

СХЕМОТЕХНИКА БИПОЛЯРНЫХ АНАЛОГОВЫХ МИКРОСХЕМ

ЧАСТЬ 2. ВЫСОКОТОЧНЫЕ ПОВТОРИТЕЛИ ТОКА

О. В. Дворников
Oleg_Dvornikov@tut.by

Источники тока (ИТ) являются основным узлом аналоговых интегральных устройств: усилительных каскадов с активной нагрузкой, дифференциальных усилителей (ДУ), каскадов сдвига уровня, цепей задания рабочего режима, аналоговых фильтров, усилителей тока, источников тока, управляемых напряжением (ИТУН), дифференциальных каскадов с высоким выходным сопротивлением (operational transconductance amplifier), в которых выходной ток пропорционален дифференциальному входному напряжению. По существу, базовое схемотехническое решение всех аналоговых ИС – «токовое зеркало» (current mirror) - представляет собой интегральную реализацию источника тока, управляемого током (ИТУТ) с коэффициентом передачи близким к единице.

В зависимости от конкретного места применения приоритетное значение будут иметь различные параметры ИТ. Например, для каскадов сдвига уровня, генераторов стабильного тока (ГСТ) необходимы высокое выходное дифференциальное сопротивление и стабильность выходного тока; для усилителей тока наиболее важна линейность передаточной характеристики - постоянное значение коэффициента передачи тока в допустимом диапазоне изменения входного тока; для активной нагрузки ДУ требуется высокая точность «отражения» тока - максимальная близость коэффициента передачи ИТУТ к единице, определяющая напряжение смещения нуля; для усилительных каскадов с активной нагрузкой - высокое выходное дифференциальное сопротивление, обеспечивающее высокий коэффициент усиления.

Многообразие областей применения ИТ вызвало множество различных схемотехнических решений, которые можно классифицировать следующим образом:

1. ИТУТ с не регулируемым коэффициентом передачи.
 - 1.1 С фиксированным коэффициентом передачи за счет масштабирования площадей эмиттеров транзисторов и/или сопротивлений эмиттерных резисторов.
 - 1.2 ИТУТ с высокой точностью повторения тока - высокоточные повторители тока.
 - 1.3 С источником напряжения в эмиттерной/базовой цепи.
 - 1.4 Специальные конструкции ИТУТ: низковольтные, высоковольтные, высокочастотные, с высокой линейностью передаточной характеристики.
2. ИТУТ с регулируемым коэффициентом передачи (adjustable current mirror, variable ratio current mirror).

3. Генераторы стабильного тока - источники тока с заданным выходным током.

3.1С автоматическим смещением (latching current source).

3.2С выходным током пропорциональным абсолютной температуре (proportional- to- absolute - temperature PTAT).

3.3С заданным (положительным, отрицательным, нулевым) температурным коэффициентом выходного тока (ТКТ).

В основе работы интегральных источников тока лежат *два основных положения*: идентичность параметров интегральных элементов и свойства прямо смещенного р-п перехода биполярного транзистора (БТ).

Простейший ИТУТ показан на рис.1. Если пренебречь эффектом Эрли, то из уравнений Эберса – Молла можно получить выражение:

$$V_{BE} \approx \varphi_T \ln \frac{I_C}{I_S}. \quad (1)$$

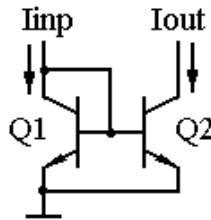


Рисунок 1. Простейший ИТУТ на биполярных транзисторах

Так как транзисторы Q1 и Q2 имеют одинаковую разность потенциалов эмиттер-база, то:

$$V_{BE2} - V_{BE1} = 0. \quad (2)$$

Используя (1), (2) и пренебрегая величиной базового тока, получим известное соотношение для выходного тока:

$$\frac{I_{OUT}}{I_{INP}} \approx \frac{I_{C2}}{I_{C1}} \approx \frac{I_{S2}}{I_{S1}} \approx \frac{S_{E2}}{S_{E1}}. \quad (3)$$

Из (3) следует - если транзисторы Q1, Q2 имеют полностью идентичные электрофизические параметры, то масштабирование выходного тока (изменение коэффициента передачи тока $K = \frac{I_{OUT}}{I_{INP}} \approx \frac{I_{C2}}{I_{C1}}$) можно получить за счет простого изменения отношения площадей эмиттеров Q1, Q2.

Недостатками ИТУТ (рис. 1) являются:

1. Невысокая точность коэффициента передачи. Для транзисторов с типичными параметрами $\Delta V_{BE} = \pm 1$ мВ, $\beta = 100$ коэффициент передачи составит:

$$K = \frac{\beta_2 \exp \frac{\Delta V_{BE}}{\varphi_T}}{1 + \beta_2 + \exp \frac{\Delta V_{BE}}{\varphi_T}} \approx 0,9435 \text{ или } 1,0184. \quad (4)$$

Два значения коэффициента передачи объясняются возможным знаком разности прямого падения напряжения $\pm \Delta V_{BE}$. При $\Delta V_{BE} = 0$ мВ $K = 0,9804$.

2. Узкий диапазон масштабирования коэффициента передачи. Невозможно точно получить любое отношение площадей эмиттеров p-n-p интегральных БТ, т.к. технологические погрешности, возникающие на этапе изготовления фотошаблонов, фотолитографии и формирования полупроводниковых областей [1], будут неодинаково влиять на величину площади полупроводниковой области разной топологической формы и размера [2, 3]. Наиболее точное масштабирование получают за счет параллельного соединения транзисторов, работающих при одинаковой плотности эмиттерного тока. При этом значительно увеличивается площадь, занимаемая на кристалле ИТУТ, и увеличивается выходная емкость.

