

## Особенности температурной стабилизации в схемах с биполярными транзисторами

СМИРНОВ В.П.

Рассмотрена температурная нестабильность преобразователя напряжения в ток ( $N$ - $I$ -преобразователь), реализуемого на базе известной схемы «зеркало тока»; такой преобразователь часто используется для формирования сигнала обратной связи в схемах преобразователей мощности. Нестабильность проявляется в изменениях с температурой напряжения база-эмиттер  $U_{be}(T)$  и входного тока  $I_{c1}(T)$ . Классический подход к температурной стабилизации выходного тока преобразователя состоит в выборе подходящего значения и знака температурного коэффициента сопротивления входного резистора для компенсации температурных изменений входного тока  $I_{c1}(T)$   $U$ - $I$ -преобразователя. Представлен способ температурной стабилизации, реализуемый без использования компенсации путем прямого воздействия на форму стабилизируемой температурной зависимости  $I_{c2}(T)$  со стороны резистора в цепи эмиттера входного транзистора или резисторов в цепях обоих эмиттеров. Синтез параметров резисторов, формирующих требуемую форму  $I_{c2}(T)$ , проводится в процессе итерационных симуляций в среде LTspice/SwitcherCAD-III от обоснованных начальных приближений. Наиболее простым и стабильным по температуре оказывается предложенный  $U$ - $I$ -преобразователь, названный «зеркало напряжения», в котором входной ток практически не участвует в формировании выходного тока.

Ключевые слова:  $U$ - $I$ -преобразование, температурная компенсация, температурная стабилизация, «зеркало тока», «зеркало напряжения»

Схема «зеркало тока» (ЗТ) на биполярных транзисторах (БПТ) широко используется в интегральной и дискретной электронике в качестве источника тока, часто получаемого преобразованием входного напряжения ( $U$ - $I$ -преобразование). В схеме простого ЗТ (рис. 1) через транзистор  $Q_1$  протекает основная часть входного тока  $I_1$ , коллекторный ток транзистора  $Q_2$   $I_{c2}$ , является выходным током ЗТ. Такая особенность, как стабильный выходной ток значением от долей до десятков мА, достаточно часто встречается в  $U$ - $I$ -преобразователях цепи обратной связи преобразователей мощности, выполненных на дискретных элементах. Предполагаемое условие реализации таких преобразователей – наличие пары транзисторов с согласованными пара-

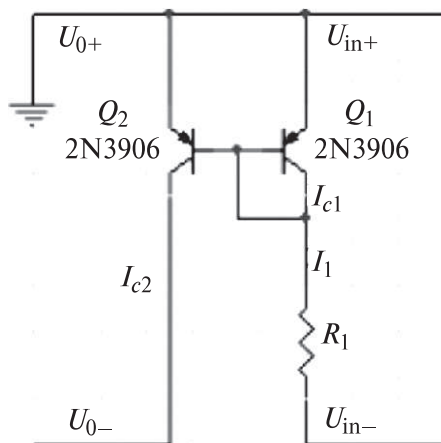


Рис. 1. Схема простого «зеркала» тока с БПТ

метрами. Такое условие реально достижимо при использовании интегральной технологии изготовления таких пар (например, MM3D3906 и MM3D3904 от Diodes Inc.).

Базовая теория [1] трактует свойства ЗТ в условиях, когда входной ток  $I_1$  сформирован внешним источником стабильного тока, и анализирует факторы, которые дестабилизируют коэффициент передачи  $I_{c2} / I_1$ , например, изменение напряжения питания  $U_0$ .

Для нас более интересен вариант на рис. 1, где входной ток формируется под действием источника входного напряжения  $U_{in}$  и резистора  $R_1$ , а  $U_0$  – это источник питания.

**Температурная нестабильность  $U$ - $I$ -преобразования, прямая компенсация.** В схеме рис. 1 выполняется начальное преобразование  $U_{in}$  в  $I_1$  и его значение

$$I_1 = \frac{U_{in} - U_{be}}{R_1} \quad (1)$$

приобретает зависимость от температуры  $T$  из-за характерной для БПТ линейной зависимости  $U_{be}(T)$ . При постоянстве коэффициента передачи  $I_{c2} / I_1$  относительные значения температурных изменений входного тока  $I_1$  отражаются «зеркалом» тока в такие же изменения выходного тока  $I_{c2}$ . Указанная зависимость от температуры присутствует во всех простых схемах ЗТ (схемы Widlar, Wilson и др.) и отсутствует только в схемах self-biasing [1], в которых за счет значительного ус-

ложнения схемы ликвидировано явно выраженное преобразование  $U_{in}$  в  $I_1$ .

