

СХЕМОТЕХНИКА БИПОЛЯРНО-ПОЛЕВЫХ АНАЛОГОВЫХ МИКРОСХЕМ

Часть 3. Источники тока управляемые током с нерегулируемым коэффициентом передачи

Рассмотрены источники тока управляемые током, предназначенные в основном для микромощного и высокостабильного токового смещения биполярных ИС.

Во многих применениях от источников тока управляемых током (ИТУТ) требуют предельно большой (усилители тока) или малый (источники малых токов) коэффициент передачи, который наиболее просто получить введением в эмиттерную или базовую цепь ИТУТ источника напряжения V_{CNTR} (рис. 1). Если источник V_{CNTR} увеличивает напряжение база-эмиттер выходного транзистора Q2 относительно входного Q1 (рис. 1а,б), то ИТУТ имеет увеличенный коэффициент передачи, а если уменьшает — уменьшенный (рис. 1в,г). В общем случае для коэффициента передачи K схем, показанных на рис. 1, справедливо:

$$K = \frac{I_{OUT}}{I_{INP}} \approx \frac{S_{E2}}{S_{E1}} \exp \pm \frac{V_{CNTR}}{\varphi_T}, \quad (1)$$

где S_{Ei} — площадь эмиттерного перехода i -го транзистора; знак "+" в экспоненте соответствует рис. 1а,б, а знак "-" соответствует рис. 1в,г.

Самая простая реализация источника V_{CNTR} осуществляется за счет резистора, по которому протекают внутренние токи схемы: $I_{INP} I_{INP}/\beta$, $I_{OUT} I_{OUT}/\beta$, — поэтому на рис. 1 полярность источника напряжения соответствует этому случаю. Например, включение резистора R в эмиттер входного/выходного транзистора простейшего ИТУТ (рис. 2) позволяет значительно увеличить/уменьшить коэффициент передачи:

$$K|_{PUC2A} = \frac{I_{OUT}}{I_{INP}} \approx \frac{S_{E2}}{S_{E1}} \exp \frac{I_{INP} R_1}{\varphi_T}, \quad (2)$$

$$K|_{PUC2B} = \frac{I_{OUT}}{I_{INP}} \approx \frac{S_{E2}}{S_{E1}} \exp \frac{I_{OUT} R_1}{\varphi_T}. \quad (3)$$

Так как $\varphi_T = kT/q$, то из (3) следует, что выходной ток ИТУТ (рис. 2б) пропорционален абсолютной температуре:

$$I_{OUT} \approx \frac{kT}{qR_1} \ln \frac{I_{INP} S_{E2}}{I_{OUT} S_{E1}}, \quad (4)$$

и он называется ПТАТ (Proportional - To - Absolute - Temperature).

Аналогичный подход реализован в ИТУТ с малыми выходными токами (рис. 3) [1], которые отличаются температурным коэффициентом выходного тока (ТКТ). Связь входного, выходного тока и сопротивлений резисторов без учета эффекта Эрли и влияния базовых токов описывается выражениями (уточненные данные из [1]):

