

Схемотехника биполярно-полевых аналоговых микросхем.

Часть 10. Широкополосные дифференциальные усилители со стабильным усилением

Олег Дворников

Статья завершает цикл публикаций по проектированию аналоговых ИС (Chip News, 2004, № 9, 10; 2005, № 1, 3, 4, 6, 8–10; 2006, № 2). Обсуждаются разнообразные схемотехнические решения дифференциальных усилителей с фиксированным усилением.

При обработке аналоговых сигналов часто требуются дифференциальные усилители (ДУ) с постоянным коэффициентом передачи, не зависящим от амплитуды входного сигнала, температуры, изменения напряжения питания. Для усиления сигналов сложной формы такие усилители должны иметь широкую полосу пропускания с равномерной амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ) и высокую скорость нарастания выходного напряжения. Наличие дифференциального входа позволяет непосредственно соединять усилители с “плавающими” источниками сигналов, а стабильный, заранее известный коэффициент усиления — с высокой точностью определять входное напряжение.

Реализация ДУ с фиксированным усилением возможна на одном операционном усилителе (ОУ) с резистивной отрицательной обратной связью (ОС). Однако при этом сопротивление по входам различное, а коэффициент усиления определяется резисторами ОС, которые должны быть подобраны с большой точностью по номиналу, температурному коэффициенту сопротивления и иметь одинаковую температуру на печатной плате. Сложность обеспечения стабильного усиления при дифференциальном включении ОУ и постоянно существующая потребность в ИС, выполняющих только одну аналоговую функцию — усиление напряжения с заданным коэффициентом передачи, заставила предприятия — изготовителей полупроводниковых приборов — создать отдельный класс микро-

схем: инструментальные усилители (ИУ) и широкополосные интегральные усилители (ШИУ).

ИНСТРУМЕНТАЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Основные требования к ИУ: стабильное усиление дифференциального сигнала, значительное ослабление синфазного входного сигнала, высокое входное сопротивление, малый входной ток, возможность регулировки выходного напряжения при отсутствии входного дифференциального сигнала, — определили наиболее распространенные структурные схемы ИУ [1–5]:

- классический ИУ на трех ОУ (MAX4194-MAX4197);
- улучшенный ИУ на трех ОУ (LT1167, LT1920, LT1101, AD621, AD625);
- монолитный ИУ и его модернизированная версия.

Входной каскад классического ИУ реализован на двух ОУ А, В (рис. 1), резисторах ОС R1 и токозадающем резисторе R_G. Благодаря большому коэффициенту усиления ОУ с разомкнутой ОС напряжение между входами ОУ близко к нулю, поэтому все входное напряжение ИУ V_{IN} = V_{IN-} - V_{IN+} падает на резисторе R_G и устанавливает ток через него:

$$I_G = \frac{V_{IN}}{R_G} \quad (1)$$

Напряжение между выходами операционных усилителей А, В (V_A - V_B), равное:

$$V_A - V_B = \frac{V_{IN}}{R_G} (R_G + 2R_1), \quad (2)$$

через выходной дифференциальный каскад (ДК) на операционном усилителе С и резисторах R2, R3 поступает на выход Out. Если вывод Sense соединить с Out, то усиление ИУ по напряжению K_v будет:

$$K_v = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \left(\frac{2R_1}{R_G} + 1 \right) \frac{R_3}{R_2} \quad (3)$$

Обычно вывод Ref соединяют с источником опорного напряжения, а резисторы R2, R3 выбирают одинаковых номиналов. В этом случае операционный усилитель С предназначен не для усиления входного сигнала, а ослабления

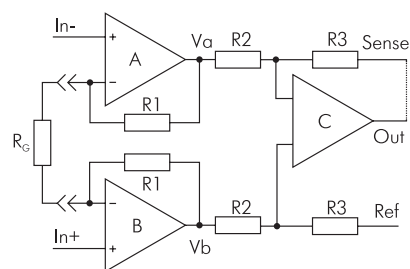


Рис. 1. Классический ИУ на трех ОУ

входного синфазного напряжения, причем $V_{out} = V_{ref}$ при $V_{in-} = V_{in+}$ и коэффициент усиления равен:

$$K_V = \left(\frac{2R_1}{R_G} + 1 \right). \quad (4)$$

В модифицированном ИУ (рис. 2) введен дополнительный входной дифференциальный каскад, состоящий из n-p-n транзисторов Q1, Q2, эмиттерных источников тока I3, межэмиттерного резистора R_G , коллекторных нагрузок транзисторов Q1, Q2 в виде источников тока I2. Обратная связь на операционных усилителях A, B и резисторе R1 поддерживает коллекторный ток Q1, Q2, равным I2 при допустимом входном напряжении ИУ за счет изменения эмиттерных токов Q1, Q2 таким образом, чтобы $\alpha_1 \times I_{E1} = \alpha_2 \times I_{E2} = I_2$, где α — статический коэффициент передачи тока биполярного транзистора (БТ) в схеме с общей базой, I_E — эмиттерный ток БТ. При этом падение напряжения на прямосмещенных эмиттерных переходах Q1, Q2 будет одинаковым и не зависящим от входного напряжения, а напряжение на резисторе R_G с большой точностью равным входному дифференциальному напряжению ИУ. Выходной дифференциальный каскад на усилителе C, резисторах R2, R3, как и ранее, не усиливает входной сигнал, а ослабляет его синфазную составляющую. Диоды D1 и резисторы R_{in} защищают эмиттерные переходы транзисторов Q1, Q2 от пробоя при перегрузке обратным напряжением.

Для модифицированного ИУ также справедливы выражения (1) – (4), но он имеет следующие преимущества.

1. Если для увеличения усиления уменьшают резистор R_G , то увеличиваются крутизна и коэффициент усиления входного ДК с разорванной ОС, что приводит к уменьшению приведенных к входу статических погрешностей и шума. При большом усилии ИУ (ориентировочно при $K_V > 50$) преобладающий вклад в уровень приведенного к входу шума вносит только коллекторный ток и сопротивление в базовой цепи входных транзисторов Q1, Q2.

2. Площадь усиления $|K_{-3 дБ}| \times f_{-3 дБ}$ входного ДК определяется главным образом его крутизной и емкостью конденсаторов C1, C2. Поэтому увеличение усиления ИУ за счет уменьшения R_G не вызывает уменьшения полосы пропускания $f_{-3 дБ}$.