3. ИТУТ (рис. 1) имеет конечное значение выходного дифференциального сопротивления

$$r_{OUT} = \frac{\partial V_{CE}}{\partial I_C} \approx \frac{V_A}{I_C}, \quad (5)$$

из-за которого коэффициент передачи тока будет зависеть от выходного напряжения. Это влияние можно описать следующим образом. Из модифицированных уравнений Эберса – Молла вытекает, что изменение коллекторного тока из-за изменения коллекторного напряжения при фиксированном напряжении на прямосмещенном эмиттерном переходе (эффект Эрли) эквивалентно изменению коллекторного тока из-за изменения напряжения на эмиттерном переходе ΔV_{BE}^A при фиксированном коллекторном напряжении.

$$\Delta V_{BE}^A = \frac{\varphi_T}{V_A} \Delta V_{CE}. \quad (6)$$

В связи с этим, для учета влияния эффекта Эрли на коэффициент передачи в выражение (4) необходимо ввести дополнительную разность прямого падения напряжения на эмиттерном переходе приблизительно равную $\frac{\varphi_T}{V_A} (V_{CE2} - 0,7 \text{ В})$. Для типовых параметров современных ИС $V_{CE2}=2 \text{ В}$, $V_A=20 \text{ В}$ дополнительная разность составит 2,6 мВ, при этом $K=1,03$ или 1,1243 в зависимости от знака ΔV_{BE} .

Значительно лучшие характеристики имеют ИТУТ с эмиттерными резисторами, показанные на рис.2. Многоколлекторные p-n-p транзисторы легко реализуются в стандартном биполярном техпроцессе при использовании горизонтальных (латеральных) структур [4].

При рабочих токах, удовлетворяющих условию

$$V_{RMIN} = I_E R_E > 10\varphi_T, \quad (7)$$

где V_{RMIN} -наименьшее падение напряжения на эмиттерных резисторах R_E ,

различие эмиттерных токов $\Delta I_E/I_E$ ИТУТ будет определяться не ΔV_{BE} транзисторов, а разбросом сопротивлений эмиттерных резисторов $\Delta R_E/R_E$. При этом для типовых значений $\Delta V_{BE}=1 \text{ мВ}$ и $\Delta R_E/R_E=1 \%$ различие токов уменьшится с $\Delta I_E/I_E \approx \exp(\Delta V_{BE} / \varphi_T) = 1,0392$ до $\Delta I_E/I_E \approx \Delta R_E/R_E = 1,01$. Для небольшого диапазона изменения входного тока подстройкой сопротивления

эмиттерных резисторов можно добиться компенсации влияния базового тока на коэффициент передачи и получить $K \approx 1$

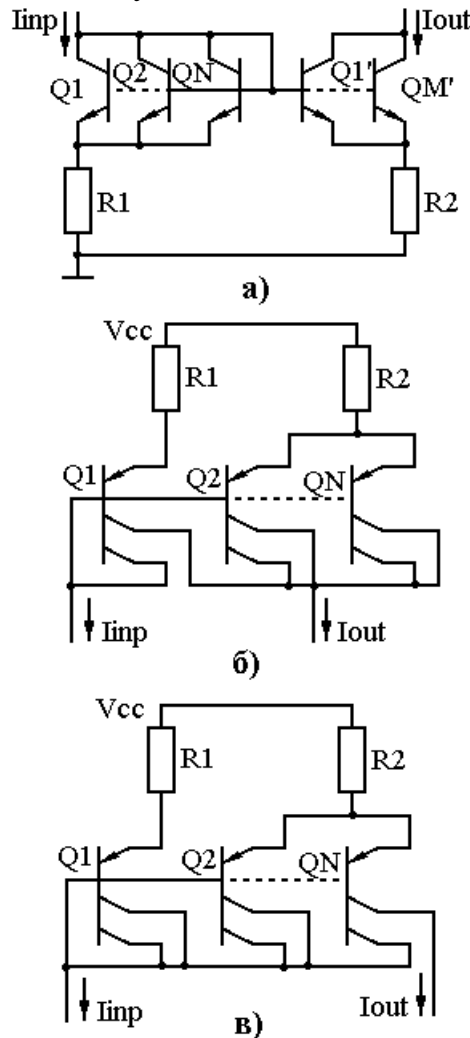


Рисунок 2. ИТУТ с эмиттерными резисторами

Другими преимуществами ИТУТ с эмиттерными резисторами является возможность получения широкого диапазона коэффициентов передачи, т.к. он определяется отношением сопротивлений эмиттерных резисторов, увеличенное выходное дифференциальное сопротивление [5]

$$r_{OUT} \approx \frac{V_A}{I_C} \left[1 + \frac{\beta R_2}{R_2 + \frac{\beta \varphi_T}{I_{OUT}} + R_1 + \frac{\varphi_T}{I_{INP}}} \right], \quad (8)$$

температурная стабильность выходного тока, обусловленная отрицательной обратной связью (ООС) через эмиттерные резисторы, малый уровень выходного шума.