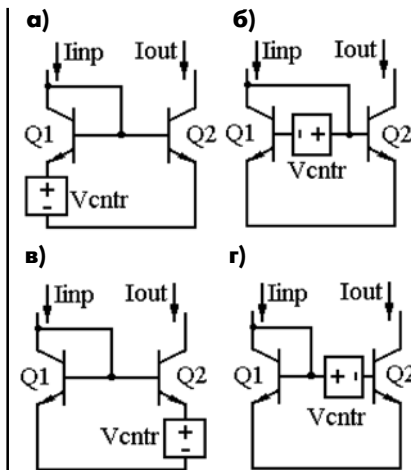


Рисунок 1 Возможные способы включения источника напряжения V_{CNTR} в ИТУТ

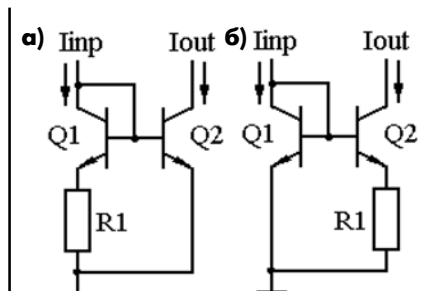


Рисунок 2 ИТУТ с эмиттерным резистором

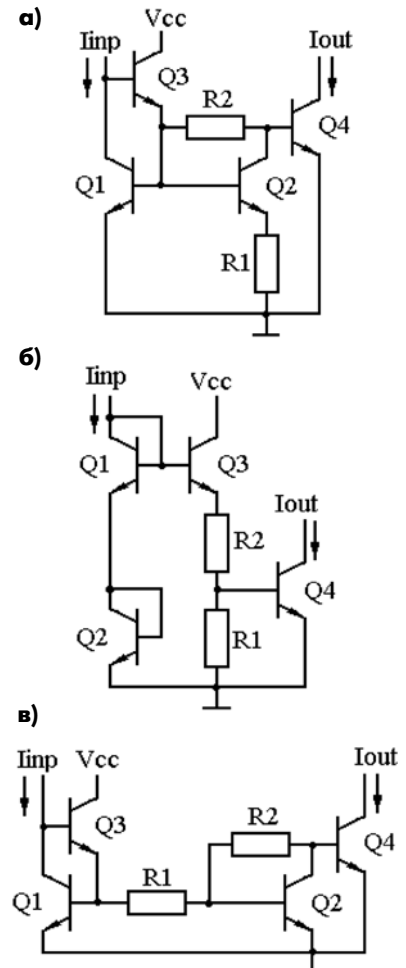


Рисунок 3 ИТУТ с малыми выходными токами

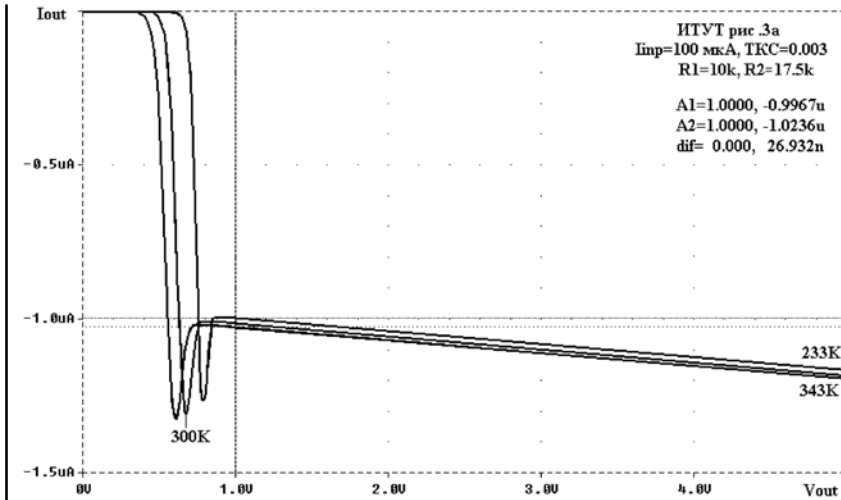


Рисунок 4 Зависимость выходного тока I_{OUT} от выходного напряжения V_{OUT} при разных значениях температуры (233 К, 300 К, 343 К) для ИТУТ, показанного на рис. 3а

