

Стабильность V_{out} в конвертерах отрицательного напряжения может быть улучшена

Владимир Смирнов, к. т. н.

vladsmrn@gmail.com

Потребность в конвертерах, питаемых от источников отрицательного напряжения, хотя и не часто, но все же возникает, особенно при разработке многоканальных источников питания с одним питающим напряжением на входе, например равным 28 В. В широко используемой литературе [1] особенности схем таких конвертеров обычно не рассматриваются. Содержательный анализ схем конвертеров, питаемых от источника отрицательного напряжения, был в свое время выполнен в работах [2, 3]. По его итогам можно сделать заключение, что все возможные базовые виды таких преобразователей (импульсных регуляторов напряжения, ИРН, согласно работе [1]) могут быть реализованы с использованием стандартных микросхем (МС), содержащих внутри или снаружи МС один силовой транзисторный ключ и сконструированных в расчете на преобразование положительного напряжения.

Упомянутые стандартные микросхемы преобразователей постоянного напряжения с ключом внутри имеют четыре основных вывода (внешние клеммы):

- V_{in} — клемма плюс-напряжения питания;
- GND — клемма минус-напряжения питания;
- SW — свободный вывод силового быстродействующего ключа-транзистора, второй вывод которого присоединен либо к V_{in} , либо к GND;
- FB — клемма минус-входа усилителя сигнала ошибки в контуре обратной связи преобразователя.

К клемме плюс-входа этого усилителя внутри микросхемы обычно присоединяется источник эталонного напряжения V_r , плюсом относительно GND, поэтому сигнал обратной связи по выходному напряжению конвертера формируется как VFB_GND, т. е. плюсом на FB относительно GND. Очевидно, что в устойчивом режиме стабилизации VFB_GND (t) содержит небольшие пульсации, а его среднее значение VFB_GND равно величине V_r .

В зависимости от того, куда присоединен второй вывод силового транзисторного ключа, различаются микросхемы конвертеров с High voltage switch (H-sw, ключ соединен с V_{in}), которые используют при конструировании buck-конвертеров (понижающих ИРН [1]), и микросхемы с Low voltage switch (L-sw, ключ соединен с GND), применяемые при конструировании boost-конвертеров (повышающих ИРН [1]). Микросхемы с H-sw используются и при конструиро-

вании схем buck-boost-конвертеров, т. е. ИРН, способных как понижать, так и повышать модуль выходного напряжения, имеющего полярность, обратную по отношению к питающему напряжению.

По существу, термины buck, boost и buck-boost обозначают для конвертеров различное отношение модуля выходного напряжения $|V_{out}|$ к модулю входного $|V_{in}|$. Для схем рассматриваемых DC/DC-конвертеров характерно наличие общего провода входа и выхода, относительно которого отсчитывают входное V_{in} и выходное V_{out} напряжение. Обозначим такой общий провод GND-ch. Его совпадение с GND имеет место в схемах конвертирования $+V_{in}$, но совсем не обязательно при конвертировании $-V_{in}$. В возникающих при этом разнообразных ситуациях термины H-sw и L-sw помогают производить идентификацию микросхем для конвертеров, необходимость в которой возникает хотя бы потому, что с помощью и тех, и других могут быть созданы схемы buck, boost и buck-boost-конвертеров.

В работе [2] систематизировано проектирование конвертеров на основе L-sw микросхем, а в работе [3] — на основе H-sw микросхем. В обеих публикациях рассматриваются варианты схем преобразователей мощности источников V_{in} , соединяемых с GND-ch как проводом $-V_{in}$ (конвертеры положительного напряжения — КПН), так и соединяемых с GND-ch проводом $+V_{in}$ (конвертеры отрицательного напряжения — КОН). Конвертеры КОН представлены многими вариантами схем, среди которых интересные нас DC/DC с GND-ch, не совпадающим с GND:

- КОН buck;
- КОН buck-boost с инверсией полярности;
- КОН boost.

