

Подставляя (2) в (1) получаем:

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{БЭ},6} + \frac{R_1}{R_2} \varphi_T \ln N. \quad (3)$$

Для определения условий, при которых температурный дрейф выходного напряжения ИОН будет равен нулю, дифференцируем (3) по температуре и приравниваем производную нулю:

$$\frac{\partial U_{\text{ВЫХ}}}{\partial T} = \frac{\partial U_{\text{БЭ}}}{\partial T} + \frac{R_1}{R_2} \frac{\varphi_T}{T} \ln N = 0 \quad (4)$$

После этого, предположив, что температурный дрейф напряжения база-эмиттер постоянный и равный, например, -2 мВ/К, определяют требуемое отношение сопротивлений резисторов R1 и R2.

Результат моделирования ИОН, выполненного по схеме рисунка 1, приведен на рисунке 2. В качестве моделей использовались компоненты аналогового БМК, выпускаемого НПО «Интеграл», г. Минск [5].

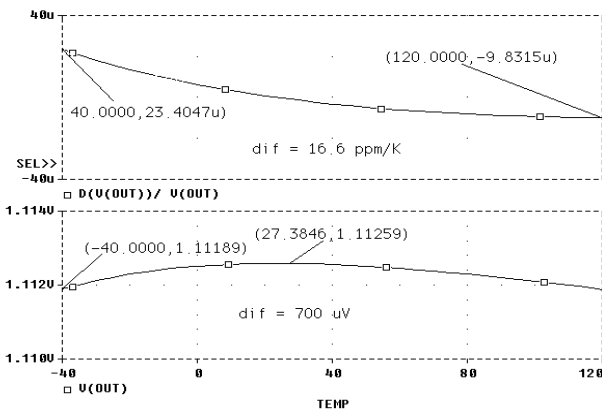


Рис. 2. Зависимость выходного напряжения от температуры (нижний график) и его относительного температурного дрейфа (верхний график) для схемы рисунка 1

Эти графики показывают, что нулевая температурная стабильность достигается только в одной точке, так как все расчеты были выполнены в предположении, что температурный дрейф напряжения база-эмиттер постоянен во всем диапазоне температур.

Такие же результаты будут и для других подобных схем – «диода Видлара», схемы Брокау и так далее [4]

Так как из графиков, приведенных на рисунке 2, видно, что линейная составляющая температурного дрейфа выходного напряжения ИОН скомпенсирована, то доминирующей составляющей является второй порядок температурной зависимости.

III. КОМПЕНСАЦИЯ СОСТАВЛЯЮЩИХ ТЕМПЕРАТУРНОГО ДРЕЙФА ВЫХОДНОГО НАПЯЖЕНИЯ ИОН ВЫСОКИХ ПОРЯДКОВ

Более точная компенсация температурного дрейфа выходного напряжения ИОН возможна, например, с использованием дополнительных каналов, как показано на рисунке 3 [2, 3 и 6].

В сущности, и в схеме рис. 3а и в схеме рис.3б использован один и тот же принцип: с помощью делителя напряжения на резисторах R1, R2 (рис.3а) или R2, R3 (рис. 3б) формируется пороговое напряжение, которое удерживает транзистор VT1 в состоянии отсечки до того момента, пока под воздействием температуры порог отпираания транзистора понизится. Возникающий ток создает дополнительное падение напряжения на резисторе R3 (R4), которое суммируется с выходным напряжением ИОН и обеспечивает возрастание напряжения при росте температуры. Следовательно, ИОН первоначально должен иметь заведомо отрицательный определенный температурный дрейф, чтобы результирующий дрейф выходного напряжения ИОН был минимальным в диапазоне температур.