Эмиттерный резистор уменьшает уровень выходного шума источника тока, особенно значительно при высоком сопротивлении базовой области R_{BB} , что важно для БТ современных ИС, которые из-за предельно малых размеров имеют значительные сопротивления полупроводниковых областей

эмиттера, базы, коллектора. Уменьшение шума происходит наиболее эффективно при выполнении условия [6]

$$\frac{R_{BB}}{r_E} \approx \frac{R_{BB} I_C}{\varphi_T} \approx \frac{R_{BB} I_{OUT}}{\varphi_T} \gg 1, \quad (9)$$

где r_E - дифференциальное сопротивление эмиттера выходного транзистора ИТ.

Дополнительное уменьшение шума можно получить за счет низкого сопротивления по переменному сигналу на базе выходного транзистора ИТ путем фильтрации конденсатором максимально большой емкости или заданием базового потенциала через эмиттерный повторитель с малым выходным сопротивлением. Из-за низкого импеданса на базе осуществляется режим почти короткозамкнутой цепи для источников избыточного шума.

Главным недостатком ИТУТ с эмиттерными резисторами является нелинейность их передаточной характеристики, которая в первом приближении (без учета эффекта Эрли и конечного значения β транзисторов) описывается выражениями, приведенными в табл.1 (уточненные данные [7]).

Так как коэффициент передачи определяется отношением резисторов только при напряжении на эмиттерных резисторах превышающем $10\varphi_T \approx 260$ мВ, то затруднено применение ИТУТ с эмиттерными резисторами в микроощных и низковольтных схемах.

Таблица 1- Выходной ток ИТУТ с эмиттерными резисторами

Диапазон тока	Рис.2а	Рис.2б	Рис.2в
$I_E \geq \frac{10\varphi_T}{R_E}$	$I_{OUT} = \frac{R_1}{R_2} I_{INP}$	$I_{OUT} = (1 + \frac{2R_1}{R_2}) I_{INP}$	$I_{OUT} = \frac{I_{INP} R_1}{2(N-1)(R_1 + R_2) - R_1}$
$I_E \leq \frac{0,1\varphi_T}{R_E}$	$I_{OUT} = \frac{M}{N} I_{INP}$	$I_{OUT} = (2N-1) I_{INP}$	$I_{OUT} = \frac{I_{INP}}{4(N-1) - 1}$
$\frac{0,1\varphi_T}{R_E} \leq I_E \leq \frac{10\varphi_T}{R_E}$	$I_{OUT} = \frac{\varphi_T \text{Ln} \frac{M I_{INP}}{N I_{OUT}}}{R_2 - R_1 \frac{I_{INP}}{I_{OUT}}}$	$I_{OUT} = \frac{\varphi_T \text{Ln} \frac{I_{OUT} - 1}{2(N-1) \frac{I_{INP}}{I_{OUT}}}}{\frac{I_{INP}}{I_{OUT}} (2R_1 + R_2) - R_2}$	$I_{OUT} = \frac{\varphi_T \text{Ln} \left[\frac{I_{INP}}{I_{OUT}} + 1 \right]}{2(N-1) \frac{I_{OUT}}{I_{INP}} - 1} \frac{I_{INP}}{2(N-1)(R_1 + R_2) - R_1 (1 + \frac{I_{INP}}{I_{OUT}})}$

Результаты Pspice моделирования, приведенные на: рис.3 - зависимость коэффициента передачи ИТУТ (рис. 2а) от входного тока при N=1; M'=2; T=300 К; V_{OUT}=5 В; R1=1 кОм, R2=0,5 кОм; 1 кОм; 2 кОм, рис.4 - зависимость коэффициента передачи ИТУТ (рис. 2а) от входного тока при N=1; M'=2; T=300 К; V_{OUT}=1 В, 5В; R1=1 кОм; R2=0,5 кОм, - подтверждают, что

- Коэффициент передачи определяется отношением эмиттерных резисторов только в области больших токов, а при малых - отношением площадей эмиттерных переходов.

- Эффект Эрли значительно изменяет величину коэффициента передачи. Только при больших токах, когда начинает проявляться действие эмиттерных резисторов, выходное сопротивление увеличивается и влияние выходного напряжения на коэффициент передачи $\partial K/\partial V_{OUT}$ уменьшается с 4 %/В до 0,34 %/В.