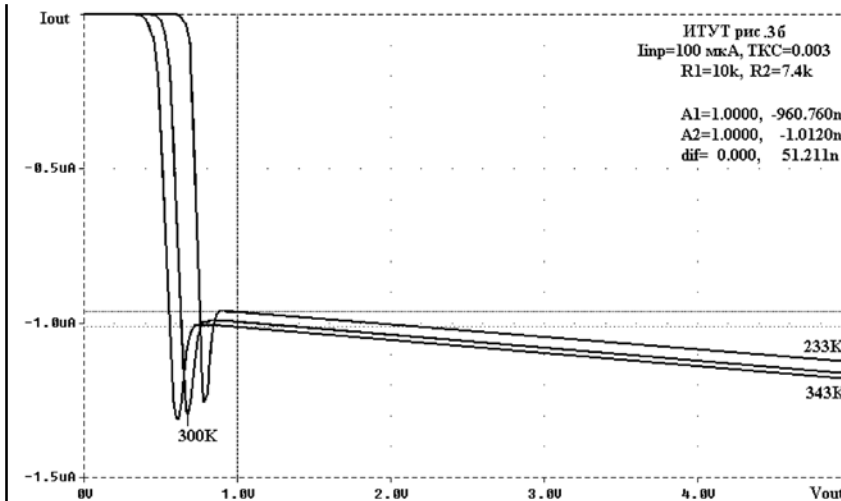


Рисунок 5 Зависимость выходного тока I_{OUT} от выходного напряжения V_{OUT} при разных значениях температуры (233 К, 300 К, 343 К) для ИТУТ, показанного на рис. 3б

- для рис. 3а

$$R_1 \approx \frac{R_2}{\ln \frac{I_{INP}}{I_{OUT}}} \ln \frac{I_{INP}}{\frac{\varphi_T}{R_2} \ln \frac{I_{INP}}{I_{OUT}}} \quad (5)$$

- для рис. 3б

$$R_1 \approx \frac{R_1 + R_2}{\ln \frac{I_{INP}}{I_{OUT}}} \ln \frac{I_{INP}}{\frac{\varphi_T}{R_1 + R_2} \ln \frac{I_{INP}}{I_{OUT}}} \quad (6)$$

- для рис. 3в

$$I_{INP} = \left[I_S \left(\frac{I_{OUT}}{I_S} \right)^{1+R_2/R_1} \frac{\varphi_T}{R_1} \ln \frac{I_{OUT}}{I_S} \right]^{0.5} \quad (7)$$

Из (5), (6) видно, что выходной ток ИТУТ рис. 3а,б не зависит от I_S и, следовательно, не зависит от разброса прямого

падения напряжения на эмиттерном переходе ΔV_{BE} .

Схемотехническое моделирование ИТ с малыми выходными токами, выполненное для $I_{INP} = 100$ мкА, $I_{OUT} = 1$ мкА, $T = 233...343$ К показало, что:

- для диапазона отношений резисторов R_1/R_2 от 1 кОм/4 кОм до 10 кОм/17,5 кОм результаты расчета по выражению (5) отличались от результатов моделирования менее чем на 4,4%, причем максимальное несовпадение наблюдалось при наименьших резисторах. При увеличении резисторов ИТ, показанного на рис. 3а, происходит уменьшение температурного коэффициента выходного тока. Например, ТКТ 0,649%/градус для $R_1/R_2 = 1$ кОм/4 кОм, а для $R_1/R_2 = 10$ кОм/17,5 кОм ТКТ =

= 0,384%/градус при нулевом температурном коэффициенте сопротивления (ТКС) резисторов. При ТКС = 0,003 и $R_1/R_2 = 10$ кОм/17,5 кОм температурный коэффициент выходного тока уменьшился до 0,024%/градус (рис. 4);

- качественно поведение ИТ рис. 3б аналогично рис. 3а. Для диапазона отношений резисторов R_1/R_2 от 1 кОм/3 кОм до 10 кОм/7,4 кОм результаты расчета по выражению (6) отличались от результатов моделирования менее чем на 3%, причем наибольшее несовпадение наблюдалось также при наименьших резисторах. Для $R_1/R_2 = 1$ кОм/3 кОм ТКТ = 0,670%/градус, а для $R_1/R_2 = 10$ кОм/7,4 кОм ТКТ = 0,413%/градус при ТКС = 0, при ТКС = 0,003 и $R_1/R_2 = 10$ кОм/7,4 кОм ТКТ = 0,047%/градус (рис. 5);
- ИТУТ на рис. 3в имеет гораздо больший температурный коэффициент выходного тока, который уменьшается с увеличением тока через Q3, однако даже при предельно малых сопротивлениях $R_1 = 1$ кОм, $R_2 = 100$ Ом составляет ТКТ = 1,920%/градус. Погрешность формулы (7) при этих условиях максимальна и равна 18,6%.