Проектирование основных токозагруженных элементов разных конвертеров в работах [2, 3] мало различается для КОН и КПН. Проектирование цепей обратной связи по выходному напряжению в КОН с L-sw и с H-sw очень специфично вследствие наличия общего провода GND-ch, не совпадающего с GND. Рассмотрим с этой точки зрения два вида схем: buck-преобразователь, представленный на рис. 1, где $(|V_{out}| < |V_{in}|)$, и buck-boost-преобразователь, показанный на рис. 2, где можно получить $(|V_{out}| > |V_{in}|)$ или $(|V_{out}| < |V_{in}|)$ путем выбора соответствующих параметров цепи обратной связи с зажимов нагрузки на клеммы FB и GND.

Цепь обратной связи в этих схемах, согласно работе [2], «содержит *p-n-p*-транзистор, для того чтобы сдвинуть уровень сигнала датчика выходного напряжения на уровень клеммы FB относительно отрицательного потенциала входного напряжения». Более точно, например с позиции теории цепей, функцию этой схемы можно определить как формирование между двумя подсхемами конвертера, которые не имеют общего провода GND, связи в виде падения напряжения заданной величины между парой узлов первой подсхемы от тока, который зависит от разности потенциалов между узлами второй подсхемы. Применительно к схеме конвертера, приведенной на рис. 1, это означает формирование на FB смещения требуемой величины V_{FB_GND} , зависящего от напряжения на нагрузке. Смещение создается с помощью транзистора Q1 как падение напряжения $I_c \times R_1$ от тока коллектора I_c , который почти пропорционален напряжению на нагрузке согласно приводимым соотношениям:

$$I_e = (V_{out} - V_{eb}) / R_3; I_c = I_e \times b / (b + 1); V_{FB_GND} = I_c \times R_1, \quad (1)$$

где V_{eb} — прямое падение напряжения на переходе e-b; $b = I_c / I_b \gg 1$ — коэффициент передачи тока база-коллектор.

Соотношения (1) применяют после выбора величин I_c и R_1 , например, 1 мА и V_r [кОм], как в схеме на рис. 1. Эти величины позволяют оценить и затем уточнить в процессе симуляции величину R_3 , нужную для получения требуемого выходного напряжения конвертера. В некоторых случаях изготовитель предусматривает смещение FB без использования R_1 путем задания определенной величины втекающего или вытекающего из FB тока I_c . Наличие I_c достаточно для определения сопротивления резистора R_3 , формирующего это значение тока согласно выражениям (1).

Как известно, V_{eb} уменьшается с ростом температуры с градиентом около 2 мВ/град, что приводит к зависимости I_c , V_{FB_GND} и V_{out} от температуры. На рис. 3 показаны результаты исследования неустойчивости выходного тока коллектора I_c рассматриваемой цепи обратной связи в диапазоне температур. Приведены результаты симуляции тока коллектора транзистора 2N3906 в диапазоне температур в схеме, соответствующей цепи обратной связи, показанной на рис. 1 и содержащей элементы Q1, $R_3 = 78$ кОм, источник напряжения $V_{out} = -5,3$ В на месте нагрузки конвертера плюс источник питания цепи коллектора $V_{in} = -10$ В, подобранные для получения тока I_c равного примерно 83 мкА при нормальной температуре. Симуляция была выполнена с помощью SPICE-ориентированного пакета программ LTspice IV фирмы Linear Technology.

Как видно из результатов симуляции, представленных на рис. 3, имеет место достаточно заметный рост тока с температурой с градиентом порядка 0,045 % на градус. Этот показатель, зависящий от величины V_{out} , особенно сильно ощущается при соизмеримых