Реальное значение указанной нестабильности можно оценить, если вычислить частную производную (1) по температуре:

$$\frac{\partial I_1}{\partial T} = \frac{1}{R_1} \frac{\partial U_{be}}{\partial T} - \frac{1}{R_1^2} \frac{\partial R_1}{\partial T} (U_{in} - U_{be}). \quad (2)$$

Согласно (2) изменения тока при изменениях температуры являются следствием изменения  $U_{be}$  и изменения сопротивления  $R_1$  с температурой. Изменение  $U_{be}(T)$  происходит с постоянным градиентом около  $-2\text{мВ}/^\circ\text{C}$ , градиент изменения  $R_1(T)$  зависит от температурного коэффициента сопротивления (Temperature Coefficient of Resistivity)  $\text{TGR}_1 = \frac{1}{R_1} \frac{\partial R_1}{\partial T}$ , который задан в отн. ед. на  $1^\circ\text{C}$ .

Принято считать изменения  $U_{be}(T)$  основной причиной температурной нестабильности. Выделим ее, приняв  $\text{TGR}_1 = 0$  и линейный характер рассматриваемых изменений. Изменения  $\Delta I_1$  в рабочем интервале  $\Delta T$  принято относить к току  $I_{1n}$  при нормальной температуре:

$$I_{1n} = \frac{U_{in} - U_{ben}}{R_1}. \quad (3)$$

В результате относительное изменение тока и градиент этого изменения в диапазоне  $\Delta T$ :

$$\Delta I_1 |_{\text{rel}} = \frac{\Delta I_1}{I_{1n}} = - \frac{\Delta U_{be}}{(U_{in} - U_{ben})}; \quad (4)$$

$$\frac{\Delta I_1}{\Delta T} |_{\text{rel}} = - \frac{\Delta U_{be} / \Delta T}{U_{in} - U_{ben}}. \quad (5)$$

Представление конечных изменений параметров в отн. ед. очень удобно для сравнительных оценок. Общепринято представление в [ppm]\* после умножения относительных значений результатов вычисления на  $1E+6$  или в процентах после умножения на  $1E+2$ . Упомянутый параметр TCR и градиент изменения тока в интервале  $\Delta T$  обычно задают в [ppm/°C].

Примем величины  $\Delta T = 170^\circ\text{C}$ ,  $U_{ben} = 630\text{ мВ}$  и  $\Delta U_{ben} / \Delta T = -1,82\text{ мВ}/^\circ\text{C}$ . Тогда в случае  $U_{in} = 5\text{ В}$  получим полное изменение тока от изменения  $\Delta U_{be}$  в рабочем интервале температур 70900 ppm, т.е. около 7%. В рассматриваемой схеме коэффициент передачи  $I_{c2} / I_1$  мало отличается от единицы и все сделанные оценки «отражаются» в  $I_{c2}$  и  $\Delta I_{c2}$ .

Рассмотрим реальную нестабильность входного и выходного токов ЗТ с учетом  $\text{TCR}_1$ .

Согласно (2) условия, при которых нестабильность нулевая, описываются уравнением

$$\frac{1}{R_1^2} \frac{\partial R_1}{\partial T} (U_{in} - U_{be}) = - \frac{1}{R_1} \frac{\partial U_{be}}{\partial T},$$

решение которого в линейном приближении позволяет представить оптимальные условия нулевой нестабильности в форме:

$$\text{TCR}_{1opt} = - \frac{\Delta U_{be}}{\Delta T} / (U_{in} - U_{be}). \quad (6)$$

Согласно (6) и (5) выбор  $R_1$  с положительным TCR, численно равным относительному градиенту изменения входного тока ЗТ с температурой, обеспечит условия для полной прямой компенсации температурной нестабильности в простой схеме ЗТ. Более того, требуемое значение TCR не зависит от значения выходного тока, формируемого «зеркалом», а зависит только от значения преобразуемого входного напряжения  $U_{in}$ .

Используя выражение (5) и приняв в качестве допустимого полное изменение тока в интервале рабочих температур  $\Delta T = 170^\circ\text{C}$  не более 1,5% (15000 ppm), можно вычислить значение  $U_{in} \geq 20\text{ В}$  как границу, ниже которой есть основания беспокоиться о температурной нестабильности  $U-I$ -преобразования в интервале  $\Delta T$ .

Справедливость изложенного была проверена в эксперименте, отдельные опыты которого выполнялись как симуляции схем ЗТ в вычислительной среде Linear Technology LTspice/SwitcherCAD-III. На рис. 2,а представлены результаты симуляции в диапазоне  $-50 \div +120^\circ\text{C}$  выходного тока  $I_{c2}$  и на-