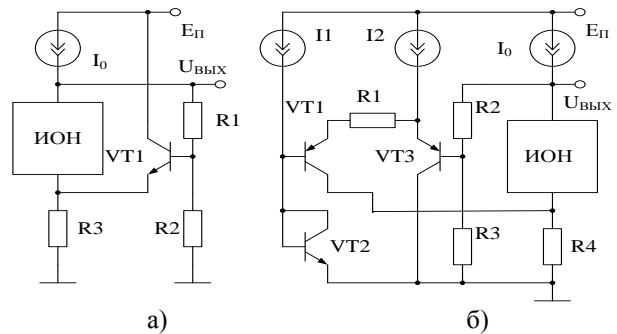


Рис. 3. Использование дополнительных каналов компенсации температурного дрейфа выходного напряжения ИОН

Несмотря на свою простоту схема ИОН (рис. 3а) достаточно сложна для анализа. Параметрический синтез ее элементов проще осуществить при компьютерном моделировании. Цепи компенсации, использованные в ИОН рисунка 3б, могут быть подвергнуты точному анализу, но схема достаточно сложна и предъявляет повышенные требования к стабильности источников тока I1 и I2. Именно температурная стабильность токов этих источников и определит результирующий эффект дополнительной компенсации.

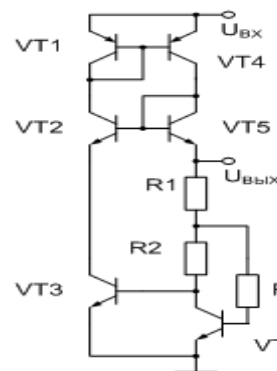


Рис. 4. ИОН с цепью компенсации составляющих температурного дрейфа второго порядка

Ниже предлагается способ компенсации составляющих температурного дрейфа второго порядка выходного напряжения ИОН, основанный на использовании температурной зависимости коэффициента усиления тока базы транзистора.

Модернизируем схему рисунка 1, как показано на рисунке 4.

Для этой схемы в выражении, описывающем поведение выходного напряжения, в отличие от (4), появляется составляющая падения напряжения на резисторе R3:

$$U_{ВЫХ} = U_{БЭ.6} + I_0 R_1 + I_{Б.6} R_3, \quad (5)$$

где $I_{Б.6}$ – ток базы транзистора VT6.

В отличие от ранее рассмотренного, ток I_0 в данном случае определится из соотношения:

$$U_{БЭ.6} + I_{Б.6} R_3 - I_0 R_2 = U_{БЭ.3}. \quad (6)$$

Поскольку при равенстве токов эмиттеров транзисторов VT3 и VT6 можно считать, что $I_{Б.6} \approx I_0 / \beta$, из выражения (6) следует:

$$I_0 = \frac{\Delta U_{БЭ.3.6}}{R_2 - \frac{R_3}{\beta}} \approx \frac{\varphi_T \ln N}{R_2}, \quad (7)$$

поскольку, как можно показать, $\beta R_2 \gg R_3$ при достаточно большом коэффициенте усиления тока базы β .

Тогда выражение (6) можно представить как

$$U_{ВЫХ} = U_{БЭ.6} + \frac{R_1}{R_2} \varphi_T \ln N + \frac{R_3 \varphi_T}{R_2 \beta} \ln N. \quad (8)$$

С учетом того, что зависимость коэффициента усиления тока базы транзистора можно представить как [7]:

$$\beta = \beta_0 \left(\frac{T}{T_0} \right)^{\frac{3}{2}} \quad (9)$$

где T – абсолютная температура; β_0 – коэффициент усиления тока базы при комнатной (номинальной) температуре T_0 .

Подставляя выражение (9) в (8), получаем:

$$U_{ВЫХ} = U_{БЭ.6} + \frac{R_1}{R_2} \varphi_T \ln N + \frac{R_3 k \sqrt{T_0^3}}{R_2 q \beta_0 \sqrt{T}} \ln N, \quad (10)$$

где k – постоянная Больцмана; q – заряд электрона.

Два первых слагаемых в правой части выражения (10) представляют собой обычную компенсацию линейной составляющей температурного дрейфа напряжения база-эмиттер, а третье слагаемое обеспечивает компенсацию составляющих температурного дрейфа второго порядка.

