

СХЕМОТЕХНИКА БИПОЛЯРНЫХ АНАЛОГОВЫХ МИКРОСХЕМ ЧАСТЬ 3. ИСТОЧНИКИ ТОКА, УПРАВЛЯЕМЫЕ ТОКОМ С НЕ РЕГУЛИРУЕМЫМ КОЭФФИЦИЕНТОМ ПЕРЕДАЧИ

О. В. Дворников
Oleg_Dvornikov@tut.by

В ряде применений 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 -того транзистора, знак «+» в экспоненте соответствует рис. 1а, б, а знак «-» соответствует рис. 1в, г.

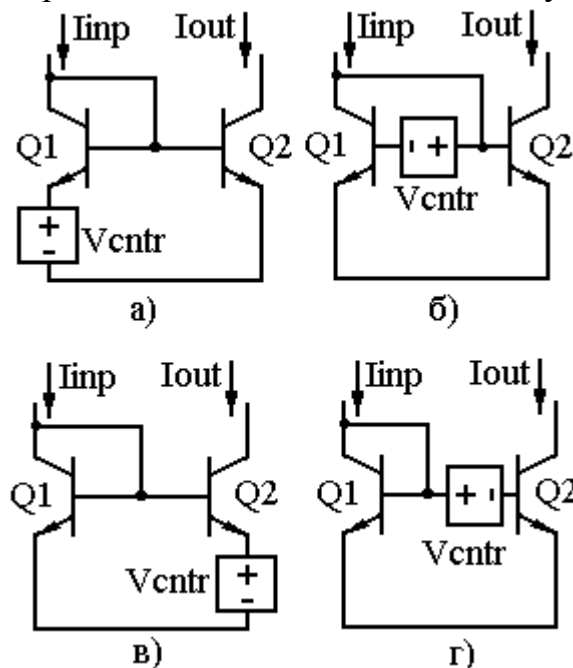


Рисунок 1. Возможные способы включения источника напряжения V_{CNTR} в ИТУТ

Самая простая реализация источника V_{CNTR} осуществляется за счет резистора, по которому протекают внутренние токи схемы: I_{INP} , I_{INP}/β , I_{OUT} , I_{OUT}/β , - 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:

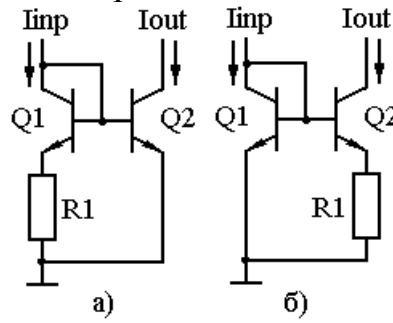


Рисунок 2. ИТУТ с эмиттерным резистором

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

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

Так как $\varphi_T = \frac{kT}{q}$, то из (3) следует, что выходной ток ИТУТ (рис. 2б)

пропорционален абсолютной температуре:

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

и он называется *PTAT (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]):

$$\text{для рис.3а } R_1 \approx \frac{R_2}{\text{Ln} \frac{I_{INP}}{I_{OUT}}} \text{Ln} \frac{I_{INP}}{\frac{\varphi_T}{R_2} \text{Ln} \frac{I_{INP}}{I_{OUT}}}, \quad (5)$$

$$\text{для рис.3б } R_1 \approx \frac{R_1 + R_2}{\text{Ln} \frac{I_{INP}}{I_{OUT}}} \text{Ln} \frac{I_{INP}}{\frac{\varphi_T}{R_1 + R_2} \text{Ln} \frac{I_{INP}}{I_{OUT}}}, \quad (6)$$

$$\text{для рис.3в } I_{INP} = \left[I_S \left(\frac{I_{OUT}}{I_S} \right)^{1+R2/R1} \frac{\varphi_T \text{Ln} \frac{I_{OUT}}{I_S}}{R_1} \right]^{0.5}. \quad (7)$$