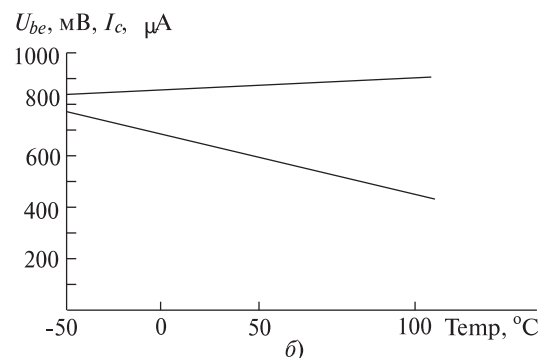
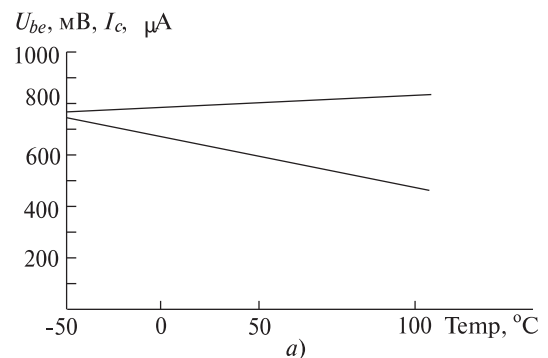


Рис. 2. Зависимость от температуры тока  $I_{c2}$  и напряжения  $U_{be}$ : а – в схеме простого «зеркала» тока с БПТ; б – то же с компенсацией

\* parts per million.

пряжения  $U_{be}$  схемы ЗТ на транзисторах 2N3906 при  $U_{in} = 5 \text{ В}$ ,  $R_1 = 5620 \text{ Ом}$ . Обработка этих данных дает следующие результаты:  $\Delta I_{c2} = 69 \text{ }\mu\text{А}$ ;  $\Delta I_{c2n} = 837 \text{ }\mu\text{А}$ ;  $\Delta I_{c2}|_{rel} = 82440 \text{ ppm}$ , т.е. 8,24%;  $\Delta U_{be} = 310 \text{ мВ}$ ;  $U_{ben} = 626 \text{ мВ}$ ;  $\Delta U_{be} / \Delta T = -1,824 \text{ мВ/}^\circ\text{С}$ .

В итоге, используя (6), получаем  $\text{TCR}_{1opt} = +417 \text{ ppm/}^\circ\text{С}$ . На рис. 2,б представлены результаты симуляции того же ЗТ, в котором резистор  $R_1$  имеет  $\text{TCR} = +420 \text{ ppm/}^\circ\text{С}$ . Обработка этих данных дает такие показатели:  $\Delta I_{c2} = 9 \text{ }\mu\text{А}$ ,  $\Delta I_{c2}|_{rel} = 8840 \text{ ppm}$  или 0,9%, что означает семикратное подавление температурных изменений выходного тока ЗТ, удовлетворяющее принятому ранее критерию допустимых изменений.

Расчеты на основании (6) показывают, что для осуществления термокомпенсации с помощью  $R_1$  нужны резисторы с положительным  $\text{TCR}$  в диапазоне от +740 до +140 ppm/°C для входных напряжений  $U_{in}$  в диапазоне от 3,3 до 15 В. Резисторы с  $\text{TCR}$  такого знака и в таком диапазоне значений встречаются редко.

Металлопленочные резисторы с  $\text{TCR}$ , который нормирован в указанном диапазоне, с сопротивлениями от 51 Ом до 51 кОм удастся обнаружить в серии MLP [2]. Их существенный недостаток с точки зрения применения при поверхностном монтаже – цилиндрическая форма с диаметром 1,5 мм и длиной 3,5 мм.

Использование для  $R_1$  резисторов обычных типов перспективы не имеет. Как правило, обычные чип-резисторы имеют  $\text{TCR} = \pm 100 \text{ ppm/}^\circ\text{С}$  для резисторов 1%-й точности или  $\text{TCR} = \pm 200 \text{ ppm/}^\circ\text{С}$  для резисторов 5%-й и 2%-й точности. Неопределенность знака и значения  $\text{TCR}$  затрудняет корректное предсказание конечного результата влияния таких резисторов на температурную компенсацию.

**Температурная стабилизация  $U-I$ -преобразования введением асимметрии в схему ЗТ.** Альтернативный описанному способ термостабилизации путем введения асимметрии в эмиттер-базовые цепи транзисторов (без термокомпенсации) обнаружен автором в процессе выполнения симуляций простых схем ЗТ. Введение асимметрии в эмиттер-базовые цепи для воздействия на характеристики ЗТ было впервые предложено в [4].

