

# Два зеркала тока – удвоенный bandgap

Е.И. Старченко, И.В. Бариллов, М.В. Клименко

Институт сферы обслуживания и предпринимательства (филиал) федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего профессионального образования «Донской государственный технический университет» в г. Шахты Ростовской области, star@sssu.ru, barilov@sssu.ru

**Аннотация** — Целью исследования является разработка источников опорного напряжения, обладающих высокой температурной стабильностью. Задачами исследования являются анализ различных вариантов построения токовых зеркал и синтез на их основе новых схемотехнических реализаций источников опорного напряжения. Предлагаются схемы источников опорного напряжения, содержащие два включённых встречно токовых зеркала. Это позволяет совместить датчик ошибки с усилителем сигнала рассогласования, а также использовать устройство в качестве двухполюсника или опорного диода. Показано, что температурная стабильность опорного напряжения предложенных устройств достигается при значениях, близких к удвоенной ширине запрещенной зоны используемого полупроводника. Из предложенных схем источников опорного напряжения выбраны наиболее предпочтительные с точки зрения температурной стабильности и удобства реализации.

**Ключевые слова** — источник опорного напряжения; температурная стабильность; ширина запрещённой зоны.

## I. ВВЕДЕНИЕ

В данной работе исследуются возможности построения температурно-стабильных источников опорного напряжения (ИОН), выполненных в виде двухполюсников, что позволяет использовать их в качестве опорных диодов (стабилитронов). Анализируются оригинальные схемотехнические реализации ИОН, основанных на применении двух встречноключённых токовых зеркал и обеспечивающих температурную стабильность опорного напряжения, значение которого близко к удвоенной ширине запрещенной зоны используемого полупроводника.

## II. BANDGAP-ИОН

Задача построения температурно-стабильных ИОН на биполярных транзисторах в интегральном исполнении решается, как правило, путем суммирования токов или напряжений, обладающих противоположными значениями температурного дрейфа. Обычно в качестве напряжения, имеющего отрицательный температурный коэффициент, используется напряжение между базой и эмиттером работающего в активном режиме транзистора. А напряжение с положительным темпера-

турным коэффициентом может быть получено как разность напряжений база-эмиттер транзисторов, работающих при неодинаковых коллекторных токах, а, точнее, их плотностях [1]-[3].

В качестве примера таких ИОН можно привести получившие широкую известность схемы устройств, называемые диодом Видлара (рис. 1а) и ячейкой Брокау (рис. 1б). Обе эти схемы основаны на так называемом токовом зеркале Видлара (рис. 4б), в котором используются согласованные транзисторы (VT1 и VT2) в интегральном исполнении. Коэффициент передачи по току (отражения) такого зеркала в общем случае не равен единице, хотя сами токи могут быть равны. При этом площадь эмиттера транзистора VT1 должна быть меньше площади эмиттера транзистора VT2.

Температурная стабильность выходного напряжения для схем Видлара и Брокау достигается при значениях, близких к ширине запрещённой зоны (англ. bandgap). Поэтому подобные ИОН часто называются просто бандгапами. Пожалуй, вместо такого чрезмерного упрощения более уместно употребление англоязычного термина, что и сделано в названии данной статьи.

К недостаткам ИОН, основанных на схеме Брокау [3], относится сложность реализации, связанная с необходимостью использования операционного усилителя, требующего отдельного источника питания. Это затрудняет применение подобных ИОН в качестве двухполюсника (опорного диода).

Основным недостатком ИОН, основанных на диоде Видлара, является относительная сложность настройки, связанная с необходимостью выбора сопротивлений как минимум трёх резисторов [2]. В то же время добавление в схему дополнительных элементов (транзисторов в диодном включении) позволяет получить и удвоенное, и другое, кратное ширине запрещенной зоны, напряжение [2].

В связи с этим вызывает интерес исследование возможностей уменьшения количества резисторов настройки за счёт совмещения дополнительными элементами нескольких функций с целью получения напряжения, определяемого удвоенной шириной запрещенной зоны.