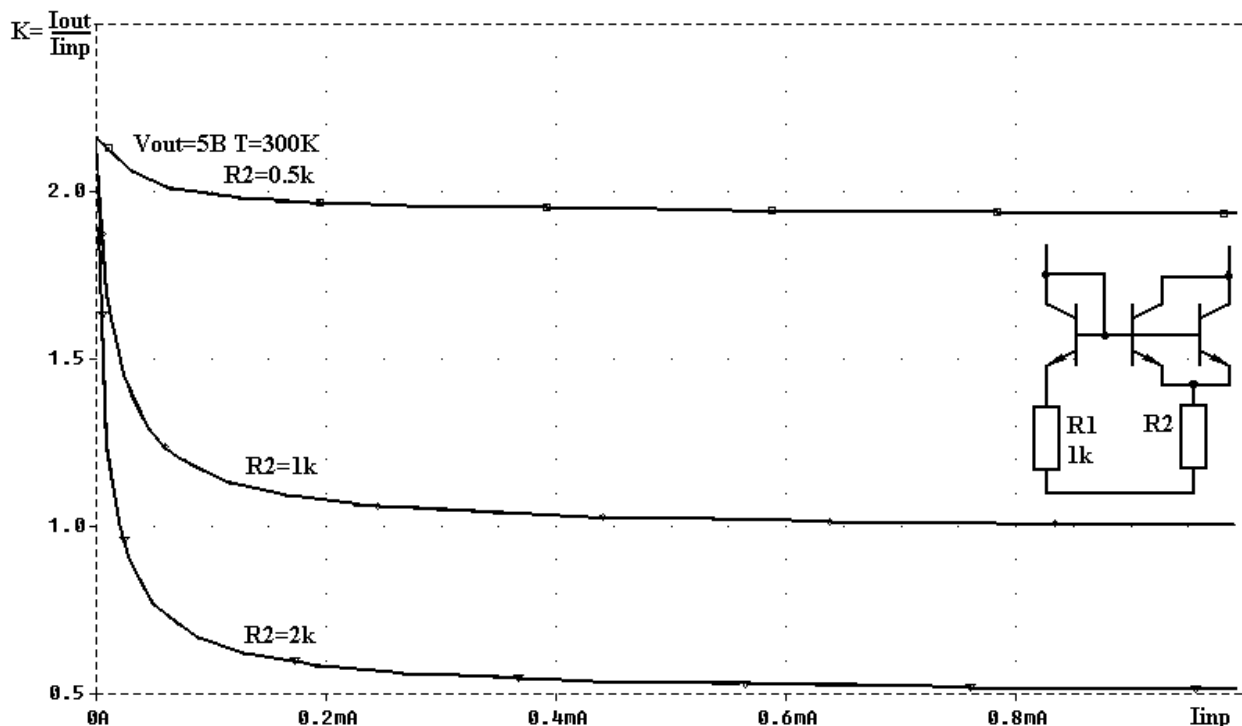


Рисунок 3. Зависимость коэффициента передачи ИТУТ (рис. 2а) от входного тока при $N=1$; $M'=2$; $T=300$ К; $V_{OUT}=5$ В; $R_1=1$ кОм, $R_2=0,5$ кОм; 1 кОм; 2 кОм

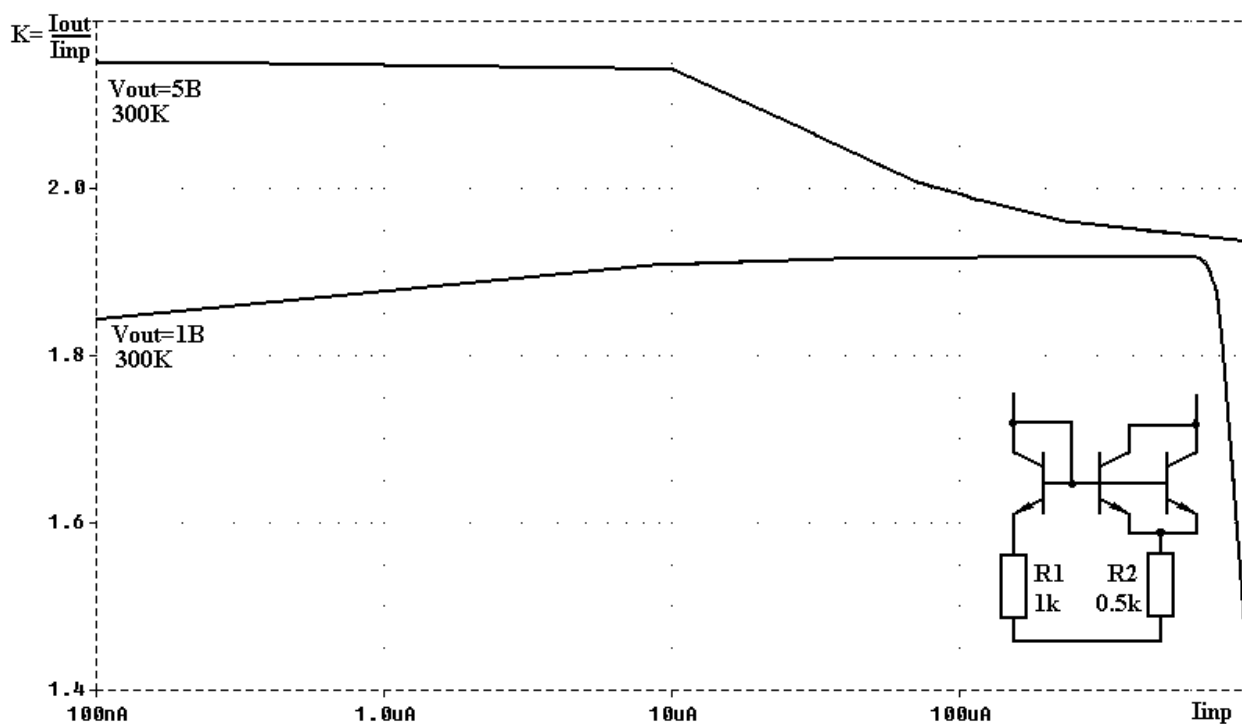


Рисунок 4. Зависимость коэффициента передачи ИТУТ (рис. 2а) от входного тока при $N=1$; $M'=2$; $T=300$ К; $V_{OUT}=1$ В, 5В; $R_1=1$ кОм; $R_2=0,5$ кОм

При использовании ИТУТ на интегральных р-п-р транзисторах могут возникать статические погрешности коэффициента передачи, обусловленные низким значением коэффициента передачи тока β_P , а при больших уровнях тока появляется дополнительная погрешность из-за падения напряжения на объемных сопротивлениях базовой и эмиттерной областей. В этом случае для точного масштабирования токов необходимо использовать транзисторы, работающие при одинаковой плотности тока, а само масштабирование осуществлять за счет параллельного соединения транзисторов либо использовать ИТ на дифференциальных каскадах (рис. 5).