На рис. 3,а показана схема ЗТ, в которой подавление изменений выходного тока  $I_{c2}$  транзистора  $Q_2$  в диапазоне  $\Delta T$  осуществляется за счет падения напряжения на небольшом сопротивлении резистора  $R_{e1}$ , включенного в цепь эмиттера  $Q_1$ . При определенных значениях  $R_{e1}$  изменения  $I_{c2}(T)$  приобретают нелинейную форму с экстремумом вблизи некоторой температуры  $T_n$  внутри  $\Delta T$ ; вариации  $I_{c2}$  в диапазоне  $\Delta T$  минимальны, а харак-

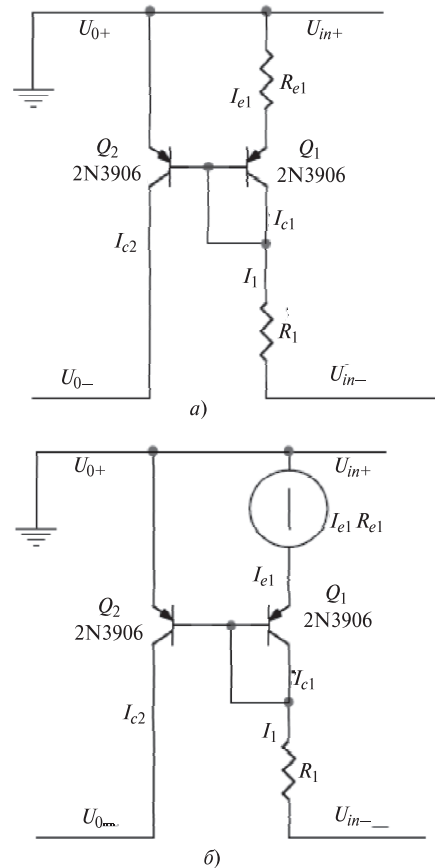


Рис. 3. Схема простого «зеркала тока» с БПТ: а – с резистором  $R_{e1}$  для температурной стабилизации; б – с эквивалентным источником  $U_{e0} = I_{e1} R_{e1}$

тер изменений входного тока сохраняется и для его описания допустимо использовать уравнения типа (1)–(6) в линейном приближении.

Методом итераций, в котором каждый шаг – симуляция, при использовании обоснованного начального приближения сопротивлений резисторов удастся найти такое сочетание значений  $R_{e1}$  и  $R_1$ , при которых вариации  $I_{c2n}$  подавляются не менее чем в 5÷7 раз по сравнению со схемой без стабилизации, и остаточная нестабильность оказывается внутри допустимых границ, о которых упоминалось ранее. Успех этой итерационной процедуры полностью зависит от достоверности начального приближения значения  $R_{e1}$ . В Приложении 1 с использованием предположения о линейности функций  $I_{c1}(T)$ ,  $U_{be}(T)$  в интервале температур  $\Delta T$  получено выражение для расчета  $R_{eli}$ :

$$\frac{1}{R_{eli} I_{cli}} = \frac{1}{U_{Tn}} \left( \frac{U_{in} - U_{ben}}{T_n} \frac{1}{\Delta U_{be} / \Delta T} - 1 \right). \quad (7)$$

Здесь  $T_n$  – принятое значение нормальной температуры:  $T_n = 310^\circ \text{ К}$  ( $37^\circ \text{ С}$ ); тепловой потенциал  $U_{Tn} = 27 \text{ В}$ ,  $I_{c1n}$  и  $U_{ben}$  при этой температуре.

Выражение (7) используется для оценки падения напряжения  $R_{eli} I_{cli}$  на эмиттерном резисторе, значение которого требуется для начала упомянутого ранее итерационного процесса. Используемые

для расчета в (7) значение  $U_{ben}$  и изменение этого напряжения на интервале  $\Delta T$  могут быть получены в результате симуляции симметричной схемы ЗТ (без  $R_{e1}$ ) при заданном токе  $I_{c2}(T_n)$ . Например, для рассмотренного варианта  $U_{in} = 5$  В,  $\Delta T = 170^\circ$  симуляция симметричного ЗТ для получения  $I_{c2}(T_n) = 833 \mu\text{A}$  дает результаты  $\Delta U_{be} = 310$  мВ,  $U_{ben} = 626$  мВ при  $R_1 = 5620$  Ом и соответствующее падение напряжения:  $U_{e0} = R_{e1} I_{c1n} = 3,5$  мВ.

Первые итерационные симуляции проводим в схеме на рис. 3,б где резистор  $R_{e1}$  заменяется эквивалентным источником напряжения  $U_{e0}$ . Цель симуляций – подбор значения  $R_1$ , которое формирует ток  $I_{c2}(T_n)$  заданного значения. При  $\text{TCR}_1 = 0$  это оказывается резистор  $R_1 = 6420$  Ом. Измеренный при этом ток  $I_{c1n} = 678 \mu\text{A}$  и требуемое значение  $R_{e1} = 3,5/0,678 = 5,1$  Ом. Итерации от сочетания  $R_{e1} = 5,1$  Ом,  $R_1 = 6420$  Ом используются для получения экстремума  $I_{c2}(T)$  вблизи  $T_n$ . Результаты, полученные при  $R_1 = 6900$  Ом,  $R_{e1} = 6,8$  Ом, представлены на рис. 4. Здесь  $\Delta I_{c2} = 8 \mu\text{A}$ , т.е. температурные изменения подавлены более, чем в 8 раз. Их относительное значение в диапазоне  $\Delta T$  равно 1%, что вполне приемлемо.