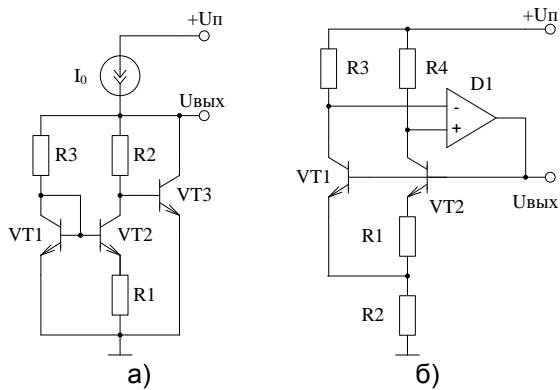


Рис. 1. Схемы источников опорного напряжения, определяемого шириной запрещённой зоны

### III. ОПОРНЫЙ ДИОД – УДВОЕННЫЙ BANDGAP

В представленных на рис. 2 схемах ИОН транзистор VT4 не только играет роль дополнительного диода, обеспечивающего получение напряжения (база-эмиттер) с известным температурным дрейфом, что ведёт к удвоению значения выходного напряжения, но и является элементом повторителя тока (VT3, VT4), обеспечивающего равенство входного и выходного токов зеркала Виллара (VT1, VT2, R1). Таким образом, введение в схему диода Виллара второго токового зеркала (повторителя тока VT4, VT5) позволяет не только получить удвоенное выходное напряжение bandgap-ИОНа («удвоенный bandgap»), но и выбрать значения сопротивлений резисторов R2 и R3 (рис. 2а) равными, либо вообще отказаться от третьего резистора, как это сделано в схемах рис. 2б,в.

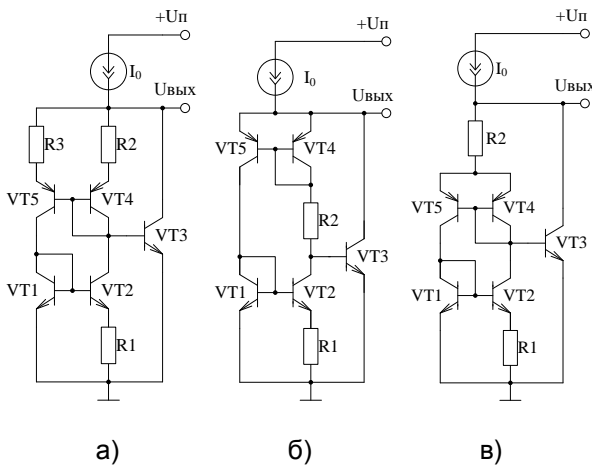


Рис. 2. «Удвоенный bandgap» – схемы опорных диодов, основанных на зеркале Виллара с повторителем тока

Можно показать [4, 5], что абсолютное изменение выходного напряжения, возникающее вследствие изменения режима работы транзисторов VT3 и VT4, как для всех схем рис. 2, так и для диода Виллара (рис. 1а) примерно одинаково. Следовательно, относительная статическая ошибка для схем «удвоенный bandgap» (рис. 2), оказывается вдвое меньше, чем у схемы рис. 1. Это подтверждают и представленные на рис. 3 резуль-

таты моделирования, отображающие зависимость выходного напряжения  $U$  для схем ИОН рис. 1а (линия out1a) и рис. 2а,б,в (out2a, out2b и out2c, соответственно) от температуры. При этом для удобства сравнения напряжение  $U$  (out1a) увеличено на 1.12 В.

Стоит отметить, что результаты моделирования для схем рис. 2а и 2в практически совпадают, а некоторое отличие для схемы рис. 2б объясняется, очевидно, изменением режима работы транзистора VT4, обусловленным конечностью сопротивления коллектор-база – увеличение напряжения коллектор-база на величину падения напряжения на резисторе R2 приводит к изменению коллекторного тока.