Получение источника напряжения V_{CNTR} только за счет включения резистора в эмиттерную/базовую цепь является наиболее простым схемотехническим решением, которое имеет очевидный недостаток — сильную зависимость коэффициента передачи от уровня тока, поэтому рассмотренные схемы используются только в узком диапазоне изменения выходного тока либо в генераторах стабильного тока.

Разновидностью ИТУТ с источником напряжения V_{CNTR} является пиковый источник тока (Peaking Current Source), который находит применение в генераторах стабильного тока, так как сильно уменьшает влияние на величину выходного тока разброса входного тока (при изменении напряжения питания), номиналов резисторов, статического коэффициента передачи тока в схеме с общим эмиттером β . Пиковые источники тока показаны на рис. 6, 7 [2, 3].

Падение напряжения на резисторе R_1 (рис. 6а) при малом входном токе невелико, и входной ток точно повторяется транзистором Q2, поэтому зависимость $I_{OUT} = f(I_{INP})$ линейная с коэффициентом пропорциональности очень близким к единице, если эмиттерные площа-

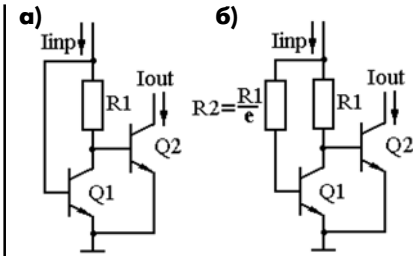


Рисунок 6 Пиковые источники тока на биполярных транзисторах

ди Q1 и Q2 равны. При увеличении входного тока напряжение $I_{INP}R_1$ вычитается из V_{BE1} , и выходной ток уменьшается. При достаточно большом значении входного тока выходной ток может полностью отсутствовать. Таким образом, зависимость выходного тока от входного имеет пиковую форму, которая описывается выражением:

$$I_{OUT} = I_{INP} \exp\left(-\frac{I_{INP}R_1}{\varphi_T}\right) \quad (8)$$

При проектировании пиковых источников тока необходимо учитывать следующие положения [2, 3]:

- Минимальная чувствительность выходного тока к разбросу параметров обеспечивается вблизи рабочего тока, соответствующего пику характеристики I_{INPP} , I_{OUTP}

$$I_{INPP} \approx \frac{\varphi_T}{R_1}, \quad (9)$$

$$I_{OUTP} \approx \frac{\varphi_T}{R_1} \cdot \frac{1}{e} = \frac{1}{e} \cdot I_{INPP}, \quad (10)$$

где $e \approx 2,7182818$.

Выражения (9), (10) получены без учета влияния эффекта Эрли и базовых токов. На рис. 8 приведена нормированная передаточная характеристика

$$\frac{I_{OUT}}{I_{OUTP}} = f\left(\frac{I_{INP}}{I_{INPP}}\right)$$

пикового однокаскадного (кривая 1) и двухкаскадного (кривая 2) ИТ. Для разброса входного тока от -40% до 50% выходной ток однокаскадного пикового ИТ лежит в пределах $\pm 10\%$, а двухкаскадного — в пределах $\pm 2\%$.

- Отношение входного пикового тока к выходному может быть изменено как в сторону увеличения, так и в сторону уменьшения при масшта-

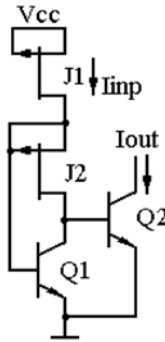


Рисунок 7 Пиковый источник тока на биполярных транзисторах и ПТУП

бировании площадей эмиттеров Q1, Q2.