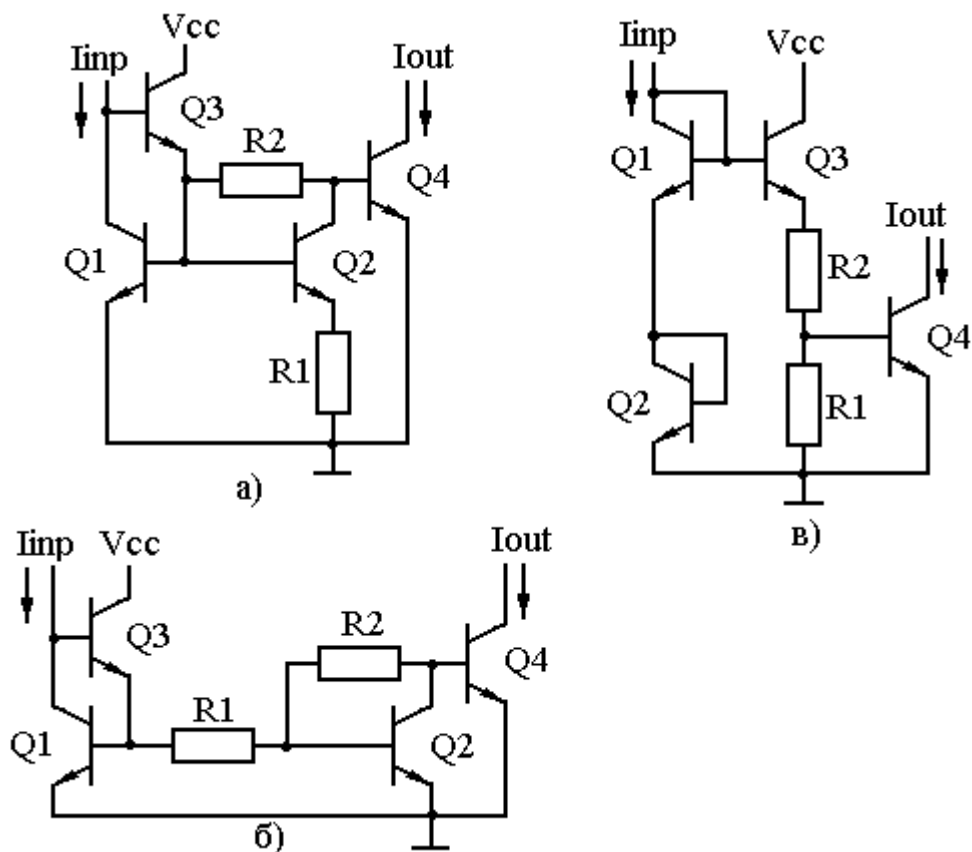


Рисунок 3. ИТУТ с малыми выходными токами

Из (5), (6) видно, что выходной ток ИТУТ рис. 3а, рис. 3б 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).

