

# Схемотехника биполярно-полевых аналоговых микросхем

## Часть 4. Источники тока для особых применений

**В статье рассмотрены повторители тока с увеличенным выходным напряжением, с высокой линейностью передаточной характеристики и источник тока для широкополосных схем.**

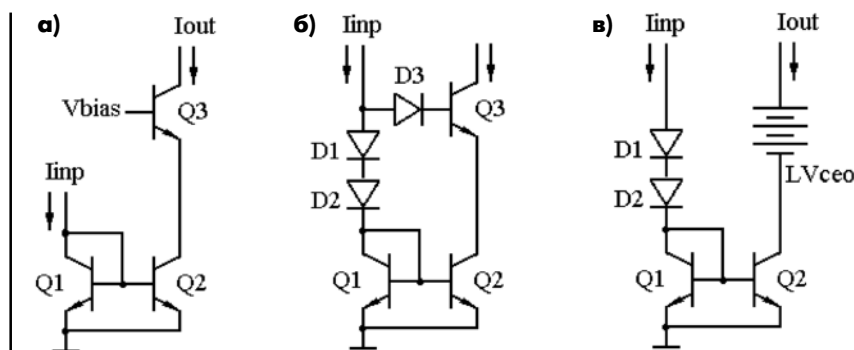
Традиционная разработка высоковольтных ИС базируется на модернизации технологического процесса, направленной на увеличение пробивного напряжения между коллектором и эмиттером биполярного транзистора (БТ) за счет увеличения глубины залегания всех р-п-переходов и уменьшения концентрации примеси в полупроводниковых областях [1, 2]. Однако при этом ухудшаются частотные свойства транзисторов и значительно увеличивается площадь кристалла, занимаемая ИС. Альтернативным решением для повышения допустимого напряжения является использование каскодных цепей, фиксирующих напряжение коллектор–эмиттер БТ на уровне меньшем, чем пробивное напряжение. Каскодное включение показано на рис. 1а, оно представляет собой соединение транзистора Q2 с общим эмиттером с транзистором Q3 с общей базой, смещение последнего задает источник  $V_{BIAS}$ . В этом случае можно увеличить напряжение в узлах ИС, но максимальная амплитуда переменного напряжения все равно ограничена напряжением пробоя коллектор–эмиттер.

Весьма привлекательным является метод, предложенный в [3], — увеличение допустимой амплитуды напряжения на выходе источника тока за счет каскодного включения Q2, Q3 с блокирующими диодами D1-D3 (рис. 1б). Этот подход основан на особенностях вольтамперной характеристики БТ в схеме с общим эмиттером в области пробоя, приведенной на рис. 2. При увеличении напряжения коллектор–эмиттер увеличивается падение напряжения на области пространственного заряда (ОПЗ) обратно смещенного коллекторного перехода. Ускоряясь под действием электрического поля ОПЗ коллекторного перехода, подвижные носители заряда получают энергию, достаточную для создания новых электронно-дырочных пар при соударении с атомами полупроводника, т.е. происходит лавинное умножение носителей заряда в коллекторном переходе. Для случая  $I_B = 0$ , первоначальные подвижные носители обеспечиваются обратным током коллекторного перехода, и лавинный пробой начинается при напряжении  $BV_{CE0}$ . После появления тока пробоя (большого количе-

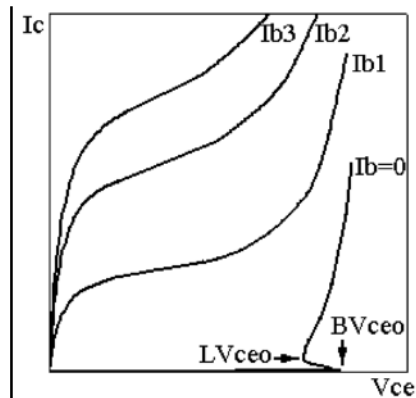
ства подвижных носителей заряда) лавинное умножение может происходить при меньшей напряженности электрического поля, и напряжение коллектор–эмиттер при пробое падает до  $LV_{CE0}$  (рис. 2).

Для случая  $I_B > 0$ , высокое начальное напряжение  $BV_{CE0}$  не требуется для наступления пробоя, так как большое количество подвижных носителей заряда для участия в лавинном умножении уже существует в ОПЗ коллекторного перехода из-за протекания рабочего тока коллектора. В этом режиме напряжение пробоя зависит не только от параметров БТ, но и от внешних условий смещения в базовой цепи.