- Добавлением резистора $R_2 = R_1/e$ в базовую цепь входного транзистора Q1 (рис. 6б) можно значительно уменьшить зависимость выходного тока от величины β . На рис. 9 показана зависимость коэффициента передачи пикового ИТ от β для случаев: $R_1 = R_2 = 0$, т.е. простого ИТУТ (кривая 1); пикового ИТ с $R_2 = 0$ (кривая 2) в соответствии с выражением:

$$I_{OUT} = \left(I_{INP} \frac{\beta}{1+\beta} - I_{OUT} \frac{1}{1+\beta} \right) \times \exp\left[-\frac{R_1}{\varphi_T} \left(I_{INP} \frac{\beta}{1+\beta} + I_{OUT} \frac{1}{(1+\beta)\beta} \right) \right], \quad (11)$$

модифицированного пикового ИТ (кривая 3) с $R_2 = R_1/e$ по соотношению:

$$I_{OUT} = \left(I_{INP} \frac{\beta}{1+\beta} - I_{OUT} \frac{1}{1+\beta} \right) \times \exp\left[-\frac{R_1}{\varphi_T} \left(I_{INP} \frac{\beta - \frac{1}{e}}{1+\beta} + I_{OUT} \frac{1 - \frac{1}{e}}{(1+\beta)\beta} \right) \right]. \quad (12)$$

- Разброс пикового выходного тока прямо пропорционален разбросу сопротивления R_1 .
- Пиковый выходной ток имеет положительный температурный коэффициент

$$\frac{1}{I_{OUTP}} \cdot \frac{\partial I_{OUTP}}{\partial T} = \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{R_1} \frac{\partial R_1}{\partial T} \right). \quad (13)$$

Положительный ТКС диффузионных резисторов частично компенсирует температурное изменение φ_T в (8).

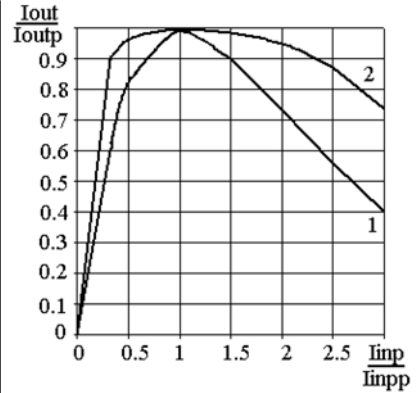


Рисунок 8 Нормированная передаточная характеристика пикового однокаскадного (кривая 1) и двухкаскадного (кривая 2) ИТ

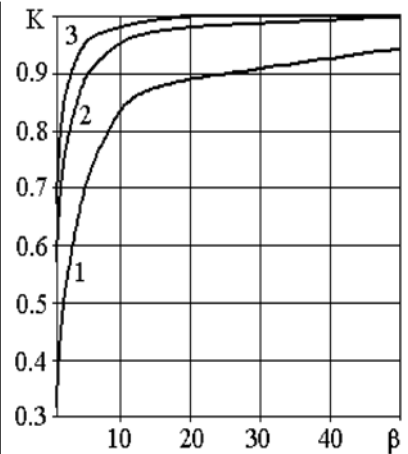


Рисунок 9 Зависимость коэффициента передачи пикового ИТ от статического коэффициента передачи тока β для случаев: $R_1 = R_2 = 0$ (кривая 1); $R_1 \neq 0$, $R_2 = 0$ (кривая 2), $R_2 = R_1/e$ (кривая 3)

Для полной температурной компенсации, без учета влияния базовых токов, резистор должен иметь ТКС = $= 0,00333$ 1/градус.