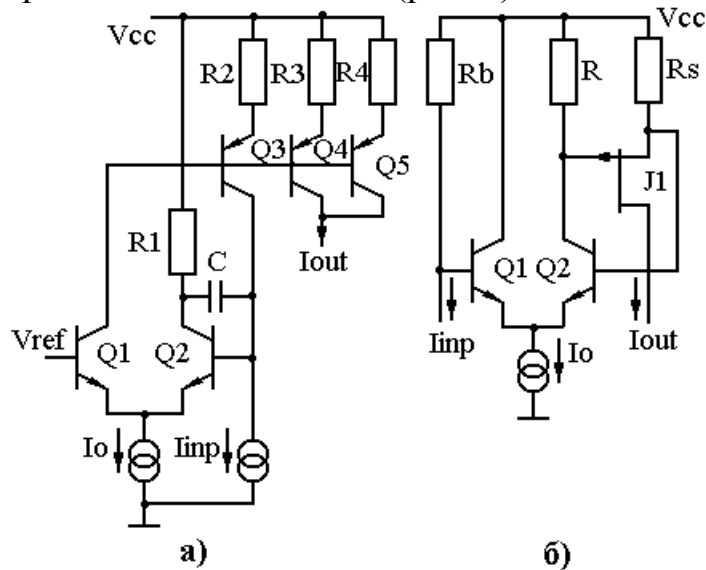


Рисунок 5. ИТУТ на дифференциальных каскадах

Дифференциальный каскад [8] на Q1, Q2 (рис.5а) задает базовый ток транзисторов ИТ Q3-Q5 и тем самым обеспечивает высокую точность коэффициента передачи (рис. б) даже при большом выходном токе и сильном спаде β . Кроме того, при выполнении условия: $V_{REF}=V_0$, где V_0 - выходное напряжение ИТ в состоянии покоя, - увеличивается точность получения требуемого коэффициента передачи тока, так как коллекторы Q3-Q5 будут иметь одинаковый потенциал и эффект Эрли не приведет к сильному различию коллекторных токов. Для работы ИТ должно выполняться условие $I_{B2} \ll I_{INP}$, поэтому при увеличении I_0 происходит сдвиг области допустимого входного тока I_{INP} в сторону больших токов.

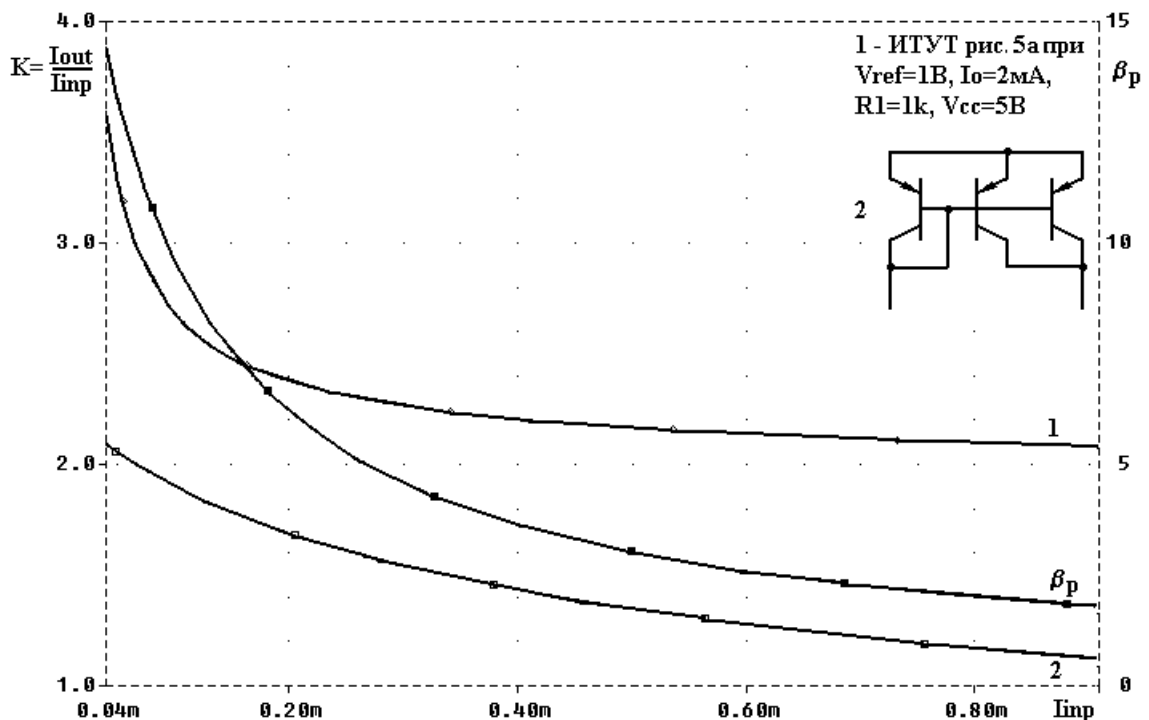


Рисунок 6. Зависимость β_p и коэффициентов передачи ИТУТ на p-n-p транзисторах от входного тока

Другой ИТУТ с дифференциальным каскадом и p- ПТУП [9] показан на рис.5б. Его преимуществом является высокое выходное дифференциальное сопротивление, а коэффициент передачи без учета влияния базовых токов Q1, Q2 описывает выражение:

$$K = \frac{I_{OUT}}{I_{INP}} \approx \frac{R_B}{R_S} \quad (10)$$

Параметры ИТУТ, используемых как активная нагрузка, значительно влияют на основные характеристики ДК [10]: напряжение смещения, разность входных токов, коэффициент усиления дифференциального напряжения. Например, моделирование типового ДК с активной нагрузкой (рис. 7) показало, что при прочих равных условиях уменьшение β_p от 20 до 5 и, следовательно, изменение коэффициента передачи ИТУТ активной нагрузки от 0,9953 до 0,9375 приводит к изменению напряжения смещения ДК от -666,8 мкВ до +7,59 мВ (рис.8).