Для определения условий отсутствия температурного дрейфа выходного напряжения ИОН продифференцируем выражение (10) по температуре и приравняем производную нулю:

$$\frac{\partial U_{ВЫХ}}{\partial T} = \frac{\partial U_{БЭ.6}}{\partial T} + \frac{R_1}{R_2} \frac{k}{q} \ln N - \frac{R_3 k \sqrt{T_0^3}}{R_2 q \beta_0 \sqrt{T^3}} = 0 \quad (11)$$

Решая уравнение (11), найдем действительные корни T_1 и T_2 . Далее, для определения сопротивления резисторов R1, R2 и R3 потребуем выполнения следующих условий:

$$\begin{cases} U_{ВЫХ}(T_{МИН}) = U_{ВЫХ}(T_2) \\ U_{ВЫХ}(T_{МАКС}) = U_{ВЫХ}(T_1) \end{cases}, \quad (12)$$

где $U_{ВЫХ}(T_{МИН})$, $U_{ВЫХ}(T_{МАКС})$ – выходное напряжение ИОН при минимальной и максимальной температуре диапазона, соответственно; $U_{ВЫХ}(T_1)$, $U_{ВЫХ}(T_2)$ – выходное напряжение ИОН, соответствующее экстремумам функции (10).

Результаты моделирования ИОН, выполненного по схеме рисунка 4, приведены на рисунке 5.

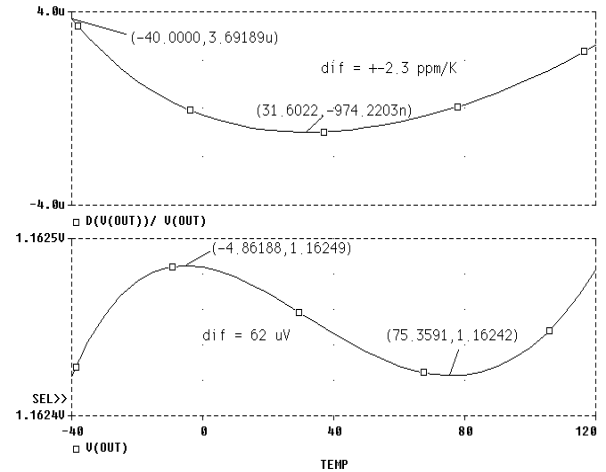


Рис. 5. Зависимость выходного напряжения от температуры (нижний график) и его относительного температурного дрейфа (верхний график) для схемы рисунка 4

Кривая зависимости выходного напряжения от температуры имеет явно выраженный третий порядок. Причем, в сравнении с ИОН, выполненным по схеме рисунка 1, максимальное отклонение выходного напряжения в диапазоне температур не превышает 62 мкВ, что более чем в 10 раз лучше, чем в первоначальном варианте, а средний относительный температурный дрейф не превышает $\pm 2,3$ ppm/K.

Рассмотренный способ компенсации прекрасно работает и в других схемных конфигурациях, например, в такой, которая приведена на рисунке 6.

Разность напряжений база-эмиттер в этом случае формируется с помощью дифференциального каскада на транзисторах VT1, VT2, VT4 и VT5, в котором полевые транзисторы являются как токозадающими, так и балансными элементами [8], [9] и [10]. Транзисторы VT3, VT6 и VT8, по сути, представляют токоразностный каскад (усилитель Нортона). При рассогласовании площадей эмиттеров транзисторов VT1 и VT4 для выравнивания токов плечей дифференциального каскада на резисторе R2 необходимо создать дополнительное падение напряжения. В этом случае ток, протекающий через него, будет пропорционален температуре. То есть, реализуется основная идея «видлароподобных» схем ИОН [1], [6].

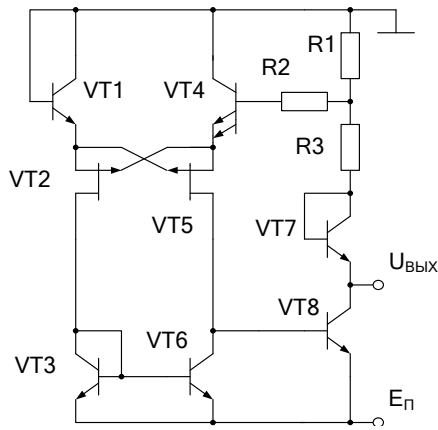


Рис. 6. ИОН отрицательной полярности

Для выходного напряжения схемы ИОН рисунка 6 можно записать:

$$U_{ВЫХ} = U_{БЭ,7} + \frac{\varphi_T (R_2 + R_3)}{R_2} \ln N + \frac{I_B R_1 (R_2 + R_3)}{R_2} =$$

$$= U_{БЭ,7} + \frac{\varphi_T (R_2 + R_3)}{R_2} \ln N + \frac{I_{ДК} R_1 (R_2 + R_3)}{\beta R_2} \quad (13)$$