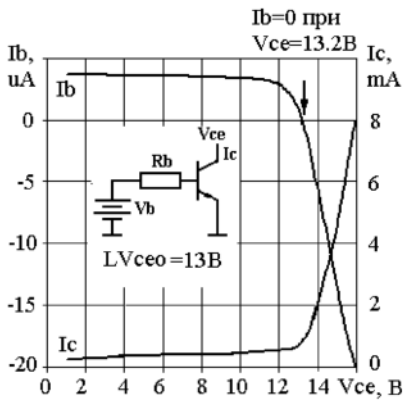
Результаты измерений коллекторного и базового тока при пробое БТ в активном режиме работы показаны на рис. 3 [3]. Возникающий при увеличении напряжения коллектор–эмиттер ток лавинного пробоя вытекает из базы п-р-п-транзистора и тем самым уменьшает суммарный базовый ток до нуля, приблизительно при напряжении  $LV_{CE0}$ . При дальнейшем увеличении напряжения коллектор–эмиттер базовый ток



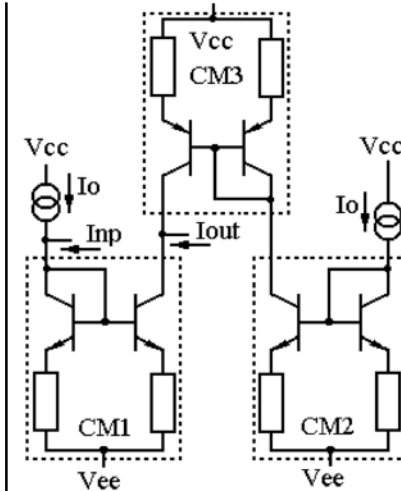
**Рисунок 1** Каскодный повторитель тока: а) традиционный, б) с блокирующими диодами, в) эквивалентная схема повторителя с блокирующими диодами



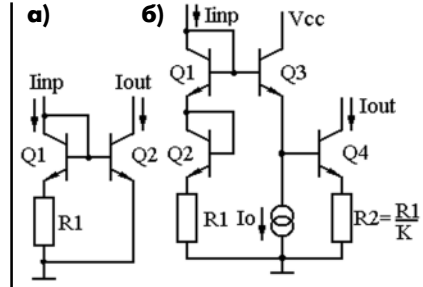
**Рисунок 2** Вольтамперная характеристика п-р-п с общим эмиттером в области пробоя



**Рисунок 3** Зависимость коллекторного и базового тока от напряжения коллектор-эмиттер p-n-p с общим эмиттером в области пробоя

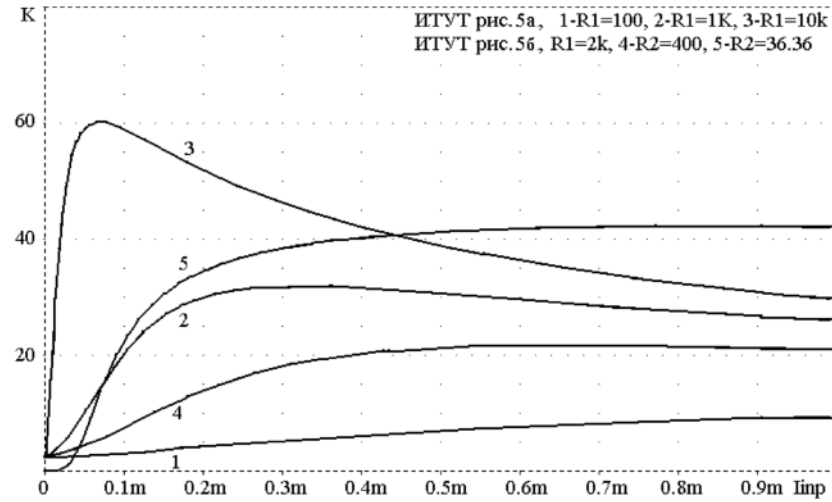


**Рисунок 4** Повторитель тока со схемой линейризации



**Рисунок 5** Источники тока: а) традиционный, б) для широкополосных схем

- схематической не симметрией входных и выходных цепей ИТУТ, использованием части входного тока для управления;
- влиянием на коэффициент передачи сопротивлением межсоединений и полупроводниковых областей.