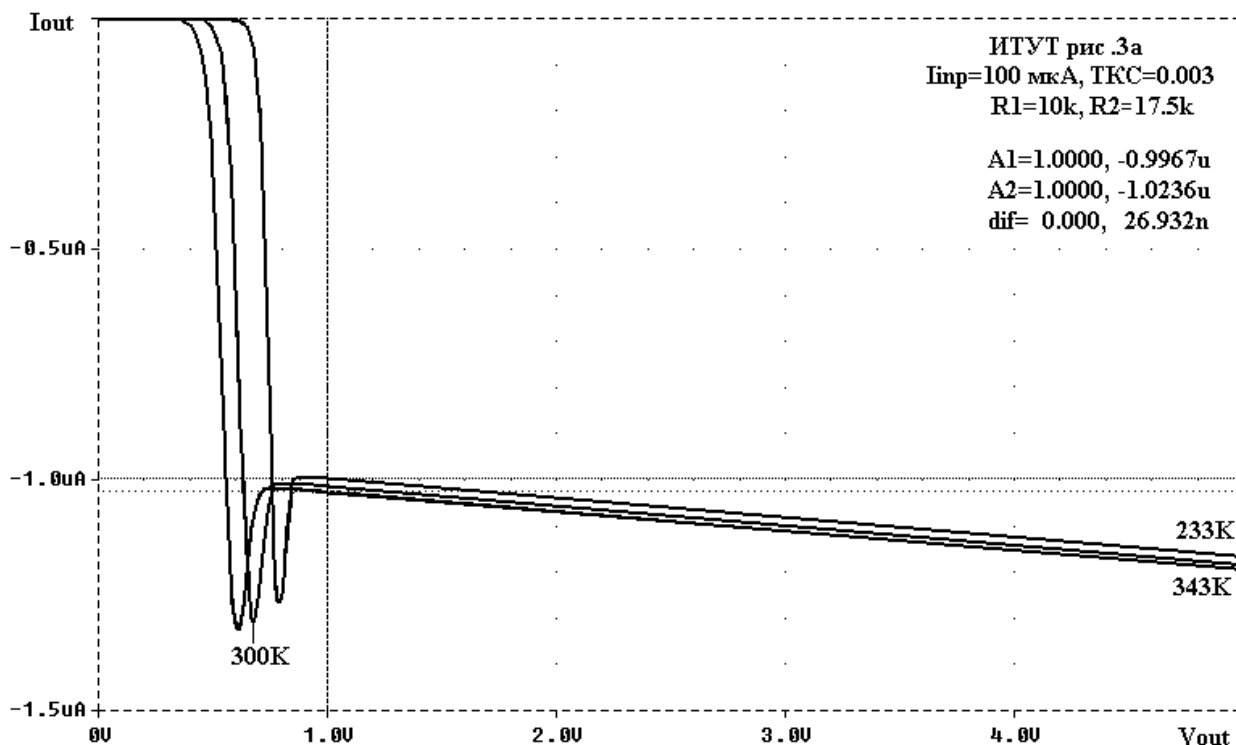


Рисунок 4. Зависимость выходного тока I_{OUT} от выходного напряжения V_{OUT} при разных значениях температуры (233 К, 300 К, 343 К) для ИТУТ, показанного на рис. 3а

- 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 $R_1/R_2=1 \text{ кОм}/3 \text{ кОм}$ $TKT=0,670 \text{ \%/градус}$, а для $R_1/R_2=10 \text{ кОм}/7,4 \text{ кОм}$ $TKT=0,413 \text{ \%/градус}$ при $TKC=0$, при $TKC=0,003$ и $R_1/R_2=10 \text{ кОм}/7,4 \text{ кОм}$ $TKT=0,047 \text{ \%/градус}$ (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 $R_1=1 \text{ кОм}$, $R_2=100 \text{ Ом}$ составляет $TKT=1,920 \text{ \%/градус}$. Погрешность формулы (7) при этих условиях максимальна и равна 18,6 %.