Полученные результаты соответствуют  $\text{TCR}_1 = 0$ . Для их сохранения в реальной схеме надо использовать резисторы с малым TCR, например в 10 раз меньше получаемого по (6). В примере ранее было получено  $\text{TCR}_{1opt} = 420 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ , и поэтому в рассматриваемой схеме можно использовать резисторы с  $\text{TCR} \leq 40 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$  по модулю, которые есть в ассортименте серии BLU [2] или серии CRT [3]. Рассмотренный способ термостабилизации  $I_{c2}(T)$  с помощью  $R_{e1}$  пригоден и для схемы ЗТ, подобной рис. 5 с резисторами  $R_{e1}$  и  $R_{e2}$ ; резистор  $R_{e2}$

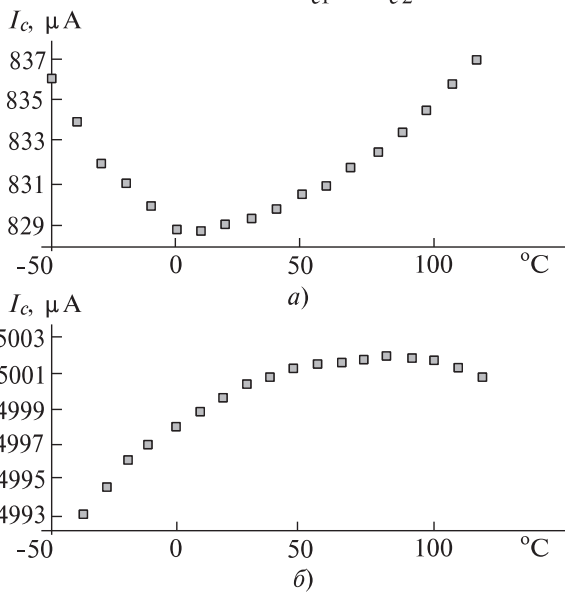


Рис. 4. Зависимость тока  $I_{c2}$  от температуры: а – в схеме «зеркала тока» с БПТ, термостабилизация через  $R_{e1}$ ; б – в схеме простого «зеркала напряжения» с БПТ

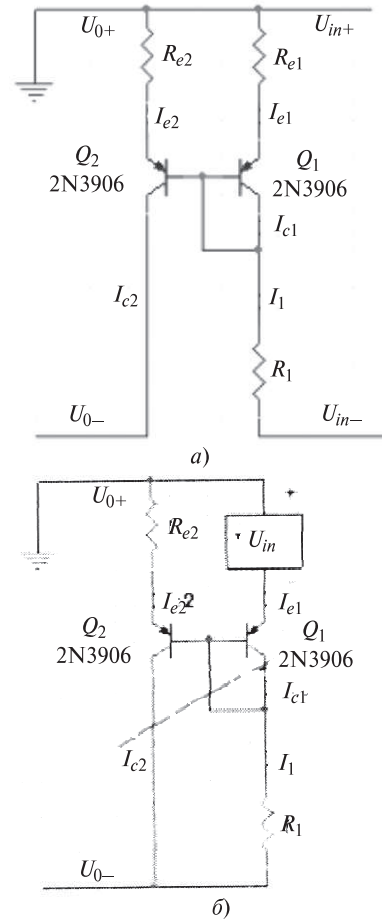


Рис. 5. Схема простого «зеркала тока» сБПТ с двумя эмиттерными резисторами (а) и простого «зеркала напряжения» с БПТ (б)

$R_{e2}$  вводится для повышения выходного сопротивления ЗТ.

В Приложении 2 с использованием предположения о линейности функций  $I_{c2}(T)$ ,  $U_{be}(T)$  в диапазоне температур  $\Delta T$  получены выражения (П2-3) и (П2-4) для расчета начального приближения значения сопротивления термостабилизирующего резистора  $R_{e1}$  в схеме ЗТ, содержащей два эмиттерных резистора  $R_{e1}$ ,  $R_{e2}$ . С помощью (П2-3) и (П2-4), используя упрощение  $I_{c1,2} \approx I_{e1,2}$ , можно рассчитать падение напряжения на  $R_{e1}$ , требуемое для формирования нужной особенности в  $I_{c2}(T)$  при нормальной температуре  $T_n$  и выбранном значении падения напряжения  $U_{eon}$  на резисторе  $R_{e2}$  от заданного тока  $I_{e2n}$ . Значение этого напряжения обычно выбирается в пределах 25÷350 мВ.

Рассмотрим пример проектирования ЗТ, для которого  $I_{c2n} = 833 \mu\text{A}$ ;  $U_{in} = 5$  В;  $\Delta T = 170^\circ$ ;  $T_n = 310 \text{ K}$ ;  $R_{e2} = 56$  Ом;  $U_{eon} = 47$  мВ.