**Рисунок 6** Зависимость коэффициента передачи от входного тока схем, показанных на рис. 5

изменяет свое направление (для активного нормального режима работы p-n-p БТ ток начинает вытекать из базы). При работе в этой области "отрицательного бета" базовый ток  $I_B$  создает на сопротивлении источника  $R_B$  падение напряжения, дополнительно смещающее эмиттерный переход в прямом направлении и вызывающее резкое возрастание коллекторного тока. Величина этой положительной обратной связи будет в значительной степени определяться сопротивлением в базовой цепи БТ. Блокирующий диод D3 (рис. 1б) предназначен именно для предотвращения положительной обратной связи и связанного с ней резкого роста коллекторного тока. При малых коллекторных напряжениях ИТ, показанный на рис. 1б, работает как обычный каскодный с  $V_{BIAS} = V_D$ . Если напряжение коллектор-эмиттер Q3 превышает  $LV_{CEO}$ , то базовый ток стре-

мится вытекать из базы, но блокируется диодом D3. В этом случае транзистор Q3 пробивается с ограниченным уровнем тока и работает как стабилитрон с напряжением стабилизации  $LV_{CEO}$ . Только дальнейшее увеличение напряжения на выходе ИТ будет передаваться на коллектор Q2, при этом эквивалентную схему ИТ можно представить, как показано на рис. 1в.

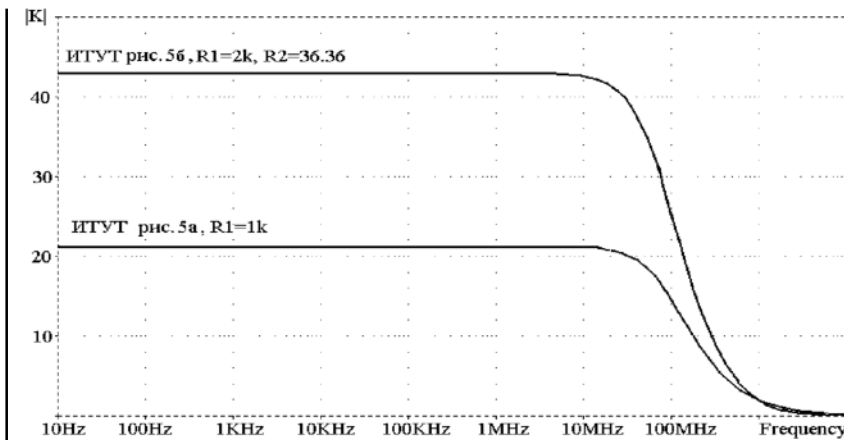
Во многих применениях ИТУТ необходимо постоянство коэффициента передачи тока  $K$  в широком диапазоне входных токов. В большинстве случаев токовая зависимость  $K$  вызвана:

- использованием для задания коэффициента передачи источников напряжения, зависящих от уровня входного тока;
- резким спадом  $\beta$  при малых и больших токах;

Увеличение линейности передаточной характеристики ИТУТ довольно сложный вопрос, требующий поиска компромисса между рядом параметров, однако для большинства ИТУТ можно рекомендовать применение схем линейризации с последующей компенсацией постоянной составляющей [4-6]. Суть данного метода поясняет рис. 4. К входу основного ИТУТ CM1 подключен линейризирующий источник постоянного тока  $I_0$ , величина которого выбирается достаточной для задания управляющего напряжения  $V_{CNTR}$  на эмиттерных/базовых резисторах и большей, чем максимально допустимый входной ток  $I_0 \gg I_{INPMAX}$ . При этом падение напряжения на управляющих, паразитных резисторах и коэффициент  $\beta$  будут определяться не входным током  $I_{INPMAX}$  а  $I_0$ . Линейность передаточной характеристики (постоянство коэффициента передачи) будет тем лучше, чем больше превышение  $I_0$  над  $I_{INPMAX}$ . Если ИТУТ CM2 полностью идентичен основному CM1, а в качестве CM3 взять высокоточный повторитель тока, то при отсутствии входного сигнала  $I_{INP} = 0$  выходной также будет отсутствовать  $I_{OUT} = 0$ .

Очевидно, что главным недостатком данного решения является повышенная рассеиваемая мощность, особенно при больших входных токах  $I_{INPMAX}$ , поэтому метод наиболее часто применяется для обеспечения высокой линейности передаточной характеристики только в области малых входных токов.