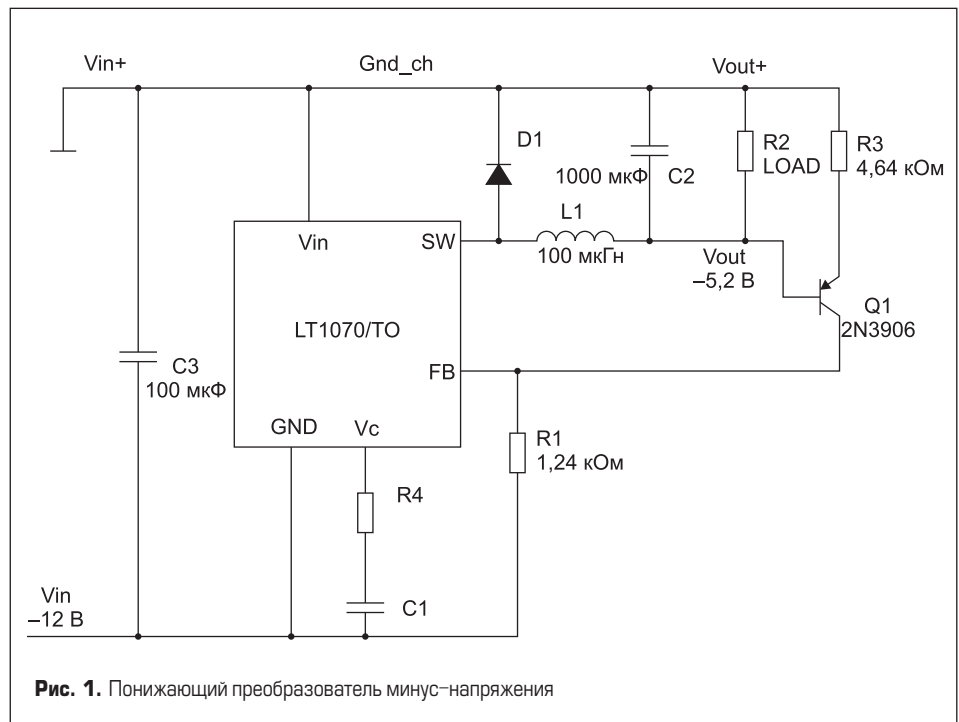


Рис. 1. Понижающий преобразователь минус-напряжения

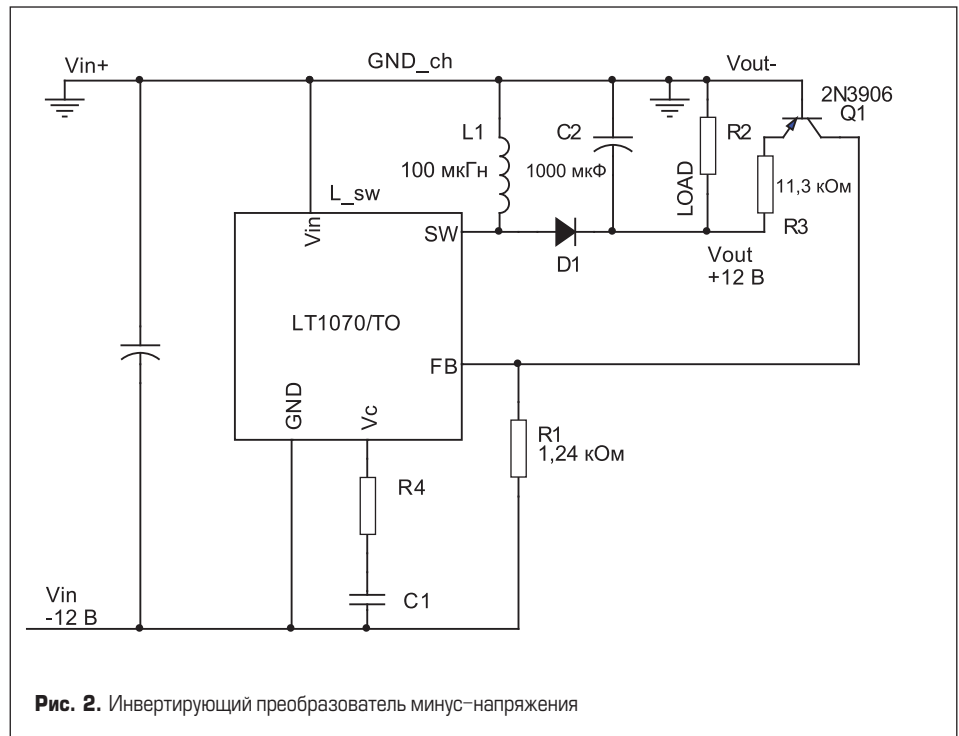


Рис. 2. Инвертирующий преобразователь минус-напряжения

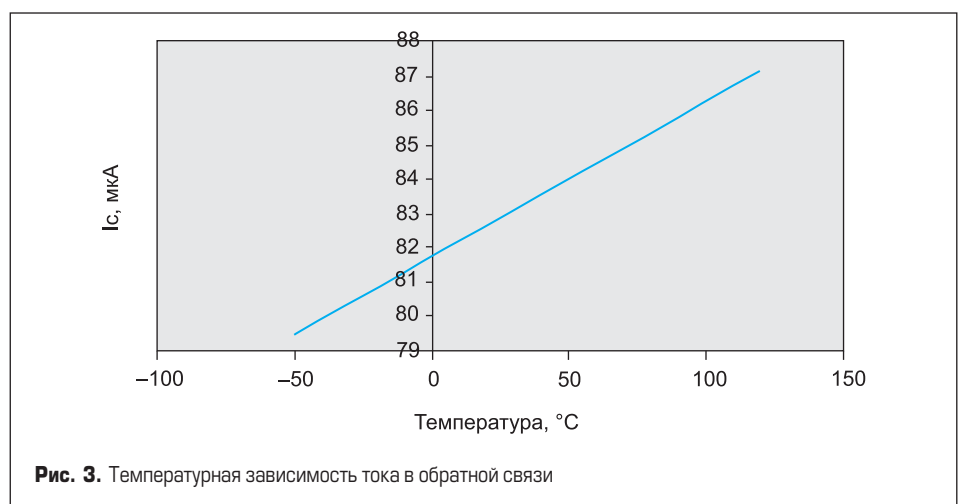


Рис. 3. Температурная зависимость тока в обратной связи

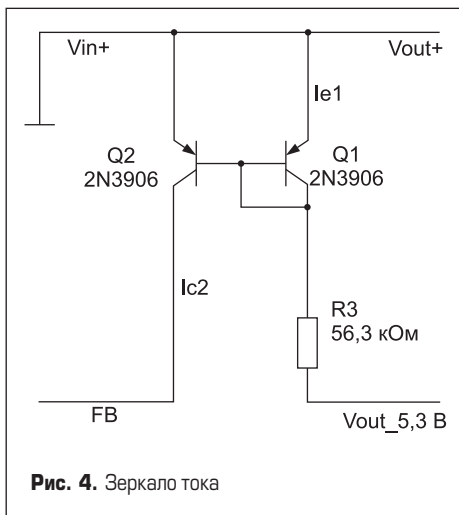


Рис. 4. Зеркало тока

с V_{eb} малых значениях модуля V_{out} . В работе [2] была рекомендована компенсация этой температурной зависимости включением параллельно R_1 в схемах на рис. 1 и 2 цепочки из последовательно включенных диода и резистора величиной R_3 . Но это конкретное решение почему-то не получило признания и распространения.

В современных формирователях смещения широко применяют схемы так называемого «зеркала тока» [4]. Это устройство без затруднений можно использовать и в рассматриваемых цепях обратной связи. На рис. 4 схема «зеркала тока» показана таким образом, чтобы не возникло никаких сомнений в том, как включить ее в обратную связь преобразователей, показанных на рис. 1 и 2. Требуемые токи и напряжения устанавливаются в схеме в соответствии с соотношениями:

$$I_{c2} = I_{c1} \times b / (b + 1); I_{c2} = I_{e1}$$

(свойство зеркала токов),

$$I_{e1} = (V_{out} - V_{eb}) / R_3. \quad (2)$$

Здесь индексами 2, 1 обозначена принадлежность к транзисторам Q2, Q1 соответственно. Из выражений (2) ясно, что для формирования эмиттерного тока Q1 используется то же напряжение ($V_{out} - 0,7$ В), что и в схемах, приведенных на рис. 1 и 2.