В соответствии с описанной методикой проектирование начинаем с симуляции в диапазоне температур симметричной схемы  $R_{e1}, R_{e2} = 5656$  Ом, подбирая  $R_1$  для получения заданного  $I_{c2n}$ . Измеряем полученные в результате симуляции

$\Delta U_{be} = 0,3$  В,  $U_{ben} = 0,67$  В. Расчет по (П2-3) на основании результатов измерений дает  $R_{e1} I_{e1n} = 58$  мВ.

Следующий шаг – симуляция схемы, в которой резистор  $R_{e1}$  заменяется источником напряжения 58 мВ, значение  $R_1$  подбирается для получения  $I_{e2n} = 833$  мкА и измеряется значение соответствующего  $I_{e1n}$ . Получены  $R_1 = 8700$  Ом и ток  $I_{e1n} = 496$  мкА. Исходя из этого тока, требуемое для начала итераций значение  $R_{e1} = 58$  мВ/0,496 мА = 117 Ом.

Начальные значения  $R_1$  и  $R_{e1}$ , полученные при TCR=0, соответствуют слабо выраженному и смещенному относительно  $T_n$  экстремуму в зависимости  $I_{c2}(T)$ . По этой причине итерационный процесс направляется на формирование более выразительного экстремума вблизи  $T_n$  путем увеличения  $R_{e1}$  и  $R_1$ . В описанном примере процесс был остановлен при  $R_{e1} = 125$  Ом,  $R_1 = 9125$  Ом. В интервале  $\Delta T$  получена полная вариация выходного тока  $\Delta I_{c2} = 3$  мкА, что составляет около 0,4%.

Рекомендации относительно значения TCR резисторов  $R_1$  при практической реализации схемы с  $R_{e1}$  остаются в силе и для схемы с двумя резисторами  $R_{e1}$ ,  $R_{e2}$ .

**П р и м е ч а н и е.** В большом числе примеров проектирования схем с двумя эмиттерными резисторами было установлено ограничение сверху на значение смещения  $U_{eon}$ :  $U_{eon} < 0,04U_{in}$ , при нарушении которого особенности функции  $I_{c2}(T)$  обнаруживаются с трудом или вообще отсутствуют вблизи начальных приближений, определяемых (П2-3) и (П2-4). Очевидно, в этих случаях возможно решение задачи с помощью резистора  $R_1$  с TCR, вычисленным по (6), в знаменателе которого учтено значение  $U_{eon}$ .

**Температурная стабильность  $U$ – $I$ -преобразования в схеме «зеркало напряжения».** Рассмотрение группы простых преобразователей напряжения  $U_{in}$  ток  $I_{c2}$  будет неполным, если не уделить внимание схеме на рис. 5,б, которую по аналогии со схемой «зеркало тока» вполне справедливо называть «зеркало напряжения» (ЗН). Здесь входное напряжение  $U_{in}$  отражается в напряжение на резисторе  $R_{e2}$  и через него оказывается связано с выходным током  $I_{c2}$ . Для контура, включающего эмиттер-базовые цепи транзисторов, справедливо уравнение баланса напряжений:

$$U_{in} + U_{bel} = R_{e2} I_{e2} + U_{be2}.$$

Разумно токи транзисторов и напряжения база–эмиттер установить равными и в результате сформировать простую систему уравнений для расчета параметров  $R_{e2}$  и  $R_1$  при выбранных значениях токов и нормальной температуре  $T_n$ :

$$I_{e2n} = \frac{1}{R_{e2}} U_{in};$$

$$I_{1n} = \frac{1}{R_1} (U_0 - U_{in} - U_{beln}). \quad (9)$$

При проведении симуляции легко уточнить значение  $U_{beln}$ , начальное значение которого (0,6 В) вполне приемлемо. Приемлемо и  $I_{e2n} = 1,01 I_{c2n}$ .

Рассмотрим пример проектирования преобразователя  $U_{in} = 5$  В в ток  $I_{c2} = 5$  мА. Примем  $U_0 = 10$  В,  $I_{1n} = 1$  мА. Используя систему (9) для расчета  $R_1$  и  $R_{e2}$ , получим  $R_1 = 4400$  Ом,  $R_{e2} = 990$  Ом. Представленные на рис. 4,б результаты симуляции в диапазоне температур схемы «зеркало напряжения» с этими параметрами дают поразительный итог:  $\Delta I_{c2} \leq 0,2\%$  при TCR=0 для всех резисторов.

В реальной схеме ЗН согласно (9) относительные температурные нестабильности  $I_{e2}$  и  $R_{e2}$  практически одинаковы. Для ограничения нестабильности  $I_{e2}$  упомянутыми допустимыми пределами необходимо использовать резисторы  $R_{e2}$  с TCR, не превышающим 15 ppm/°C по модулю любых серий, и в частности, [2] или [3].