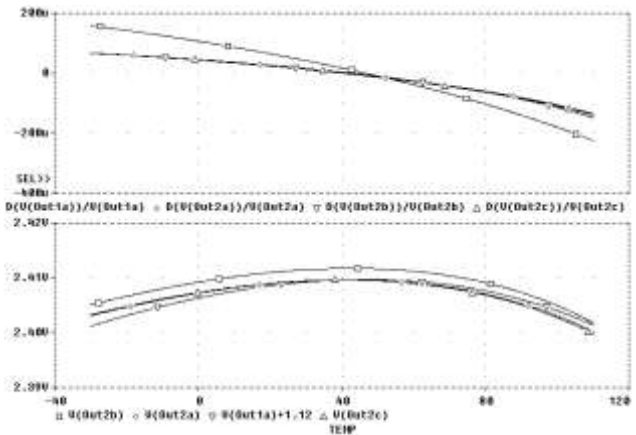


Рис. 3. Зависимость выходного напряжения ИОН (рис. 2) от температуры

Прежде, чем продолжить представление «удвоенных bandgap-ИОНов», проанализируем схему токового зеркала, представленного на рис. 4а, и её модификаций (рис. 4б-е), полученных исключением (закорачиванием) «лишних» резисторов.

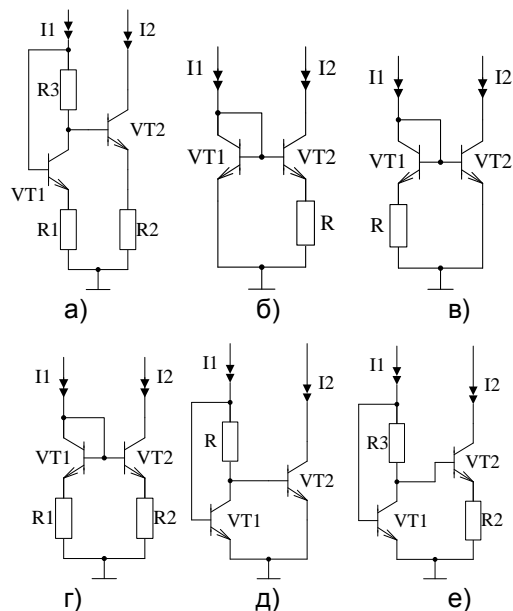


Рис. 4. Токовые зеркала, коэффициент отражения которых определяется соотношениями табл. 1

Нас будет интересовать зависимость соотношения входного и выходного тока от параметров схемы и температуры. Для начала выразим входной ток  $I_1$  и выходной ток  $I_2$  через базовые токи  $I_{B1}$  и  $I_{B2}$  транзисторов VT1 и VT2, соответственно:

$$I_1 = (\beta + 1) I_{B1} + I_{B2}, \quad (1)$$

$$I_2 = \beta I_{B2}, \quad (2)$$

где  $\beta$  – коэффициент передачи по току транзисторов VT1 и VT2 в схеме с общим эмиттером, который в дальнейшем при получении приближённых выражений будем считать много больше единицы, чтобы базовыми токами можно было пренебречь.

Дифференцируя выражения (1) и (2), можно определить зависимость приращения выходного тока  $\partial I_2$  от входного  $\partial I_1$  через приращения базовых токов  $\partial I_{B1}$  и  $\partial I_{B2}$ :

$$\frac{\partial I_2}{\partial I_1} = \frac{\beta \partial I_{B2}}{(\beta + 1) \partial I_{B1} + I_{B2}} = \frac{\partial I_{B2}}{\partial I_{B1}} \frac{1}{1 + \frac{1}{\beta} + \frac{\partial I_{B2}}{\beta \partial I_{B1}}} \approx \frac{\partial I_{B2}}{\partial I_{B1}}. \quad (3)$$

Приближенное равенство (3) получено в предположении, что справедливо неравенство  $\frac{\partial I_{B2}}{\partial I_{B1}} \ll \beta$ , хотя это может оказаться и не так.