где $U_{БЭ,7}$ – напряжение база-эмиттер транзистора VT7; I_B – ток базы транзистора VT1; $I_{ДК}$ – ток плеча дифференциального каскада, равный начальному току стока полевого транзистора.

Поскольку начальный ток стока полевого транзистора слабо зависит от температуры, выражение (13) по своему виду аналогично выражению (10), поэтому при соответствующем выборе параметров элементов схемы вид зависимости выходного напряжения от температуры будет аналогичным.

Результаты моделирования ИОН, выполненного по схеме рисунка 6, приведены на рисунке 7.

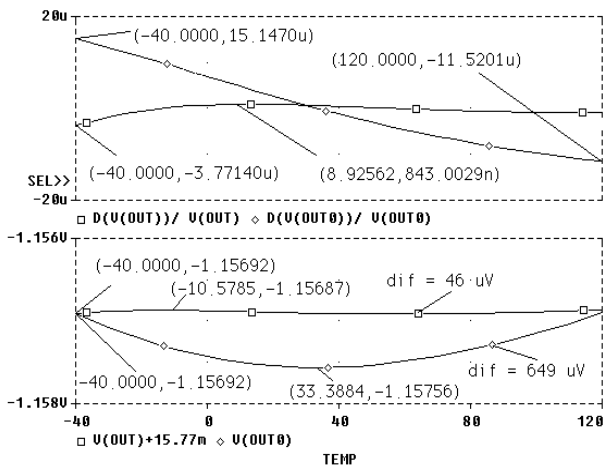


Рис. 7. Результаты сравнительного моделирования схемы ИОН рисунка 6

Для сравнения на рисунке 7 приведены зависимости изменения выходного напряжения от температуры при сопротивлении $R_1 = 0$ (кривая \diamond) и для оптималь-

ного значения сопротивления (кривая \square). Выигрыш в абсолютной стабильности выходного напряжения при использовании дополнительной коррекции достигает 14, относительный температурный дрейф не превышает 3,8 ppm/K, что в 4 раза лучше. Кроме того, ИОН (рис.6), выполненный на компонентах АБМК [5], обладает повышенной радиационной стойкостью, так как не содержит транзисторов pnp-типа [9].

В качестве примера, иллюстрирующего возможность применения предлагаемого способа компенсации составляющих температурного дрейфа второго порядка, приведена еще одна схема ИОН (рис. 8).

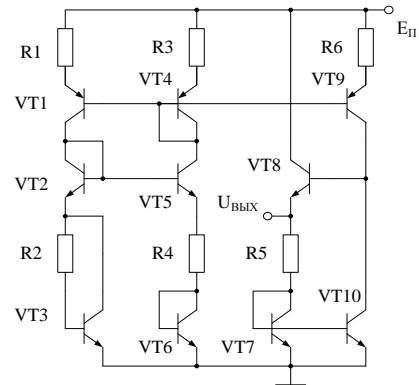


Рис. 8. ИОН, иллюстрирующий возможность применения температурной коррекции в схемах, содержащих РТАТ

Ток, изменяющийся пропорционально изменению температуры, формируется с помощью транзисторов VT3, VT6 и резистора R4. Выходное напряжение схемы определяется суммой падений напряжения на резисторе R5 и переходе база-эмиттер транзистора VT7. Резистор R2 формирует дополнительное напряжение, которое, как и в ранее рассмотренных схемах ИОН, обратно пропорционально корню квадратному из абсолютной температуры, чем и достигается компенсация составляющих второго порядка температурного дрейфа выходного напряжения.