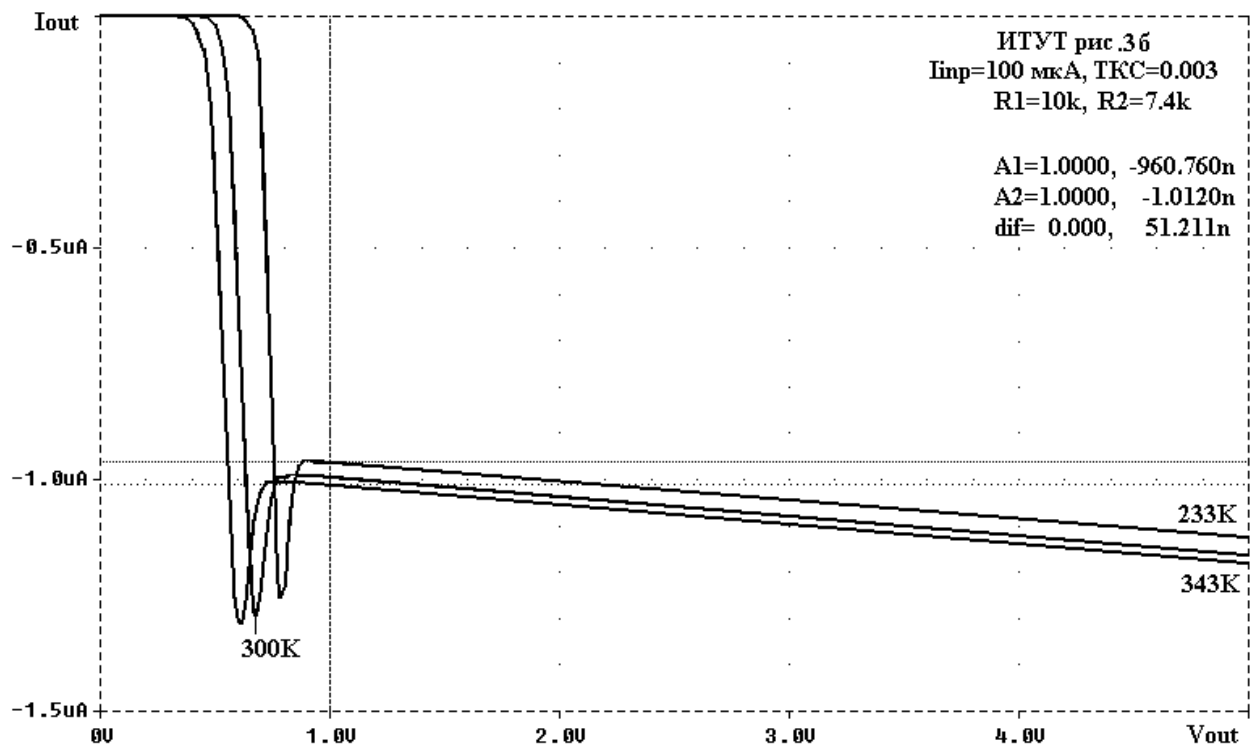


Рисунок 5. Зависимость выходного тока I_{OUT} от выходного напряжения V_{OUT} при разных значениях температуры (233 К, 300 К, 343 К) для ИТУТ, показанного на рис. 36

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 входного 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].

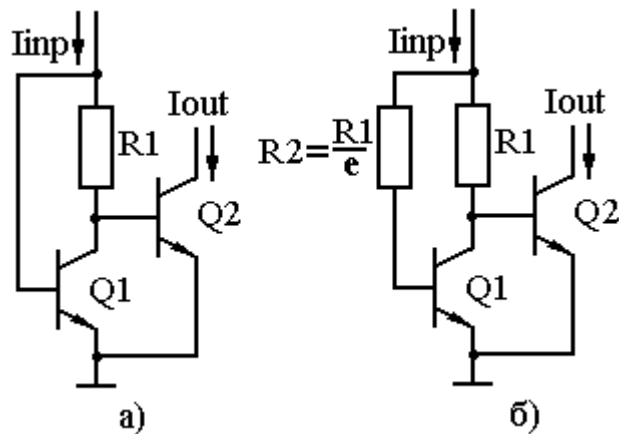


Рисунок 6. Пиковые источники тока на биполярных транзисторах

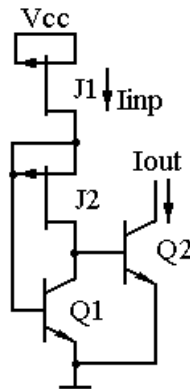


Рисунок 7. Пиковый источник тока на биполярных транзисторах и ПТУП

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 площади 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:

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

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 $\pm 2\%$.