**Приложение 1: Вывод выражения для расчета начального приближения значения  $R_{e2}$  в схеме на рис. 3,а.**

Баланс напряжений в эмиттер-базовых цепях транзисторов:

$$U_{bel} + I_{e1} R_{e1} = U_{be2}; \quad (П1-1)$$

$$I_{e1} = \frac{\beta+1}{\beta} I_{c1} \approx I_{c1}. \quad (П1-2)$$

Для БПТ характерно известное соотношение:

$$U_{be} = U_T \ln \frac{I_c}{I_s}, \quad (П1-3)$$

где  $I_s$  – ток насыщения;  $U_T$  – тепловой потенциал.

Соотношение (П1-2) применимо к обоим транзисторам в (П1-1):

$$U_T \ln \frac{I_{c1}}{I_{s1}} + I_{c1} R_{e1} = U_T \ln \frac{I_{c2}}{I_{s2}}.$$

Предполагая, что в интегральной паре транзисторов токи насыщения одинаковы  $I_{c1} = I_{s1}$  получаем:

$$\ln(I_{c2} / I_{c1}) = R_{e1} I_{c1} / U_T. \quad (П1-4)$$

Рассмотрим особенности функции  $I_{c2}(T)$ , поэтому возьмем производные по  $T$  от левой и правой частей (П1-4), имея в виду, что функциями  $T$  являются  $I_{c2}$ ,  $I_{c1}$ ,  $U_T$ :

$$\frac{I_{c1}}{I_{c2}} \left( \frac{1}{I_{c1}} \frac{\partial I_{c2}}{\partial T} - \frac{I_{c2}}{I_{c1}^2} \frac{\partial I_{c1}}{\partial T} \right) =$$

$$= R_{e1} \left( \frac{1}{U_T} \frac{\partial I_{c1}}{\partial T} - \frac{I_{c1}}{U_T^2} \frac{\partial U_T}{\partial T} \right), \quad (\text{П1-5})$$

и после небольших преобразований выделим производную  $I_{c2}(T)$

$$\frac{\partial I_{c2}}{\partial T} = \left( \frac{I_{c2}}{I_{c1}} + \frac{I_{c2} R_{c1}}{U_T} \right) \frac{\partial I_{c1}}{\partial T} - \frac{R_{e1} I_{c1} I_{c2}}{U_T^2} \frac{\partial U_T}{\partial T}. \quad (\text{П1-6})$$

Приравняв (П1-6) нулю, получаем условие существования экстремума в нелинейной зависимости  $I_{c2}(T)$ :

$$\left( \frac{1}{I_{c1}} + \frac{R_{c1}}{U_T} \right) \frac{\partial I_{c1}}{\partial T} = \frac{R_{e1} I_{c1}}{U_T^2} \frac{\partial U_T}{\partial T}. \quad (\text{П1-7})$$

Это уравнение представляет связь параметров, среди которых особо важны тепловой потенциал и его производная по температуре:

$$U_T = \frac{kT}{e}; \quad \frac{\partial U_T}{\partial T} = \frac{k}{e}, \quad (\text{П1-8})$$

где  $T$  – абсолютная температура по шкале Кельвина;  $k$  – постоянная Больцмана;  $e$  – заряд электрона.

Обратим внимание на то, что выражение  $U_T / \frac{\partial U_T}{\partial T} = T$  в (П1-6) указывает на оси абсолютных температур координату экстремума функции  $I_{c2}(T)$ .

Выражение (П1-6) легко интерпретировать, если рассматривать его при определенной температуре, например нормальной  $T_n = 310^\circ \text{K}$  ( $37^\circ \text{C}$ ), когда тепловой потенциал  $U_{Ta} = 27 \text{ мВ}$  и, предполагая линейность функций  $I_{c1}(T)$ ,  $U_{be}(T)$  в интервале температур  $\Delta T$ , представить (П1-6) в форме:

$$\frac{1}{R_{e1} I_{c1n}} = \frac{1}{U_{Tn}} \left( \frac{U_{in} - U_{ben}}{T_n} \frac{1}{\Delta U_{be} / \Delta T} - 1 \right). \quad (\text{П1-9})$$

Значение произведения  $R_{e1} I_{c1}$ , вычисленное по (П1-9), является необходимым условием наличия экстремума в зависимости  $I_{c2}(T)$ . Это замечание имеет силу и относительно (П2-3).

**Приложение 2.** Вывод выражения для расчета начального приближения  $R_{e1}$  в схеме рис. 5. Имея в виду (П1-2) в виде  $I_{e1,2} \approx I_{c1,2}$ , получим для этой схемы уравнение, подобное (П1-4):

$$\ln \frac{I_{c2}}{I_{c1}} = \frac{1}{U_T} (R_{e1} I_{c1} - R_{e2} I_{c2}). \quad (\text{П2-1})$$