Результаты моделирования, подтверждающие работоспособность метода и в этом случае, приведены на рисунке 9.

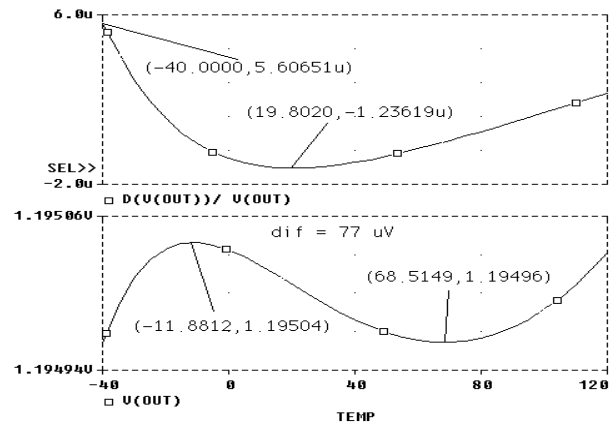


Рис. 9. Зависимость выходного напряжения (нижний график) и относительного температурного дрейфа (верхний график) для ИОН, выполненного по схеме рисунка 8

Особого рассмотрения требует вопрос о чувствительности данного способа к разбросу параметров элементов. Очевидно, что чувствительность к номиналам резисторов, устанавливающих требуемый температурный дрейф источника тока типа РТАТ высока, как и в любых схемах ИОН на основе ширины запрещенной зоны кремния, причем, что вполне очевидно, чем выше абсолютная стабильность выходного напряжения, тем выше чувствительность к условиям настройки.

К сожалению, Spice-подобные программы не позволяют проводить статистический анализ при изменении температуры, однако для такого параметра, как коэффициент усиления тока базы можно исследовать изменение выходного напряжения для наилучшего и наихудшего случая.

На рисунке 10 приведена зависимость выходного напряжения ИОН схемы рисунка 8 при изменении статического коэффициента усиления тока базы транзистора на $\pm 5\%$. Абсолютное значение выходного напряжения в этом случае меняется – на $\pm 1,4$ мВ, что в сравнении с абсолютной температурной стабильностью довольно существенно. Однако относительная температурная стабильность остается достаточно высокой – в пределах ± 5 ppm/K.

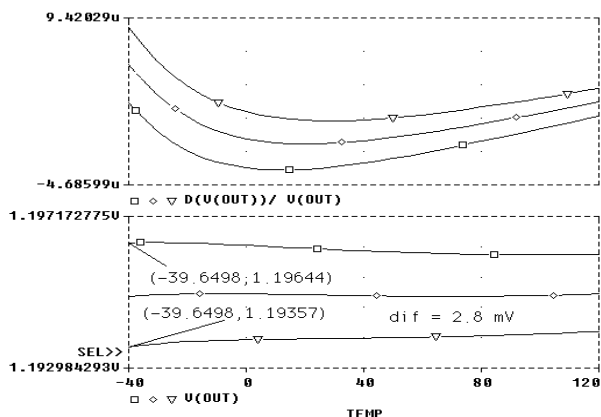


Рис. 10. Зависимость изменения выходного напряжения ИОН при вариации β

Обычно от ИОН не требуется высокая нагрузочная способность, но, например, в некоторых измерительных схемах она нужна. В этом случае может оказаться полезной схема ИОН, приведенная на рисунке 11 [11].

Как и в ранее рассмотренных схемах ИОН, компенсация составляющих температурного дрейфа второго порядка обеспечивается за счет резистора R4 (рис. 11).

Но, поскольку коллекторный ток транзистора VT3 обеспечивает положительную обратную связь по току нагрузки, выходное напряжение такого ИОН более стабильно при изменении сопротивления нагрузки.

Условие выбора сопротивлений резисторов в повторителе тока, через который осуществляется обратная связь, может быть выбрано из условия равенства нулю выходного сопротивления ИОН:

$$\frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{\Delta I_H} = \frac{\beta_3 R_1 - I}{(S_2 + S_7)(\beta_3 + I)(\beta_5 + I)} = 0, \quad (14)$$

где ΔI_H – приращение тока нагрузки; β_i – коэффициент усиления тока базы i -того транзистора; S_i – крутизна передачи i -того транзистора.