В усилителях тока, дифференциальных усилителях с высоким выходным сопротивлением большое внимание уделяют проектированию ИТУТ с расширенной полосой пропускания. Для простого ИТУТ с резистором в эмиттере входного транзистора (рис. 5а) увеличе-



**Рисунок 7** Зависимость модуля коэффициента передачи от частоты схем, показанных на рис. 5

ние коэффициента передачи можно получить увеличением сопротивления резистора  $R_1$  и/или площади выходного транзистора Q2, но при увеличении  $R_1$  возрастает нелинейность передаточной характеристики, и ИТУТ может работать только в ограниченной области входного тока (рис. 6). В [7] предложено между входным Q2 и выходным Q4 транзистором ИТ вводить эмиттерный повторитель Q3 (рис. 5б). При этом полоса пропускания (рис. 7) уменьшается незначи-

тельно, однако можно резко увеличить коэффициент передачи. Заметим, что только в области больших токов коэффициент передачи схемы, приведенной на рис. 5б, определяется отношением резисторов  $K = R_1/R_2$ , при малых токах  $I_{OUT} = I_{INP}^2/I_0$ .

*Литература*

1. Дворников О.В. Схемно-топологическое проектирование БИС с использованием

САПР. Часть 2. Учебно-методическое пособие. Мн.: БГУИР, 1999. 98 с.  
 2. Дворников О.В. Повышение надежности полупроводниковых приборов и интегральных микросхем при электрических перегрузках. БГУИР. Мн. 1996. Деп. в Белинформпрогноз, 16.09.96. № Д199638. 56 с.  
 3. Blauschild R.A. High-voltage analog performance with low-voltage digital devices // IEEE Journal of Solid-State Circuits. 1978. V. SC-13. No. 6. P. 754-759.  
 4. Бельский В.И., Бушнин Ю.Б., Зимин С.А. и др. Монолитная интегральная схема строблируемого преобразователя "заряд-время": Препринт ИФВЭ 85-60. Серпухов, 1985. 10 с.  
 5. Алексеев В.Ф., Дворников О.В., Чеховский В.А. и др. Высокочастотный строблируемый преобразователь заряд-время. БГУИР. Мн. 1998. Деп. в БелИСА, 26.02.1998. № Д199819. 17 с.  
 6. Langlois P. J. Compensation in Variable Ratio Current Mirrors // IEEE J. of Solid-State Circuits. 1997. V. SC-32. No. 10. P. 1573-1575.  
 7. Vanisri T., Toumazou C. Wideband and High Gain Current-feedback OpAmp // Electronics Letters. 1992. V. 28. No. 18. P. 1705-1707.

Современные Решения  
 Качественный Сервис  
 новые Перспективы

TRACO  
POWER

- 3 W
- 4 W
- 5 W
- 6 W
- 8 W
- 10 W
- 12 W
- 15 W
- 20 W
- 25 W
- 30 W
- 40 W

www.tracopower.com

## DC/DC конверторы

Серия TEN - наиболее полная линейка продукции от 3 до 40 Вт

- 12 диапазонов мощности в более чем 250 моделях;
- Широкий диапазон входных напряжений: 4,5-9В, 9-18В, 9-36В, 18-36В, 18-75В и 36-75В;
- Модели с одним, с двумя и тремя выходами;
- Все модели содержат интегрированный входной фильтр, соответствующий EN 55022, класс А;
- Напряжение пробоя изоляции: 1500VDC, соответствует требованиям безопасности EN/UL 60950
- Высокая надежность: 100% SMT- дизайн, нет электролитических конденсаторов;
- Экранированный металлический корпус с изолированным основанием (кроме TEN-3);
- 4 размера модулей:

32x20x10 мм (DIP-24): от 3 до 8 Вт;

50x25x10 мм: от 10 до 20 Вт;

50x40x10 мм: от 25 до 30 Вт;

50x50x10 мм: 40 Вт;

Москва  
т./ф. (+7 095) 783-42-49  
т./ф. (+7 095) 788-57-33  
т./ф. (+7 095) 787-63-53

Санкт-Петербург  
т./ф. (+7 812) 331-86-81

Челябинск  
т./ф. (+7 3512) 49-92-86  
т./ф. (+7 3512) 49-92-87

Полтава  
т./ф. (+380 532) 59-59-59  
факс (+380 532) 50-89-94

Минск  
т./ф. (+375 17) 207-00-73  
т./ф. (+375 17) 278-57-23

e-mail: rssp@rssp.ru www.rssp.ru