Для получения более точной зависимости учтём взаимосвязь напряжений база-эмиттер  $U_{BЭ1}$  и  $U_{BЭ2}$  транзисторов VT1 и VT2 и падений напряжения  $U_1 - U_3$  на резисторах R1 – R3, соответственно:

$$U_{BЭ1} + U_1 = U_3 + U_{BЭ2} + U_2, \quad (4)$$

или

$$\varphi_T \ln \frac{I_{Э1}}{I_{S1}} + R_1 I_{Э1} = R_3 (\beta I_{B1} + I_{B2}) + \varphi_T \ln \frac{I_{Э2}}{I_{S2}} + R_2 I_{Э2}. \quad (5)$$

где  $\varphi_T = kT/q$  – температурный потенциал;  $k$  – постоянная Больцмана;  $T$  – абсолютная температура;  $q$  – заряд электрона;  $I_{Эi} = (\beta + 1) I_{Bi}$  – ток эмиттера  $i$ -го транзистора;  $I_{Si}$  – ток насыщения обратносмещенного  $p$ - $n$  перехода  $i$ -го транзистора, пропорциональный его площади  $S_i$ .

Дифференцируя (5), получим выражение, пригодное для определения коэффициента передачи (отражения) токового зеркала для приращений (3):

$$\frac{\partial I_{B2}}{\partial I_{B1}} = \frac{r_{Э1} + R_1 - \frac{\beta R_3}{\beta + 1}}{r_{Э2} + R_2 + \frac{R_3}{\beta + 1}} \approx \frac{r_{Э1} + R_1 - R_3}{r_{Э2} + R_2 + \frac{R_3}{\beta}}, \quad (6)$$

где  $r_{Эi} = \varphi_T / I_{Эi}$  – дифференциальное сопротивление эмиттера  $i$ -го транзистора.

Пренебрегая токами баз, выражение (5) можно привести к следующему виду:

$$\varphi_T \ln \frac{I_1 S_2}{I_2 S_1} = (R_3 - R_1) I_1 + R_2 I_2. \quad (7)$$

Анализируя выражения (3), (6) и (7) можно определить зависимость выходного тока от входного при заданных параметрах схемы либо наоборот, определить параметры элементов при заданном соотношении токов. Например, можно включить токовое зеркало в схему с обратной связью, обеспечивающей равенство входного и выходного токов. В этом случае выражение (7) значительно упростится:

$$\varphi_T \ln N = (R_3 + R_2 - R_1) I, \quad (8)$$

где  $N = S_2 / S_1$  – отношение площадей эмиттеров;  $I = I_1 = I_2$ , причём этот ток, как и  $\varphi_T$ , оказывается прямо пропорционален температуре.

Таким образом, зеркало Видлара, играя в схеме с обратной связью роль датчика разности входного и выходного токов, превращается в пропорциональный абсолютной температуре источник тока (PTAT – proportional to absolute temperature). Выражение (8) может также служить одним из критериев физической реализации такой схемы – при заданных соотношениях сопротивлений и площадей значение  $I$  должно быть положительным.

Учитывая (6) и (8) и предполагая, что  $\ln N \ll \beta$ , выражение (3) можно представить в следующем виде:

$$\frac{\partial I_2}{\partial I_1} = \frac{R_2 + (R_1 - R_3)(\ln N - 1)}{R_3 + R_2(\ln N + 1) - R_1}. \quad (9)$$

На рис. 4б-е представлены схемы токовых зеркал, являющихся частными случаями схемы рис. 4а. Соответствующие этим схемам выражения, вытекающие из (8) и (9), сведены в табл. 1.

Теперь представим продолжение ряда схем «двух-эмиттерный bandgap-ИОН» (рис. 5), также основанных на встречном включении двух токовых зеркал с разным коэффициентом отражения. Во всех этих ИОН встречновключённые зеркала представляют собой датчик ошибки, схемотехнически совмещённый с усилителем сигнала рассогласования и петлёй обратной связи.

Первые три схемы (рис. 5а-в) получены из схем рис. 2а-в путём взаимной перестановки входов и выходов повторителей тока на транзисторах VT4 и VT5. В результате чего выходное напряжение ИОН определяется суммой напряжений база-эмиттер транзисторов VT1 и VT5, а не VT3 и VT4. Транзистору VT3 остаётся только играть роль регулирующего элемента. Поэтому стоит ожидать того, что изменение напряжения  $U_{BЭ3}$  в меньшей степени влияет на выходное напряжение, и, следовательно, это должно привести к снижению неустойчивости выходного напряжения.