Следовательно, при выполнении условия:

$$\frac{\beta_3 R_6}{R_1} - I = 0$$

выходное сопротивление ИОН обращается в нуль.

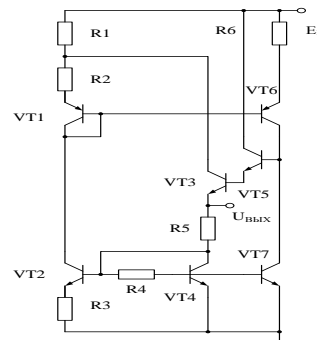


Рис. 11. ИОН, обладающий повышенной стабильностью выходного напряжения при изменении температуры и тока нагрузки

Кроме того, необходимо соблюдение еще одного очевидного условия: $R_1 + R_2 = R_6$, так как влиянием тока коллектора транзистора VT3 на статический режим работы схемы можно пренебречь.

Результаты моделирования схемы ИОН (рис.11) приведены на рисунках 12 и 13.

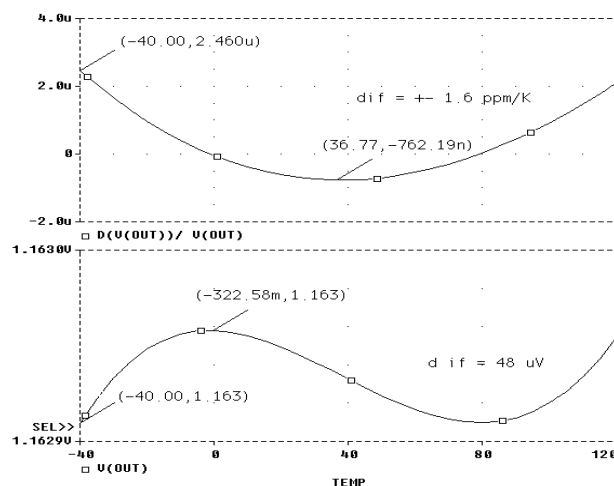


Рис. 12. зависимость выходного напряжения ИОН (рис. 11) от температуры

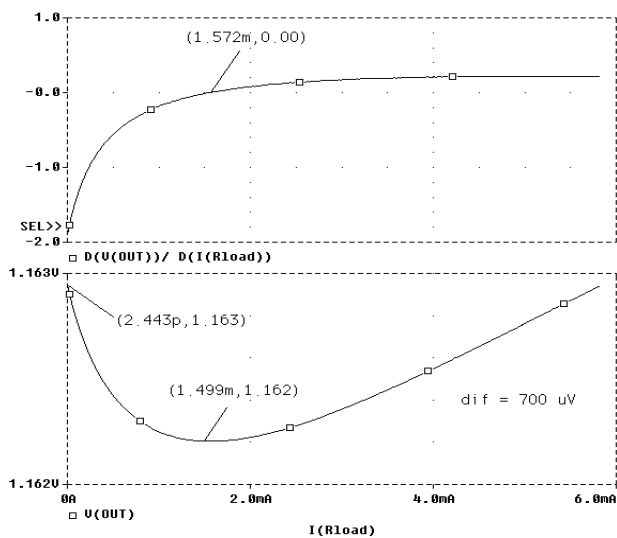


Рис. 13. Зависимость выходного напряжения схемы ИОН (рис. 11) при изменении тока нагрузки

Выходное напряжение схемы ИОН имеет весьма малый относительный температурный дрейф и абсолютное отклонение в диапазоне температур $\pm 1,6$ ppm/K и 48 мкВ, соответственно.

В диапазоне изменения тока нагрузки от нуля до 6 мА выходное напряжение ИОН меняется не более, чем на 700 мкВ, что также является неплохим показателем для источников опорного напряжения. Что касается наличия участка с отрицательным сопротивлением, то можно показать (см. (14), что знаменатель схемной функции выходного сопротивления при выборе соответствующих постоянных времени с помощью корректирующих конденсаторов будет представлять собой классическую функцию второго порядка. Таким образом, схема ИОН будет устойчива при скачкообразных изменениях тока нагрузки.

