисторах  $R_1$  и  $R_2$  при протекании через них соответствующих токов  $I_1$  и  $I_2$ .

## Заключение

1. Проанализированы трансформаторы (отражатели) токов на полевых транзисторах с учетом не только геометрического и электрического факторов, но и температурного, весьма эффективного для формирования термостабильных токов на основе составных униполярных структур, позволивших существенно (в 256 раз) улучшить основной параметр (внутреннее сопротивление) получаемых таким образом источников тока.

2. Произведена оптимизация схемного решения генератора стабильного тока на предмет минимизации питающего напряжения, что является исключительно важным достижением для интегральной схемотехники.

3. Для трансформации термостабильных токов предложены и проанализированы оригинальные схемные решения, пригодные для интегрального исполнения, на основе составных биполярно-униполярных структур, позволившие изменить эти токи как в большую, так и в меньшую сторону без заметного ухудшения их основных параметров. Выработаны рекомендации схемного характера при практической реализации данного режима.



### Список литературы

1. Свирид, В. Л. Проектирование аналоговых микроэлектронных устройств / В. Л. Свирид. Минск: Белор. гос. ун-т информ. и радиоэлек., 2010.
2. Наундорф, У. Аналоговая электроника. Основы, расчет, моделирование / У. Наундорф. М.: Техносфера, 2008.
3. Шарапов, А. В. Аналоговая схемотехника / А. В. Шарапов. Томск: Томск. гос. ун-т систем управ. и радиоэлек., 2006.
4. Дуркин, В. В. Схемотехника аналоговых устройств / В. В. Дуркин, С. В. Тырыкин, Р. Ю. Белоруцкий // Новосибирск: Новосиб. гос. техн. ун-т, 2019.

### References

1. Svirid V. L. (2010) *Design of Analog Microelectronic Devices*. Minsk, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (in Russian).
2. Naundorf U. (2008) *Analog Electronics. Fundamentals, Calculation, Modeling*. Moscow, Technosphere Publ. (in Russian).
3. Sharapov A. V. (2006) *Analog Circuitry*. Tomsk, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (in Russian).
4. Durkin V. V., Tyrykin S. V., Beloruckij R. Yu. (2019) *Circuitry of Analog Devices*. Novosibirsk, Novosibirsk State Technical University (in Russian).

### Сведения об авторе

**Свирид В. Л.**, канд. техн. наук, доц., доц. каф. информационных радиотехнологий, Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники

#### Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,  
г. Минск, ул. П. Бровки, 6  
Белорусский государственный университет  
информатики и радиоэлектроники  
Тел.: +375 29 666-28-36  
E-mail: kafrtu@bsuir.by  
Свирид Владимир Лукич

### Information about the author

**Svirid V. L.**, Cand. of Sci., Associate Professor, Associate Professor at the Department of Information Radioengineering, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics

#### Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,  
Minsk, P. Brovki St., 6  
Belarusian State University  
of Informatics and Radioelectronics  
Tel.: +375 29 666-28-36  
E-mail: kafrtu@bsuir.by  
Svirid Vladimir Lukich