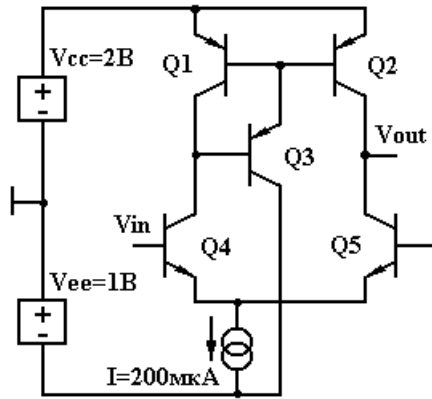


Рисунок 7. Типовой ДК с активной нагрузкой

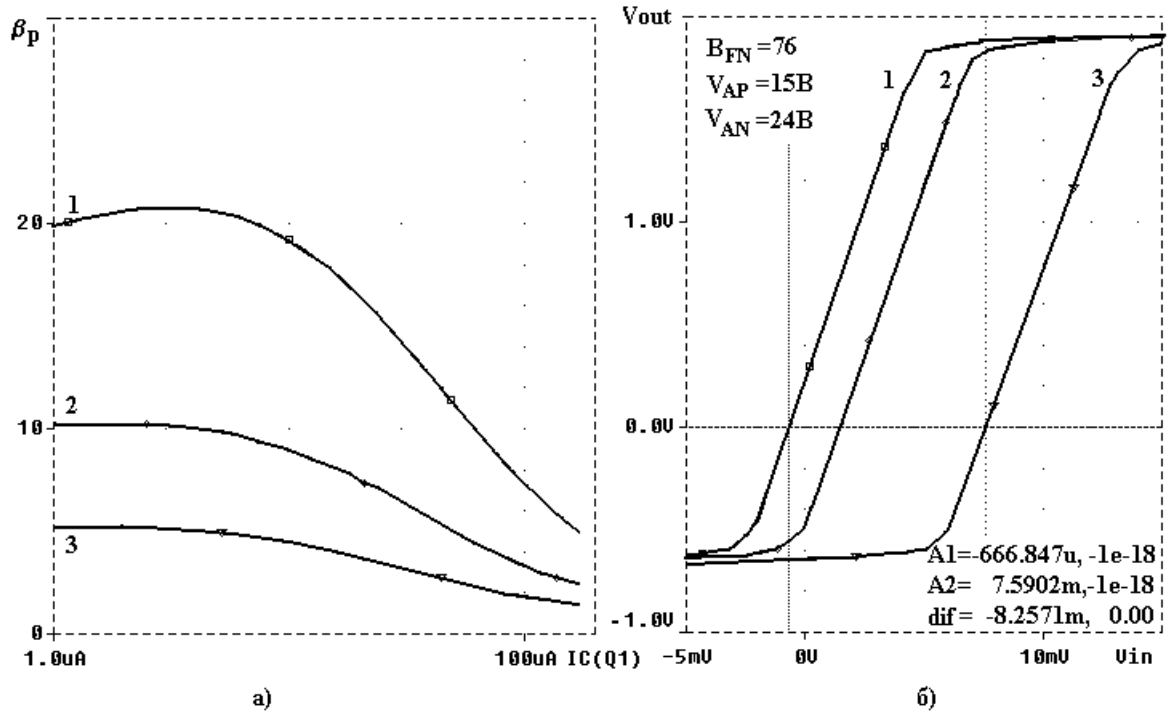


Рисунок 8. Зависимость β_p транзисторов активной нагрузки от коллекторного тока и соответствующая им передаточная характеристика ДК

Целый ряд высокоточных повторителей тока показан на рис.9 [11, 12]. В большинстве решений максимальное выравнивание входного и выходного тока достигают за счет схемотехнического подобию входных и выходных цепей. Аналитические выражения для коэффициентов передачи повторителей тока приведены в табл. 2.