Известно, что в зеркале тока (ЗТ) реализуется хорошая компенсация воздействия температуры, если транзисторы Q1 и Q2 одинаковы и выполнены в одном технологическом цикле (например, MMDT3906 от Diodes Inc.). Однако это суждение справедливо по отношению к выполнению зеркалом только одной функции — функции преобразования тока эмиттера транзистора Q1 на входе в ток коллектора транзистора Q2 на выходе.

В рассматриваемой ситуации ЗТ выполняет двойную роль: транзистор Q2 формирует ток коллектора I_{c2} как генератор с высоким выходным сопротивлением, «отражая» в I_{c2} ток эмиттера транзистора Q1; транзистор Q1 преобразует напряжение V_{out} в ток I_{e1} своего эмиттера. После такого выделения функций приходится признать, что устройство хорошо компенсировано для исполнения функции генератора тока I_{c2} и совершенно не компенсировано для исполнения функции преобразователя V_{out} в ток I_{e1} , который затем «отражается» в I_{c2} . Этот вывод подтверждается проведенным опытом.

Результаты симуляции поведения ЗТ, представленного на рис. 4, и схемы обратной связи, изображенной на рис. 1, при одинаковых уровнях V_{out} , V_{in} и одинаковых транзисторах 2N3906 совпадают с высокой точностью в диапазоне температур. В схеме ЗТ имеет место рост выходного тока с температурой с тем же градиентом около 0,045% на градус, что и в схеме с одним транзистором, показанной на рис. 1.

Различные известные модификации основной схемы зеркала тока, включая схемы с полевыми транзисторами [4], не улучша-

ют температурную стабильность выходного тока, если входной ток формируется через резистор от источника напряжения. Решить такую задачу можно только специальной температурной компенсацией процесса преобразования V_{out} во входной ток I_{e1} зеркала. Технически это можно реализовать введением полезной асимметрии в эмиттер-базовые цепи с помощью небольшого сопротивления R_5 в цепи эмиттера входного транзистора Q1 [5]. В ходе экспериментов, выполненных как ряд симуляций в диапазоне температур ΔT , было обнаружено, что при некоторой величине сопротивления резистора R_5 :

- функция $I_{c2}(T)$ становится нелинейной и приобретает экстремум;
- общая вариация этого тока ΔI_c в диапазоне ΔT становится минимальной.

На рис. 5 приведена схема buck КОН с $V_{out} < 0$, в которой схема обратной связи выполнена в виде зеркала токов (ЗТ) с дополнительной температурной компенсацией во входном каскаде. Схема, выполненная на базе L_sw MC LT3580, отличается тем, что в ней отсутствует резистор R1, имевшийся на входе управления MC (рис. 1). Это объясняется тем, что MC LT3580 требует по входу управления FB сигнал тока $I_{FB} = 83$ мкА, а не напряжения. Пожалуй, это наиболее выразительно иллюстрирует результаты применения ЗТ для замыкания контура обратной связи по выходному напряжению преобразователя.

Результаты симуляции поведения ЗТ с дополнительной компенсацией в диапазоне температур для $V_{out} = -5,3$ В при выходном токе около 83 мкА, сформированном благодаря $R_3 = 73,3$ кОм и $R_5 = 70$ Ом, приведенные на рис. 6, вполне убедительны. Изменения выходного тока ЗТ относительно уровня 83 мкА в диапазоне температур снижены не менее чем в 5 раз по сравнению с тем, что представлено на рис. 3. Определение величины сопротивления R_5 , необходимой для компенсации, требует определенных усилий. Вначале приблизительно оценивается значение произведения $R_5 \times I_{c1}$ при температуре T_n с использованием соотношения

$$\frac{1}{R_5 \times I_{c1}} = \frac{1}{T_n} \left(\frac{V_{out} - V_{ben}}{T_n} \times \frac{1}{\Delta V_{be} / \Delta T} - 1 \right),$$

где $T_n = 310$ К — условно-нормальная температура в градусах Кельвина; $V_{Tn} = 27$ мВ — тепловой потенциал при этой температуре; $\Delta V_{be} / \Delta T = 2$ мВ/К — градиент изменения V_{be} по температуре; $V_{ben} \approx 630$ мВ — величина V_{be} при T_n .