Анализ токовых зеркал, представленных на рис. 4б-е, в схеме с обратной связью, обеспечивающей равенство входного и выходного токов

Номер рисунка	Взаимосвязь параметров схемы	Соотношение площадей ( $\ln N$ )	Коэффициент отражения (передачи по току)
4б	$IR = \varphi_T \ln N$	$S_2 > S_1$ ( $\ln N > 0$ )	$\frac{\partial I_2}{\partial I_1} = \frac{1}{\ln N + 1}$
4в	$IR = \varphi_T \ln \frac{S_1}{S_2}$	$S_2 < S_1$ ( $\ln N < 0$ )	$\frac{\partial I_2}{\partial I_1} = \ln \frac{S_1}{S_2} + 1$
4г	$I(R_2 - R_1) = \varphi_T \ln N$ $R_2 > R_1$	$S_2 > S_1$ ( $\ln N > 0$ )	$\frac{\partial I_2}{\partial I_1} = \frac{R_2 + R_1(1 - \ln N)}{R_2(\ln N + 1) - R_1}$
4г	$I(R_1 - R_2) = \varphi_T \ln \frac{S_1}{S_2}$ $R_2 < R_1$	$S_2 < S_1$ ( $\ln N < 0$ )	$\frac{\partial I_2}{\partial I_1} = \frac{R_1 \left( \ln \frac{S_1}{S_2} + 1 \right) - R_2}{R_2 \left( \ln \frac{S_1}{S_2} - 1 \right) + R_1}$
4д	$IR = \varphi_T \ln N$	$S_2 > S_1$ ( $\ln N > 0$ )	$\frac{\partial I_2}{\partial I_1} = 1 - \ln N$
4е	$I(R_2 + R_3) = \varphi_T \ln N$	$S_2 > S_1$ ( $\ln N > 0$ )	$\frac{\partial I_2}{\partial I_1} = \frac{R_2 + R_3(1 - \ln N)}{R_2(\ln N + 1) + R_3}$

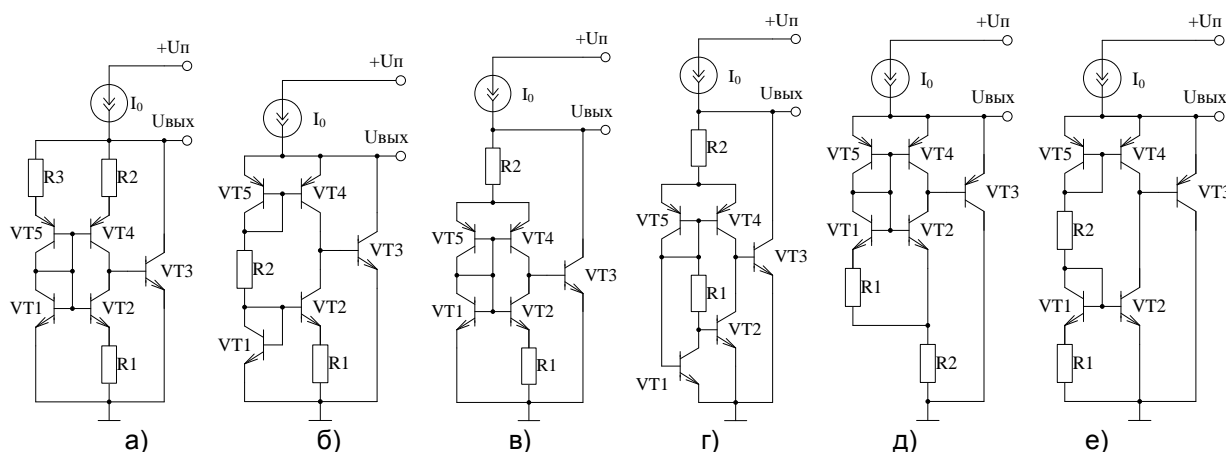


Рис. 5. Модификации схем опорных диодов, относящихся к разряду «удвоенный bandgap»