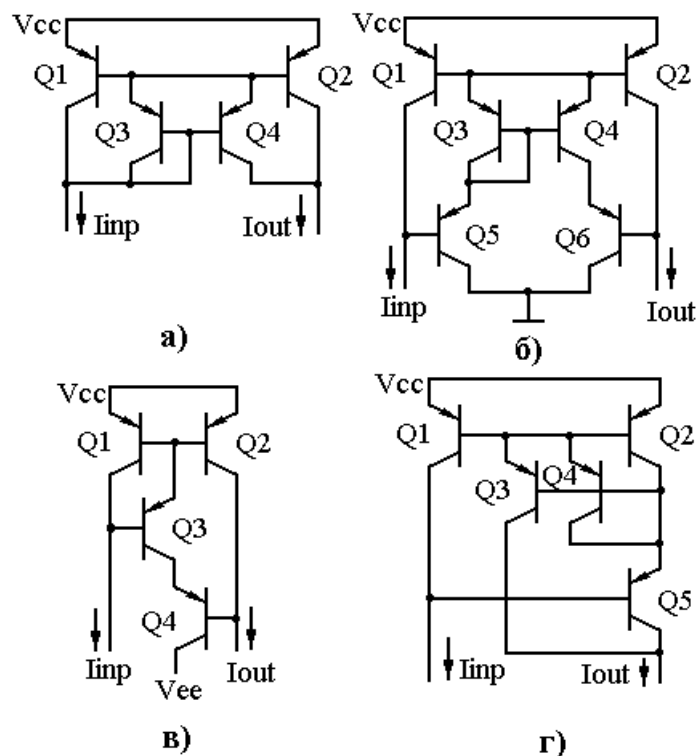


Рисунок 9. Высокоточные повторители тока

Таблица 2- Коэффициенты передачи высокоточных повторителей тока

Рис.9а	Рис.9б	Рис.9в	Рис.9г
$K = \frac{\beta^2 + 2\beta}{\beta^2 + 2\beta + 2}$	$K = \frac{\beta^3 + 2\beta^2 + 2\beta}{\beta^3 + 2\beta^2 + 2\beta + 2}$	$K = \frac{\beta^3 + 2\beta^2 + 3\beta}{\beta^3 + 2\beta^2 + 3\beta + 2}$	$K = \frac{\beta^3 + 3\beta^2 + 3\beta}{\beta^3 + 3\beta^2 + 3\beta + 2}$

Для максимального увеличения точности повторения тока необходимо избежать использования части входного тока для управления ИТ. Такое схемотехническое решение возможно при использовании полевых транзисторов. В ИТ на рис.10а ПТУП J1 обеспечивает базовый ток транзисторов Q1, Q2, не потребляя входного тока. При уменьшении входного тока I_{INP} значительно уменьшается суммарный базовый ток Q1 и Q2, в результате чего напряжение на обратном смещенном переходе затвор-исток J1 (потенциал затвора выше, чем истока) увеличивается, и коллекторный переход входного транзистора Q1 может сместиться в прямом направлении. Избежать потери работоспособности ИТ при малых входных токах можно при использовании технологического процесса, гарантирующего получение напряжения отсечки величиной 0,5-0,6 В с малым технологическим разбросом, что весьма проблематично.

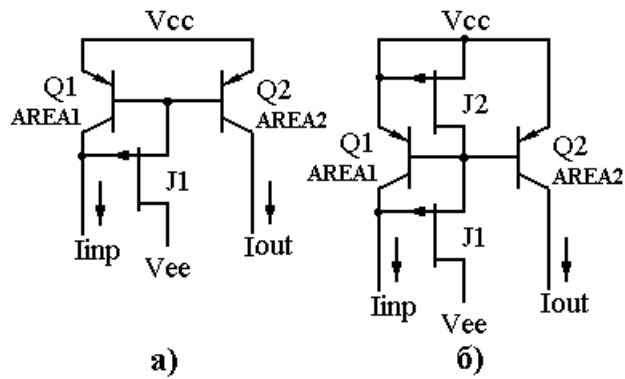


Рисунок 10. Высокоточные повторители тока с заданием смещения через ПТУП

Другим решением может быть применение модифицированного ИТ, показанного на рис. 10б [13], в котором введен дополнительный ПТУП J2 с закороченным переходом затвор-исток. Для исключения влияния базовых токов на режим работы и предотвращения прямого смещения коллекторного перехода Q1 необходимо, чтобы в диапазоне допустимых входных токов, температур и разброса параметров полевых транзисторов выполнялись условия:

$$I_{DSS1} \gg \frac{I_{INP} \left(1 + \frac{AREA_{Q2}}{AREA_{Q1}}\right)}{\beta_P}, \quad (11)$$

$$0 \leq V_{GS1} \approx V_P - V_{BE1} \cdot \sqrt{\frac{2\beta_{J2}}{\beta_{J1}} \left(\frac{V_P}{V_{BE1}} - 1\right)} \leq 0,5 - 0,6 \text{ В}. \quad (12)$$

Выполнение неравенства (12) можно обеспечить при интегральном исполнении за счет выбора ширины канала ПТУП в соответствии с выражением:

$$\frac{Z_1}{Z_2} = 2 \frac{V_{BE1}}{V_P} \left(1 - \frac{V_{BE1}}{V_P}\right). \quad (13)$$

Для АБМК_1_2 $V_P=2,2 \text{ В}$, $V_{BE1}=0,827 \text{ В}$ при 100 мкА , поэтому для транзисторов J1, J2 необходимо получить $Z1/Z2=0,469$.

Соотношение (8) показывает, что для увеличения выходного дифференциального сопротивления источника тока необходимо увеличивать сопротивление эмиттерного резистора. Этот подход используется в каскодных ИТ, в которых вместо высокоомного резистора используется выходное дифференциальное сопротивление транзистора. Типичный представитель каскодного ИТ – «токовое зеркало Уилсона» (рис.11). Более сильный эффект можно получить при использовании составных каскодов на БТ и р-ПТУП (рис. 12), что подтверждают результаты моделирования выходных характеристик каскодных ИТ, приведенные на рис. 13.