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотренный в настоящей работе способ компенсации составляющих температурного дрейфа второго порядка выходного напряжения в ИОН на основе ширины запрещенной зоны кремния является действенным средством повышения абсолютной стабильности и относительного температурного дрейфа и предоставляет разработчику большие возможности в создании высокостабильных ИОН.

Предлагаемый способ повышения температурной стабильности ИОН при решении некоторых технологических проблем, связанных с подгонкой резисторов, позволит изготавливать микросхемы, способные работать в аналого-цифровых преобразователях с разрядностью более 16.

Проведенные исследования показали, что данный способ применим практически в любых известных схемных конфигурациях ИОН, выполненных на биполярных транзисторах и может быть использован в любых новых схемотехнических решениях, когда резуль-

тирующее выходное напряжения ИОН определяется суммой напряжения база-эмиттер транзистора и падением напряжения на резисторе, обусловленном током, имеющим прямо пропорциональную зависимость от температуры.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Widlar R.J. New development in voltage regulators / R.J. Widlar // Journal of Solid-State Circuit. Feb. 1971. Vol. SC-6. № 2. P. 2-7.
- [2] Старченко Е.И. Источники опорного напряжения на основе АБМК // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем – 2010. Сб. трудов / под общ. ред. академика РАН А.Л. Стемпковского. М.: ИППМ РАН, 2010. С. 559-564.
- [3] Capici S.V. Dand-Gap Regulator Circuit for Producing Voltage Reference. US Patent Number 6118264. Sep. 12, 2000.
- [4] Старченко Е.И. Стабилизаторы напряжения с компенсационно-параметрическими каналами: монография / Е.И. Старченко. Шахты: ГОУ ВПО ЮРГУЭС, 2009.
- [5] Дворников О.В. Аналоговый биполярно-полевой БМК с расширенными функциональными возможностями / О.В. Дворников, В.А. Чеховской // Chip News. 1999. № 2. С. 21-23.
- [6] Старченко Е.И. Способ компенсации составляющих второго порядка температурной погрешности источников опорного напряжения на основе ширины запрещенной зоны кремния / Е.И. Старченко, И.В. Бариллов, П.С. Кузнецов // Известия ЮФУ. Технические науки. Тематический выпуск «Методы и средства адаптивного управления в электроэнергетике». Таганрог: изд-во ТТИ ЮФУ, 2012. № 1. С. 78-86.
- [7] Разевиг В.Д. Система сквозного проектирования электронных устройств DesingLab 8.0. М.: СОЛОН-Р, 2003.
- [8] Старченко Е.И. Особенности схемотехники операционных усилителей, стойких к воздействию потока нейтронов // Микропроцессорные аналоговые и цифровые системы: проектирование и схемотехника, теория и вопросы применения: материалы III Международ. научно-практической конференции. Новочеркасск: ЮРГТУ (НПИ), 2003. С. 19-23.
- [9] Прокопенко Н.Н. Схемотехника широкополосных усилителей в расширенном базисе N-P-N биполярных и P-канальных полевых транзисторов / Н.Н. Прокопенко, Н.В. Ковбасюк // Проблемы современной аналоговой микросхемотехники: Труды международного научно-практического семинара. Шахты: ЮРГУЭС, 2002. С. 94-105.
- [10] Старченко Е.И. Схемотехника стабилизаторов напряжения, стойких к воздействию потока нейтронов // Известия ЮФУ. Технические науки. Тематический выпуск «Актуальные проблемы производства и потребления электроэнергии». Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2009. № 5(94). С. 108-116.
- [11] Старченко Е.И. Архитектура интегральных стабилизаторов напряжения с нулевым выходным сопротивлением // Известия ЮФУ. Технические науки. Тематический выпуск «Методы и средства адаптивного управления в электроэнергетике». Таганрог: изд-во ТТИ ЮФУ, 2010. № 1(102). С. 70-78.