Для примера проанализируем схему, представленную на рис. 5в. Считая напряжения база-эмиттер  $U_{БЭ}$  транзисторов VT1 и VT5 равными, выходное напряжение для этой схемы можно определить следующим выражением:

$$U_{\text{ВЫХ}} = 2R_2 I + 2\varphi_T \ln \frac{I}{I_S} \quad (10)$$

Для дифференцирования этого выражения следует учесть соответствующие выражения табл. 1 и зависимость тока насыщения от температуры:

$$I_S = CT^3 \exp(-E/\varphi_T), \quad (11)$$

где  $C$  – постоянный коэффициент, определяемый технологией производства интегрального транзистора и пропорциональный площади p-n перехода;  $E$  – энергетическая ширина запрещенной зоны при абсолютном нуле, полученная линейной экстраполяцией от комнатной температуры к абсолютному нулю, равная для кремния 1,205 эВ.

При анализе подобных схем может оказаться полезной таблица 2, в которую сведены часто используемые выражения.

В результате дифференцирования (10), с учётом табл. 1 и 2, можно получить следующее выражение для приращения выходного напряжения:

Выражения для анализа влияния бесконечно малых приращений на исследуемые параметры

Дифференцируемый параметр (например, f)	Дифференциал параметра (например, $\delta f$ )	Эквивалентное выражение дифференциала (например, $f/f \delta f$ )
$\varphi_T$	$\frac{k}{q} \delta T$	$\varphi_T \frac{\delta T}{T}$
$\varphi_T \frac{\ln N}{R}$	$\frac{k}{q} \frac{\ln N}{R} \delta T$	$\varphi_T \frac{\ln N}{R} \frac{\delta T}{T}$
$I_S$	$\delta \left( CT^3 \exp \left( -\frac{E}{\varphi_T} \right) \right)$	$\left( 3 + \frac{E}{\varphi_T} \right) I_S \frac{\delta T}{T}$
$\ln I_S$	$\frac{\delta I_S}{I_S}$	$\left( 3 + \frac{E}{\varphi_T} \right) \frac{\delta T}{T}$
$U_{БЭ}$	$\ln \frac{I_{Э}}{I_S} \delta \varphi_T + \varphi_T \delta \ln \frac{I_{Э}}{I_S}$	$r_3 \delta I_{Э} + (U_{БЭ} - 3\varphi_T - E) \frac{\delta T}{T}$

$$\partial U_{ВЫХ} = (U_{ВЫХ} - 2(E + 2\varphi_T)) \frac{\delta T}{T}. \quad (12)$$

Из выражения (12) можно определить условие настройки, при котором достигается нулевая неустойчивость выходного напряжения по температуре.

$$U_{ВЫХ} = 2(E + 2\varphi_T). \quad (13)$$

Выражения (12, 13) оправдывают ожидание того, что  $U_{БЭ}$  практически не влияет на выходное напряжение, поэтому схемы рис. 5а,б,в обеспечивают более высокую стабильность выходного напряжения, чем схемы рис. 2. Это подтверждают и результаты моделирования, представленные на рис. 6, где схемам рис. 5а,б,в соответствуют линии Out5a, Out5b и Out5c.

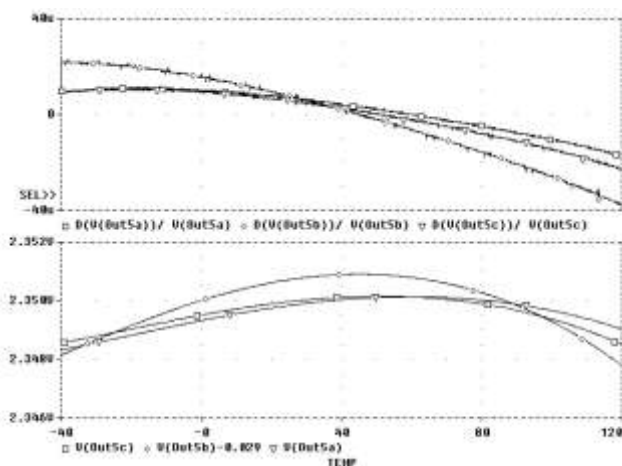


Рис. 6. Результаты моделирования ИОН (рис. 5а, 5б, 5в)

Можно отметить, что схемы рис. 5а и рис. 5в обеспечивают получение практически одинаковых результатов, но схема рис. 5в содержит только два, а не три резистора, причём сопротивление резистора R2, при

прочих равных параметрах, оказывается вдвое меньше, чем в схеме рис. 5а.