- Для уменьшения площади кристалла резистор R_1 можно заменить полевым транзистором управляемым переходом (ПТУП), работающий в триодной области. В этом случае целесообразно задавать входной ток пикового ИТ также через ПТУП (рис. 7). При этом выходной ток пикового ИТ будет

$$I_{OUT} = \frac{I_{S2}}{I_{S1}} \beta_{J1} V_P^2 \exp\left[-\frac{V_P}{\varphi_T} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{\beta_{J1}}{\beta_{J2}}} \right) \right], \quad (14)$$

где β_{Ji} — квадратичный передаточный коэффициент i -го ПТУП; V_{Pi} — напряжение отсечки i -го ПТУП.

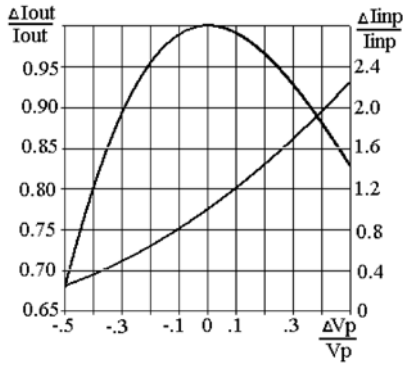


Рисунок 10 Нормированная зависимость входного $\Delta I_{INP}/I_{INP}$ и выходного $\Delta I_{OUT}/I_{OUT}$ тока ИТ, показанного на рис. 7, от разброса напряжения отсечки $\Delta V_p/V_p$

Выходной ток не будет зависеть от разброса напряжения отсечки ($\partial I_{OUT}/\partial V_p = 0$), если

$$\frac{\beta_{J1}}{\beta_{J2}} = 1 - \left(1 - \frac{2\phi_T}{V_p}\right)^2 \quad (15)$$

При выполнении условия (15) разброс выходного и входного токов будет описываться выражениями:

$$\frac{\Delta I_{OUT}}{I_{OUT}} = \left(1 + \frac{\Delta V_p}{V_p}\right)^2 \exp\left(-\frac{2\Delta V_p}{V_p}\right), \quad (16)$$

$$\frac{\Delta I_{INP}}{I_{INP}} = \left(1 + \frac{\Delta V_p}{V_p}\right)^2. \quad (17)$$

Зависимости (16), (17) показаны на рис. 10. Для разброса напряжения отсечки $\pm 30\%$ выходной ток меняется менее чем на $\pm 10\%$, в то время как входной ток изменяется более, чем на 120%.

Литература

1. Bray D. *The Use of Bipolar Semiconductor Junctions in Linear Circuit Design* // *Microelectronics J.* 1983. V. 14. No. 3. P. 61–86.
2. Fukahori K., Nishikawa Y., Hamada A., Bilotti A. *A High Precision Micropower Operational Amplifier* // *IEEE J. of Solid-State Circuits.* 1979. V. SC-14. No. 6. P. 1048–1058.
3. Malhi S.D.S., Salama C.A.T., Donnison W.R.A. *Low-Voltage Micropower JFET/Bipolar Operational Amplifier* // *IEEE J. of Solid-State Circuits.* 1981. V. SC-16. No. 6. P. 669–676.

Fastwel — когда важно качество



SMT и THT-МОНТАЖ
ПАЙКА BGA и FLIP-CHIP
РЕНТГЕН-КОНТРОЛЬ

Контрактная сборка электронных модулей любой сложности
Заказные разработки электронного оборудования



ООО «ФАСТВЕЛ» Москва, 119313, а/я 242
 Тел.: (095) 234-0639 Факс:(095) 232-1654
 E-mail: info@fastwel.ru
 http://www.fastwel.ru

Контрактная сборка
 E-mail: product@fastwel.ru
 Тел.: (095) 234-0639 Факс:(095) 232-1654

Заказные разработки
 E-mail: sdesign@fastwel.ru
 Тел.: (095) 234-0639 Факс:(095) 232-1654



Вы сможете познакомиться с нашим производством, заказав у нас CD-ROM с фильмом о Fastwel