При $V_{out} = 5,3$ В результат расчета $R_5 \times I_{c1} \approx 4,2$ мВ, имеющий место в точке T_n , может быть использован только для оценки R_5 и R_3 согласно формуле (2) при $I_{c1} = 83$ мкА, что дает $R_5 \approx 51$ Ом, $R_3 = 56,3$ кОм. Симуляция ЗТ с этими параметрами фиксирует ток $I_{c2} = 83$ мкА (!), указывая этим на необходимость выполнять повторные симуляции при температуре T_n , увеличивая R_3 , чтобы получить $I_{c2} = 83$ мкА. Этот вывод подтверждается и сравнением параметров R_5 , R_3 работоспо-

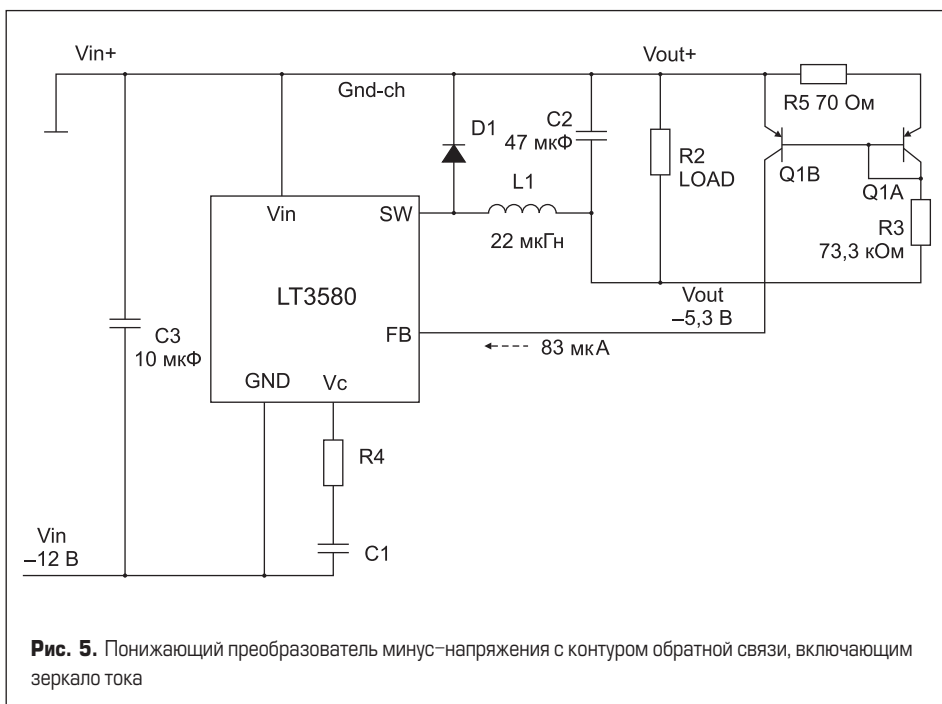


Рис. 5. Понижающий преобразователь минус-напряжения с контуром обратной связи, включающим зеркало тока

собной схемы ЗТ с компенсацией, показанной на рис. 5, с параметрами первого приближения.

С обновленной парой значений R_5 , R_3 далее выполняется симуляция в избранном диапазоне температур для проверки характеристики выходного тока $I_{C2}(T)$ на появление в ней явно выраженного экстремума, подобного представленному на рис. 6, или соответствующей тенденции. Величины сопротивлений R_5 , R_3 уточняются согласованно с тенденцией в процессе повторного выполнения описанного цикла опытов симуляций. Уточним цель этих итераций — подбор сопротивлений резисторов R_5 , R_3 , при которых выходной ток $I_{C2}(T_n)$ достигает заданного значения (в нашем примере — 83 мкА), а характеристика $I_{C2}(T)$ приобретает форму с явно выраженным экстремумом, подобную той, что изображена на рис. 6. При выполнении симуляций желательно учитывать ТКС (ppm/град) резисторов того типа, который намечено использовать при реализации устройства (предпочтительны ТКС, не превышающие 50 ppm/град).