Необходимо выяснить условия, при которых в функции  $I_{c2}(T)$  появляется экстремум. Для этого берем производные по  $T$  от обеих частей (П2-1) и, учитывая (П1-8), после несложных преобразований получим:

$$\frac{\partial I_{c2}}{\partial T} = \frac{U_T + I_{c1} R_{e1}}{U_T + I_{c2} R_{e2}} \frac{I_{c2}}{I_{c1}} \frac{\partial I_{c1}}{\partial T} + \frac{I_{c2} R_{e2} - I_{c1} R_{e1}}{U_T + I_{c2} R_{e2}} \frac{I_{c2}}{T}. \quad (\text{П2-2})$$

Взаимосвязь параметров, при которой в кривой  $I_{c2}(T)$  появляется экстремум, может быть выявлена, если приравнять (П2-2) нулю. Как и ранее, учтем функции  $I_{c1}(T)$ ,  $U_{be}(T)$  как линейные в интервале  $\Delta T$  вокруг нормальной температуры и получим в результате:

$$R_{e1} I_{c1n} = \frac{U_{e0n}}{1-G} + \frac{U_T}{1/G-1}, \quad (\text{П2-3})$$

где

$$G = T_n \frac{\Delta I_{c1}}{\Delta T} \frac{1}{I_{c1n}} = \frac{\Delta U_{be} / \Delta T}{U_{in} - U_{e0n} - U_{ben}} T_n;$$

$$U_{e0n} = R_{e2} I_{c2n}. \quad (\text{П2-4})$$

**Выводы.** 1. Предложенный метод температурной стабилизации реализуется без термокомпенсации, путем прямого воздействия на форму стабилизируемой температурной зависимости  $I_{c2}(T)$  через резистор в цепи эмиттера входного транзистора или через резисторы в эмиттерах обоих транзисторов.

2. Определение требуемых (соответственно п. 2.) параметров резисторов осуществляется с помощью итерационного метода вычислений, который использует итерации симуляций схем в диапазоне температуры в вычислительной среде LTspice/SwitcherCAD-III от Linear Technology, Inc.

3. Предлагаемая схема  $U-I$ -преобразования типа «зеркало напряжения» с БПТ обеспечивает наилучшую стабильность по температуре коэффициента  $U-I$ -преобразования.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Gray P.R., Hurst P.J. and others. Analysis and Design of Analog Integrated Circuits/4th ed., No.Y: J. Wiley and Sons, 2001, ch.4, pp. 253–343.
2. www.redcomponents.com/red
3. www.bourms.com/pdfs/CRT.pdf
4. Lindmayer J., Schelder W. Theory of lateral transistors. – Sol. St. Electronics, 1967, vol. 10, pp. 225–234.

[23.03.2016]

*А в т о р: Смирнов Владимир Павлович окончил энергетический факультет Ташкентского политехнического института в 1961 г. В 1968 г. защитил кандидатскую диссертацию «Автономные инверторы, регулируемые по напряжению методами широко-импульсной модуляции» в Московском энергетическом институте. С 2004 г. живет в Израиле.*

*Elektrichestvo (Electricity), 2016, No. 9, pp. 53–59.*

## Features Temperature Stabilization Circuits with Bipolar Transistors

SMIRNOV Vladimir Pavlovich (Israel) – Cand. Sci. (Eng.)

*Temperature instability of the conversion voltage-to-current ( $U$ - $I$ -converter), which implemented through well-known circuit current mirror, have been considered; such a converter used often in power conversion circuits for the forming of feedback signals. Instability presented by the changes, caused by a temperature, taken place in the base-emitter voltage  $U_{be}(T)$  and in the input current  $I_{c1}(T)$ . The classic approach to temperature stabilization is realized by selecting a suitable value and sign TCR of the input resistor to compensate of changes, caused by temperature in the current  $I_{c1}(t)$  at the input of  $U$ - $I$ -converter. Found and represented the other temperature stabilization method, that is implemented without compensation, by direct effect onto the shape of temperature dependence  $I_{c2}(T)$ , which is stabilized with help of the resistor in the emitter circuit of input transistor or resistors in the emitter of both transistors. Synthesis of resistors parameters, which form required shape of  $I_{c2}(T)$ , is implemented through the process of iterative simulations from well-founded initial approximations in the environment LTspice/SwitcherCAD-III. The simplest and most stable with respect to temperature is  $U$ - $I$ -converter called «voltage mirror», wherein the input current practically does not take part in the formation of the output current.*

**Key words:**  $U$ - $I$ -converter, temperature compensation, temperature stabilization, «current mirror», «voltage mirror»

### REFERENCES

1. Gray P.R., Hurst P.J. and others. Analysis and Design of Analog Integrated Circuits/4th ed., No.Y: J. Wiley and Sons, 2001, ch.4, pp. 253–343.

2. [www.rcdcomponents.com/rcd](http://www.rcdcomponents.com/rcd)

3. [www.bourns.com/pdfs/CRT.pdf](http://www.bourns.com/pdfs/CRT.pdf)

4. Lindmayer J., Schelder W. Theory of lateral transistors. – Sol. St. Electronics, 1967, vol. 10, pp. 225–234.