

## СХЕМОТЕХНИКА БИПОЛЯРНЫХ АНАЛОГОВЫХ МИКРОСХЕМ ЧАСТЬ 4. ИСТОЧНИКИ ТОКА ДЛЯ ОСОБЫХ ПРИМЕНЕНИЙ

О. В. Дворников  
Oleg\_Dvornikov@tut.by

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.

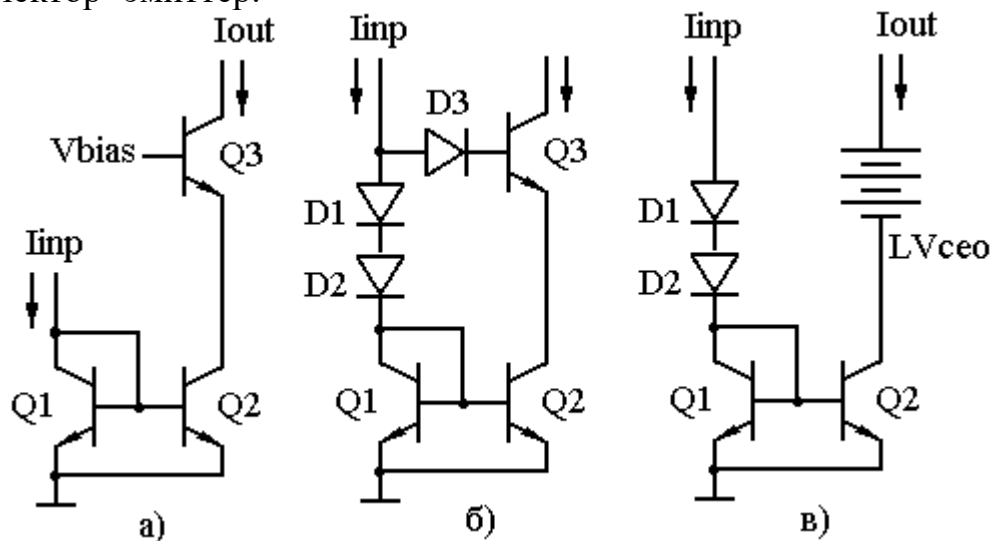


Рисунок 1. Каскодный повторитель тока: а) традиционный, б) с блокирующими диодами, в) эквивалентная схема повторителя с блокирующими диодами

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 вольт-амперной 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 кол-

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

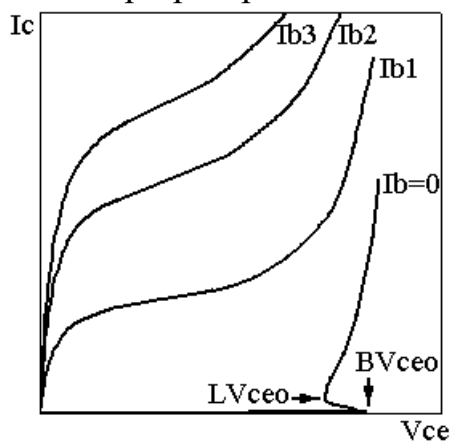


Рисунок 2. Вольтамперная характеристика n-p-n с общим эмиттером в области пробоя

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 n-p-n транзистора и тем самым уменьшает суммарный базовый ток до нуля, приблизительно при напряжении  $LV_{CE0}$ . При дальнейшем увеличении напряжения коллектор- эмиттер базовый ток изменяет свое направление (для активного нормального режима работы n-p-n 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  $LV_{CE0}$ , то базовый ток стремится вытекать из базы, но блокируется диодом D3. В этом случае транзистор Q3 пробивается с ограниченным уровнем тока и работает как стабилитрон с напряжением стабилизации  $LV_{CE0}$ . Только дальнейшее увеличение напряжения на выходе ИТ будет передаваться на коллектор Q2, при этом эквивалентную схему ИТ можно представить, как показано на рис. 1в.

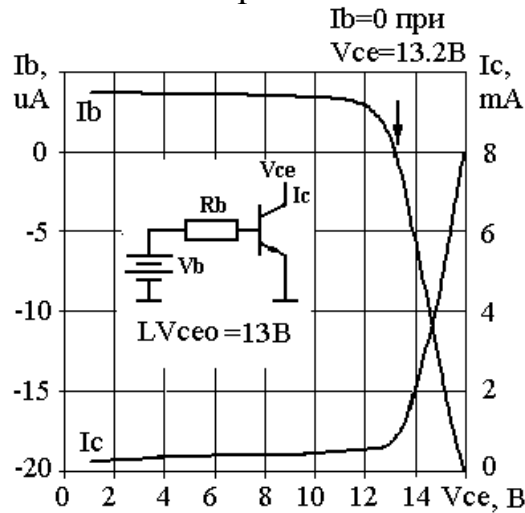


Рисунок 3. Зависимость коллекторного и базового тока от напряжения коллектор-эмиттер n-p-n с общим эмиттером в области пробоя

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

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 СМ1 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 то-

ком  $I_{INPMAX}$ , а  $I_0$ . Линейность передаточной характеристики (постоянство коэффициента передачи) будет тем лучше, чем больше превышение  $I_0$  над  $I_{INPMAX}$ . Если ИТУТ СМ2 полностью идентичен основному СМ1, а в качестве СМ3 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.