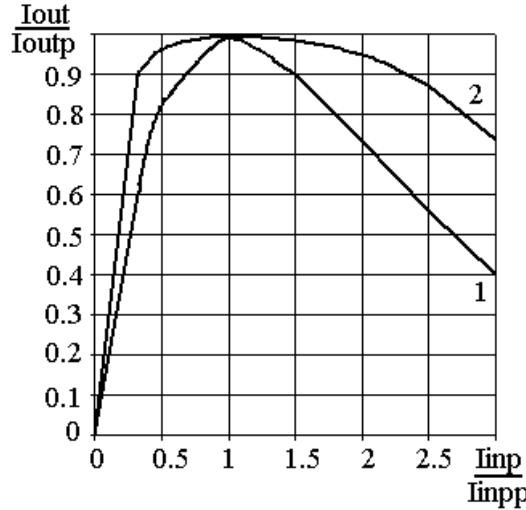


Рисунок 8. Нормированная передаточная характеристика пикового однокаскадного (кривая 1) и двухкаскадного (кривая 2) ИТ

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

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

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

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

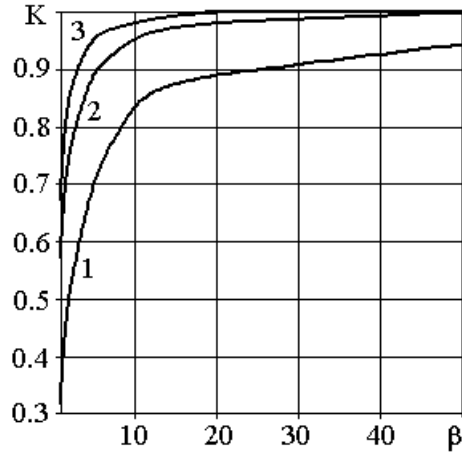


Рисунок 9. Зависимость коэффициента передачи пикового ИТ от статического коэффициента передачи тока β для случаев: $R_1=R_2=0$ (кривая 1); $R_1 \neq 0, R_2=0$ (кривая 2), $R_2=R_1/e$ (кривая 3)

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

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

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

$$I_{OUT} = \frac{I_{ES2}}{I_{ES1}} \beta_{J1} V_P^2 \exp \left[-\frac{V_P}{\varphi_T} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{\beta_{J1}}{\beta_{J2}}} \right) \right], \quad (14)$$

где β_{Ji} -квадратичный передаточный коэффициент i - того ПТУП, V_{Pi} - напряжение отсечки i - того ПТУП.

Выходной ток не будет зависеть от разброса напряжения отсечки

($\frac{\partial I_{OUT}}{\partial V_P} = 0$), если

$$\frac{\beta_{J1}}{\beta_{J2}} = 1 - \left(1 - \frac{2\varphi_T}{V_P} \right)^2. \quad (15)$$

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% .

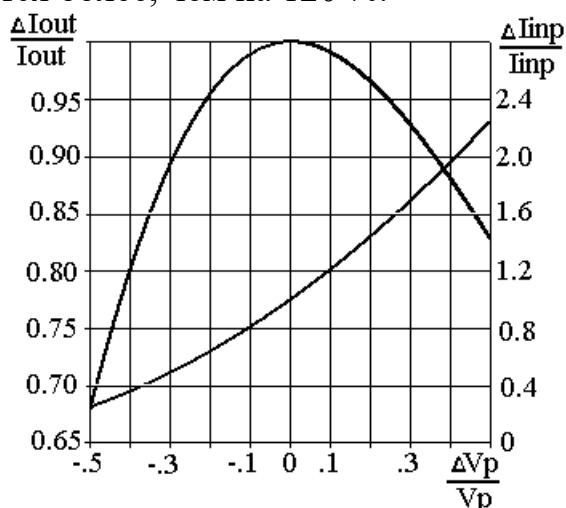


Рисунок 10. Нормированная зависимость входного $\Delta I_{INP}/I_{INP}$ и выходного $\Delta I_{OUT}/I_{OUT}$ тока ИТ, показанного на рис.7, от разброса напряжения отсечки $\Delta V_P/V_P$

Литература

1. Bray D. The Use of Bipolar Semiconductor Junctions in Linear Circuit Design // Microelectronics J. - 1983. V. 14, N 3. - P. 61-86.
2. Fukahori K., Nishikawa Y., Hamade A. Bilotti A. A High Precision Micropower Operational Amplifier // IEEE J. of Solid-State Circuits. - 1979. V. SC-14, N 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, N 6. - P. 669-676.