Некоторое отличие (30 мВ) значения выходного напряжения для схемы рис. 5б объясняется влиянием дифференциального сопротивления коллектор-база транзистора VT4, поскольку приложенное к нему напряжение примерно равно падению напряжения на резисторе R2, которое оказывается зависимым от режима работы схемы. В схемах же рис. 5а и рис. 5в это влияние минимизировано, поскольку напряжение коллектор-база транзистора VT4 примерно равно нулю.

Схемы ИОН, представленные на рис. 5д-е, отличаются тем, что в них используется регулирующий элемент VT3 другого типа проводимости, и, соответственно, выбираются иные параметры отражателя, а именно, соответствующие рис. 4в и табл. 1. Соответствующие результаты моделирования представлены на рис. 7.

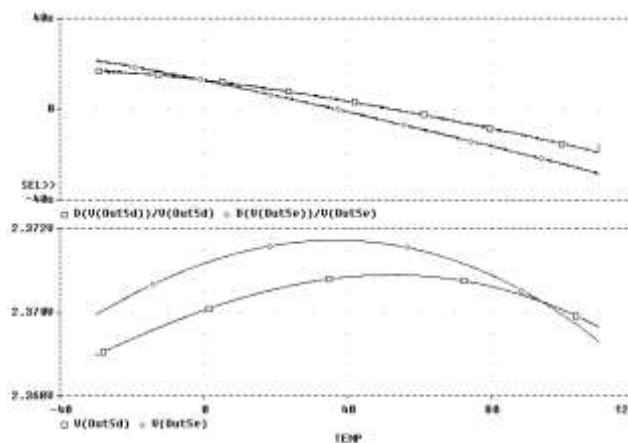


Рис. 7. Результаты моделирования ИОН (рис. 5д, 5е)

#### IV. УДВОЕННЫЙ BANDGAP-ИОН

Определённый интерес вызывают схемы ИОН, представленные на рис. 8а-в, в которых регулирующий элемент совмещён с источником тока на полевом транзисторе. Главным достоинством этих схем, по сравнению с представленными выше схемами опорных диодов, является отсутствие необходимости использования внешнего источника тока, так как его функции выполняет полевой транзистор VT3. Кроме того, замена регулирующего элемента, включенного параллельно нагрузке, на управляемый источник тока ведёт к повышению коэффициента полезного действия. Недостатком является технологическая сложность реализации требуемых параметров полевого транзистора.

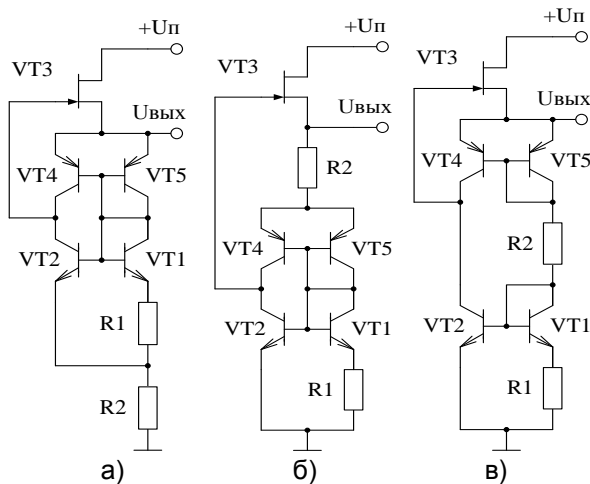


Рис. 8. Схемы ИОН, относящиеся к разряду «удвоенный bandgap»