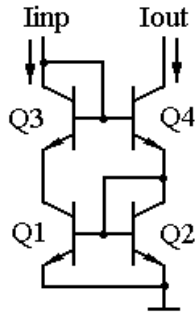


Рисунок 11. Каскодный ИТУТ

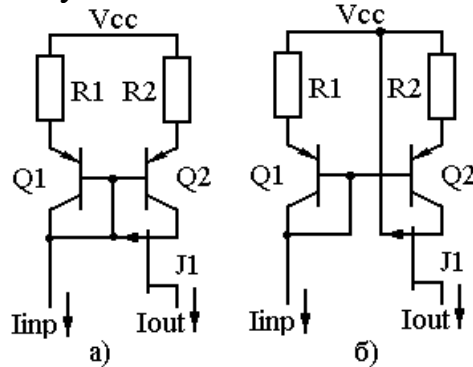


Рисунок 12. Каскодный ИТУТ на биполярных и полевых транзисторах

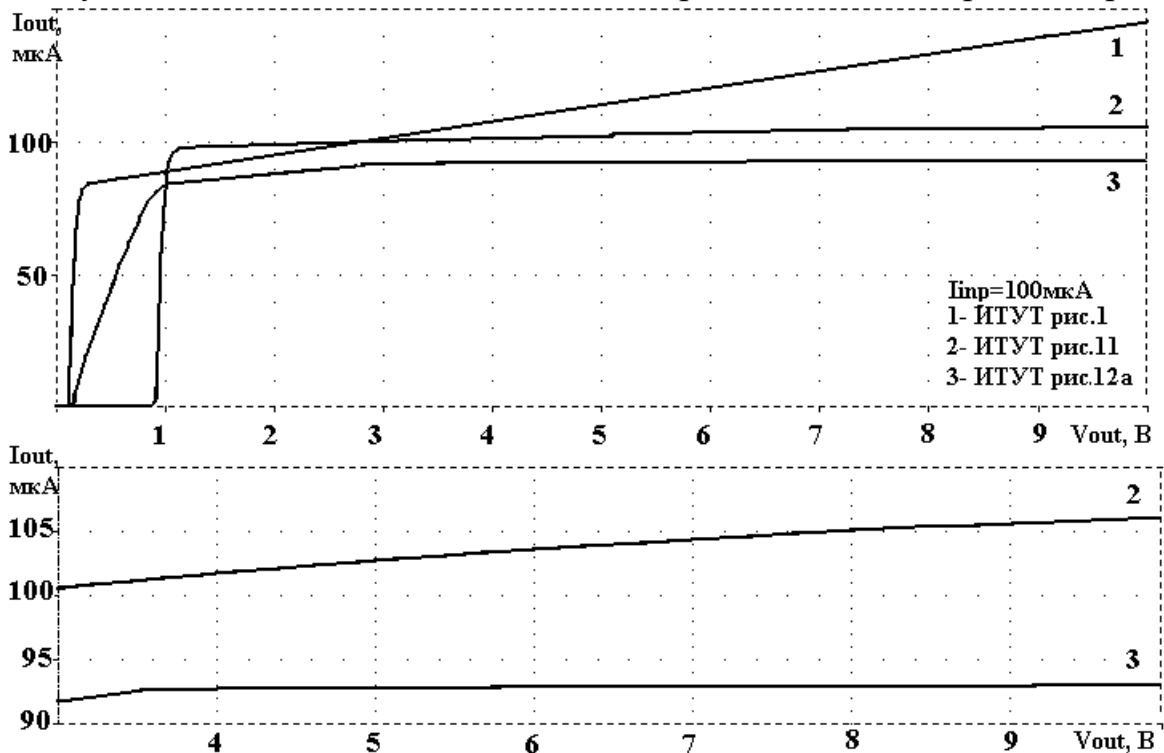


Рисунок 13. Результаты моделирования выходного тока каскодных ИТУТ

Литература

1. Шумилин А.С. Точностные расчеты в микроэлектронике. - Л.: Изд-во Ленингр. ун-та, 1980. - 140 с.
2. Дворников О.В. Анализ конструктивно - технологических параметров, вызывающих рассогласование п-р-п транзисторов// Техника средств связи. Сер.РИТ. 1989. - Вып.4. С.50-56.

3. Skoutas J.P. The importance of quality in the front end of integrated circuit design // J. Semicustom. ICs. - 1989. V. 6, N 4. - P. 5-13.
4. Дворников О.В. Схемно-топологическое проектирование БИС с использованием САПР. Часть 2. Учебно-методическое пособие. - Мн.: БГУИР, 1999. - 98 с.
5. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство. Пер. с нем. - М.: Мир, 1982.-512 С.
6. Bilotti A. Noise Characteristics of Current Mirror Sinks/Sources // IEEE J. of Solid-State Circuits. - 1975. V. SC-10, N 6. - P. 516-524.
7. Bray D. The Use of Bipolar Semiconductor Junctions in Linear Circuit Design // Microelectronics J. - 1983. V. 14, N 3. - P. 61-86.
8. Gross W. Use npn and pnp Devices Effectively in Semicustom Arrays. // EDN. - 1988. N 22. - P. 294-308.
9. Кобболд Р. Теория и применение полевых транзисторов. Пер. с англ. - Л., "Энергия", 1975. - 304 с.
10. Дворников О.В. Влияние рассогласования параметров полупроводниковых компонентов на основные характеристики дифференциальных каскадов // Передовой опыт. -М.: ЦООНТИ "ЭКОС". 1988.- Вып. 3. - С. 31-36.
11. Дворников О.В., Просандеев Д.Е. Схемотехнические особенности токовых "зеркал" линейных интегральных схем. МНИПИ. Мн. 1989. Деп. в ВИМИ, 29.06.1989. N ДД1453.- 23 с.
12. А.с.1327271 (СССР). Токовое зеркало / Дворников О.В., Просандеев Д. Е. - Заявл. 03.03.86.
13. 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.