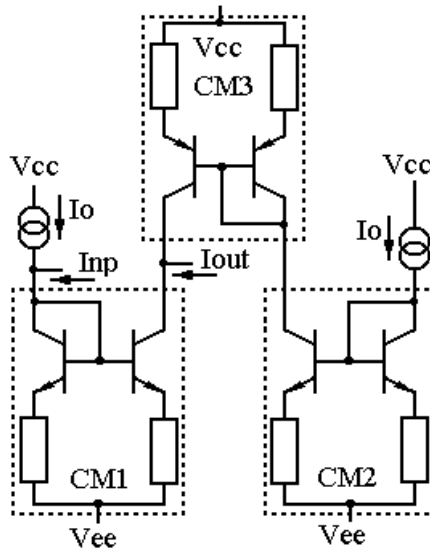


Рисунок 4. Повторитель тока со схемой линеаризации

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), увеличение 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 незначительно, однако можно резко увеличить коэффициент передачи. Заметим, что только в области больших токов коэффициент передачи схемы, приведенной на рис. 5б, определяется отношением резисторов  $K = \frac{R_1}{R_2}$ , при малых токах

$$I_{OUT} = \frac{I_{INP}^2}{I_0}.$$

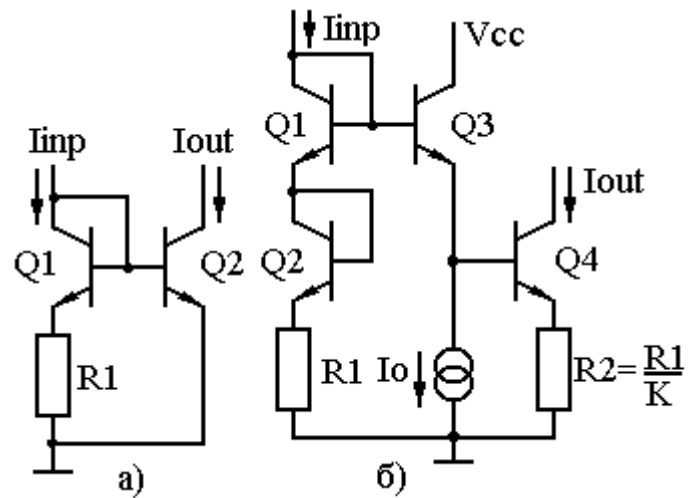


Рисунок 5. Источники тока: а) традиционный, б) для широкополосных схем

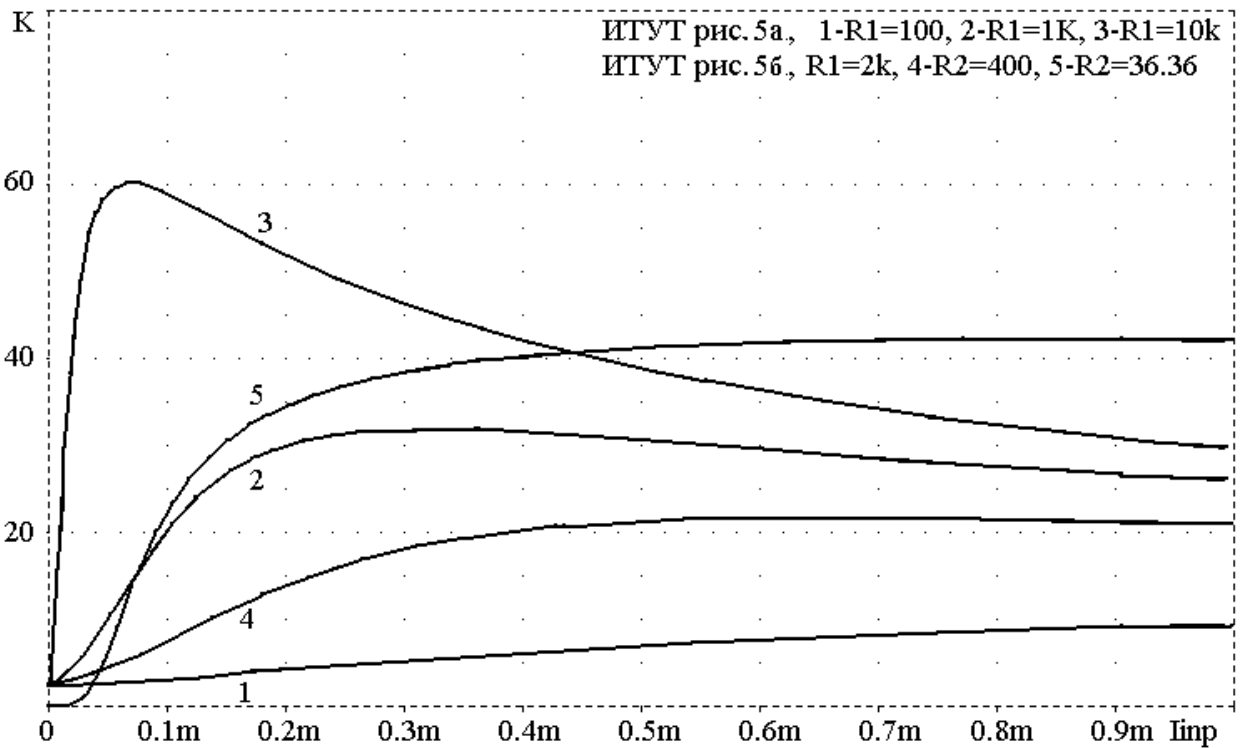


Рисунок 6. Зависимость коэффициента передачи от входного тока схем, показанных на рис. 5

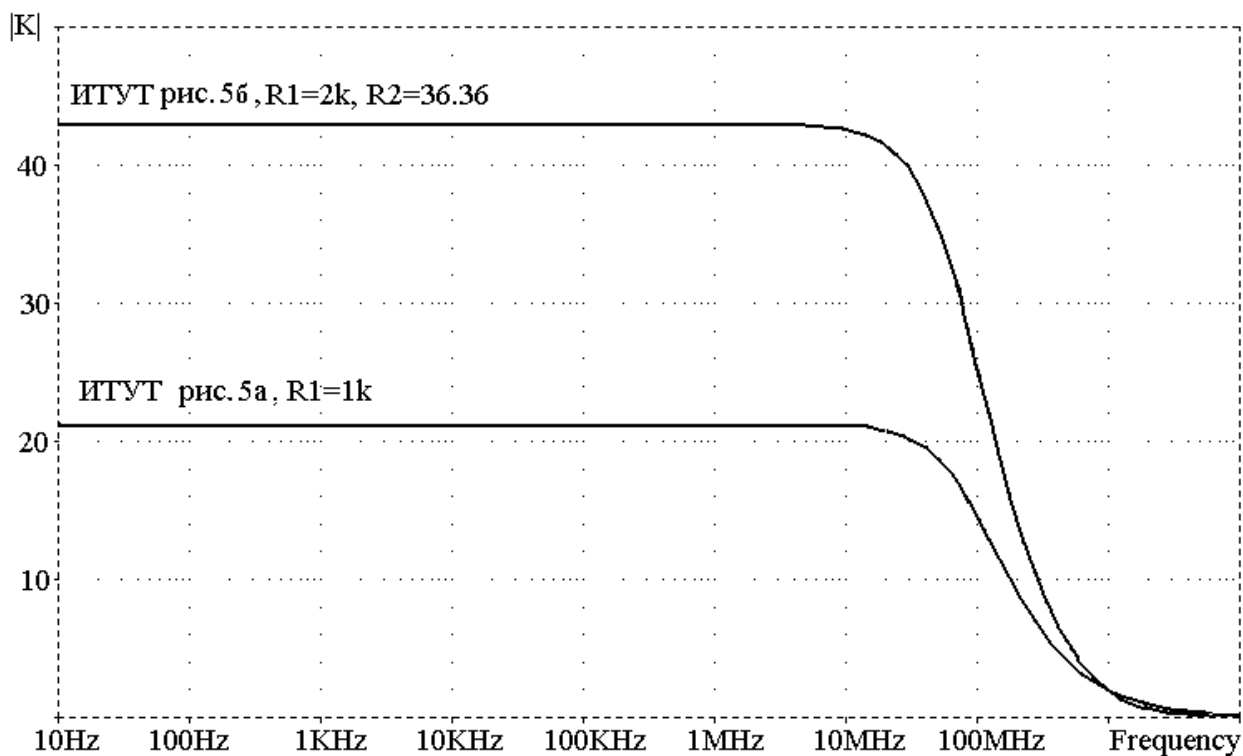


Рисунок 7. Зависимость модуля коэффициента передачи от частоты схем, показанных на рис. 5

### 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. N 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, N 6. - P. 754-759.
4. Бельский В.И., Бушнин Ю.Б., Зимин С.А. и др. Монолитная интегральная схема стробируемого преобразователя "заряд-время": Препринт ИФВЭ 85-60. - Серпухов, 1985. - 10 с.
5. Алексеев В.Ф., Дворников О.В., Чеховский В.А. и др. Высокоточный стробируемый преобразователь заряд- время. БГУИР. Мн. 1998. Деп. в БелИСА, 26.02.1998. N Д199819. - 17 с.
6. Langlois P. J. Compensation in Variable Ratio Current Mirrors // IEEE J. of Solid-State Circuits. - 1997. V. SC-32, N 10. - P. 1573-1575.
7. Vanisri T., Toumazou C. Wideband and High Gain Current-feedback OpAmp // Electronics Letters. - 1992. V. 28, N 18. - P. 1705-1707.