Максимального коэффициента стабилизации стоит ожидать от схемы рис. 8а, так как минимальному напряжению затвор-исток соответствует максимальная крутизна и, следовательно, петлевое усиление. Соответствующие результаты моделирования, подтверждающие это ожидание, представлены на рис. 9 (схеме рис. 8а соответствуют линии с обозначением out1, рис. 8б – out2 и рис. 8в – out3). Однако эта же схема оказывается очень критична к выбору начального тока стока, от которого зависит и без того малый диапазон регулировки (изменение напряжения затвор-исток не превышает напряжения база-эмиттер).

Схема рис. 8б менее критична к выбору начального тока стока, но из-за увеличения напряжения затвор-исток уменьшается крутизна транзистора VT3, что ведёт к снижению петлевого усиления и ухудшению точностных показателей ИОН.

Наиболее приемлемым вариантом среди схем рис. 8а-в стоит считать представленную на рис. 8в, так как она сочетает в себе возможность получения максимальной крутизны полевого транзистора с расширенным диапазоном регулировки тока нагрузки.

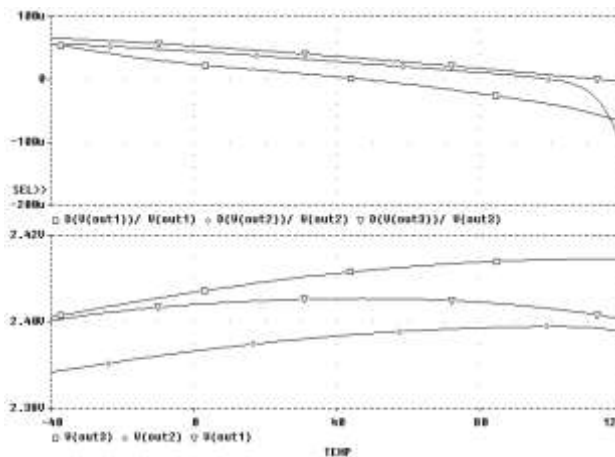


Рис. 9. Результаты моделирования ИОН (рис. 8а, 8б, 8в)

#### V. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, на основе двух встречновключённых зеркал можно создавать термостабильные ИОН, в которых источник опорного тока РТАТ совмещён с усилителем сигнала рассогласования, а выходное напряжение определяется удвоенной шириной запрещённой зоны.

Из предложенных в данной работе схем опорных диодов наиболее предпочтительным с точки зрения температурной стабильности и удобства реализации оказывается схема, представленная на рис. 5в. А из схем ИОН, в которых регулирующий элемент совмещён с источником тока на полевом транзисторе, наиболее предпочтительной оказывается вариант, представленный на рис. 8в.

#### ПОДДЕРЖКА

Статья подготовлена по проекту № 8.374.2014/К Госсзаданию Минобрнауки РФ № 2014-2016гг.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Старченко Е.И., Бариллов И.В., Кузнецов П.С. Способ компенсации составляющих второго порядка температурной погрешности источников опорного напряжения на основе ширины запрещённой зоны кремния // Известия Южного федерального университета. Технические науки. 2012. Т. 127. № 2. С. 99-105.
- [2] Соклоф С. Аналоговые интегральные схемы: Пер. с англ. М.: Мир, 1988.
- [3] Adrian P. Brokaw U.S. Patent 4250445. Band-gap voltage reference with curvature correction. Feb. 10, 1981.
- [4] Бариллов И.В., Старченко Е.И., Кузнецов П.С. Источники опорного напряжения, определяемого удвоенной шириной запрещённой зоны // Актуальные проблемы техники и технологии: сборник научных трудов / редкол.: Л.А. Каплин [и др.]. Шахты: ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2012. С. 139-143.
- [5] Патент 2488874 RU, C1, МПК G05F 1/56; H03F1/30 (2006.01). Источник опорного напряжения, определяемого удвоенной шириной запрещённой зоны / Бариллов И.В., Старченко Е.И., Кузнецов П.С. ; Опубл. 27.07.2013, Бюл.№21.