В дополнение к изложенному отметим, что ничто не препятствует применению ЗТ с компенсацией температурной нестабильности в КОН buck-boost с инверсией полярности, выполненного на основе МС LT3580, сохранив полярность подключения ЗТ, показанную на рис. 5. Отсутствуют препятствия и к использованию ЗТ с компенсацией при выходном токе $I_{C2} = 1$ мА в схемах КОН на основе L_sw МС LT1070 (см. рис. 1, 2). Наконец, отметим и такую особенность, как наличие группы L_sw МС LT1370-1373, имеющих входы управления как с помощью вытекающих в FB,

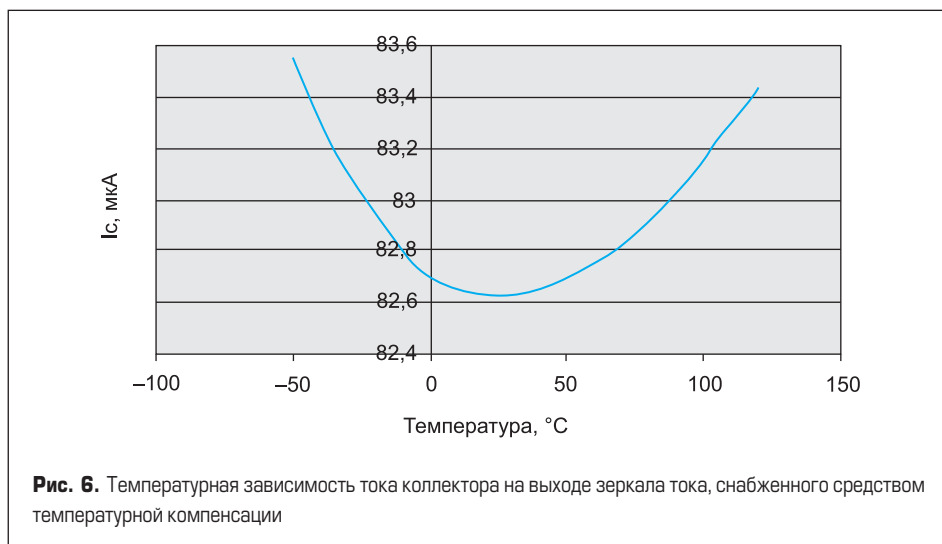


Рис. 6. Температурная зависимость тока коллектора на выходе зеркала тока, снабженного средством температурной компенсации

так и вытекающих из NFB токов, что позволяет использовать в КОН с этими МС зеркало тока на основе *n-p-n*-транзисторов.

В заключение отметим, что при малых V_{out} в рассмотренном выше КОН buck-преобразователе полезно дополнительно проверить, достаточна ли величина V_{in} для работы Q2:

$$V_{in} \geq V_{eb} + V_{bc} + V_r = V_r + 1,2 \text{ В}, \quad (3)$$

где V_r — требуемая величина напряжения VFB_GND в используемой микросхеме; 1,2 В — минимально необходимое для работы транзистора без насыщения напряжение эмиттер-коллектор ($V_{eb} + V_{bc}$) = 0,7 В + 0,5 В. Выражение (3) позволяет оценить минимально необходимое значение V_{in} при ис-

пользовании зеркала тока в качестве датчика выходного напряжения конвертера в контуре обратной связи.

Литература

1. Мелешин В. Транзисторная преобразовательная техника / гл.10, 11. М.: Техносфера, 2005.
2. Nelson Carl. LT1070 Design Manual / Linear Technology Corp., AN-19, 1986.
3. Nelson Carl. LT1074/LT1076 Design Manual / Linear Technology Corp., AN-44, 1991.
4. Paul R. Gray, Paul J. Hurst and others Analysis and Design of Analog Integrated Circuits / ch.4, 4th edition., J. Wiley and Sons. N-Y, 2001.
5. Смирнов В. П. Температурная стабилизация V-I преобразования в схеме типа «зеркало тока» с БПТ // Электричество. 2016, № 9.