3. Подстраивая выходной ток источников I2, можно обеспечить небольшое

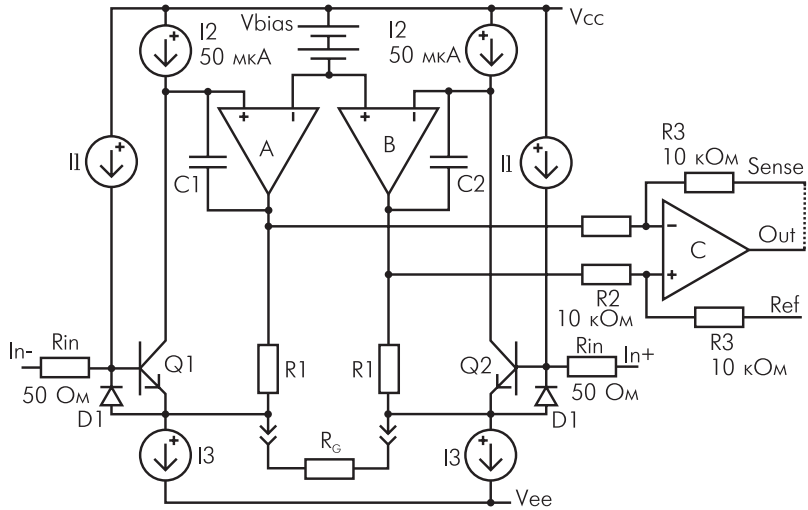


Рис. 2. Улучшенный ИУ на трех ОУ

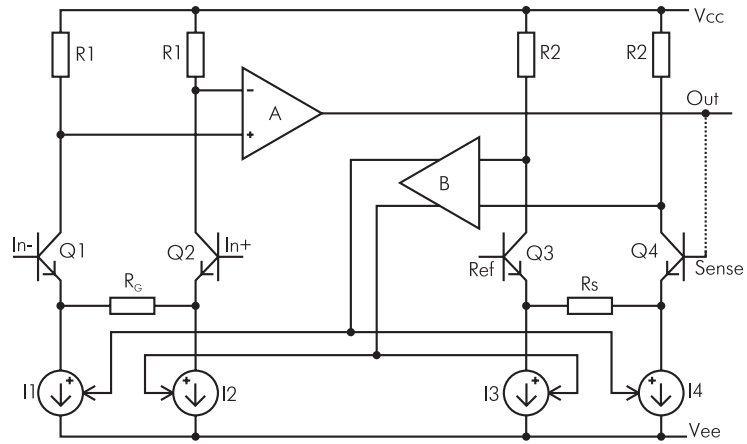


Рис. 3. Монолитный ИУ

напряжение смещения, а введением дополнительных источников I1 — компенсировать входной ток.

Схематика монолитных ИУ (рис. 3, 4) базируется на идентичности характеристик элементов. ИУ, приведенный на рис. 3, включает входной Q1, Q2, I1, I2, R_G и выходной Q3, Q4, I3, I4, R_S дифференциальные каскады и операционные усилители A, B в цепи обратной связи. Входное напряжение приводит к разбалансу коллекторных токов Q1, Q2, появлению входного напряжения усилителя A, которое усиливается и передается на выход Out. Если вывод Sense соединен с Out, а на вывод Ref подано опорное напряжение Vref, то коллекторные токи Q3, Q4 будут различны и на входе усилителя B появится дифференциальное напряжение. Так как выходы ОУ B управляют источниками тока I1, I2, I3, I4, а коэффициент усиления ОУ большой, то в результате работы ОС установится такой режим, при котором входное напряжение каж-

дого ОУ близко к нулю, то есть коллекторные потенциалы транзисторов в ДК одинаковы:

$$V_{C1} = V_{C2}, V_{C3} = V_{C4}. \quad (5)$$

Если входное дифференциальное напряжение ИУ не равно нулю, то справедливо выражение:

$$V_{IN} = \varphi_T \ln \frac{I_{C1}}{\alpha_1 I_{ES1}} - \varphi_T \ln \frac{I_{C2}}{\alpha_2 I_{ES2}} + R_G (I_1 - I_2), \quad (6)$$

где φ_T — температурный потенциал; I_{ESi} — обратный ток насыщения эмиттерного перехода i-го транзистора.

Из выражения (6) вытекает равенство:

$$(I_1 - I_2) = \frac{V_{IN} - \varphi_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} - \varphi_T \ln \frac{\alpha_2}{\alpha_1} - \Delta V_{BE12}}{R_G}, \quad (7)$$

где $\Delta V_{BE12} = \varphi_T \times \ln(I_{ES2} / I_{ES1})$ — разность падения напряжения на прямосмещен-

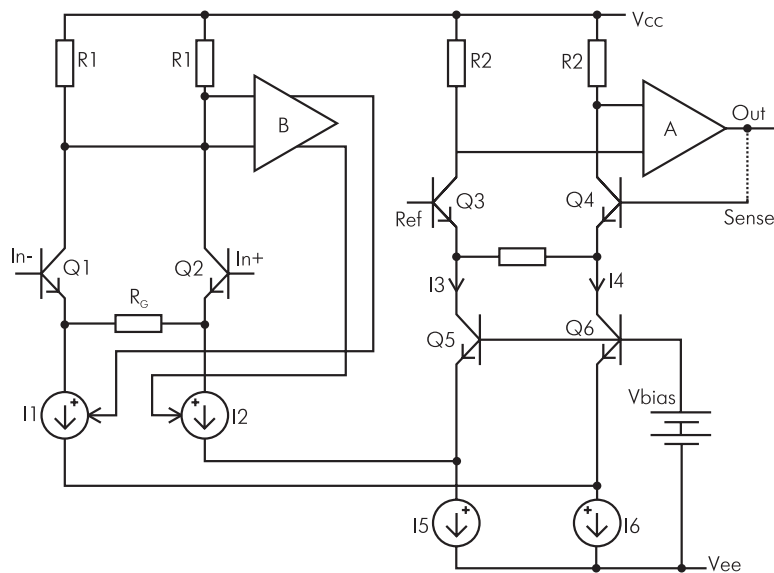


Рис. 4. Модернизированный монолитный ИУ

ных эмиттерных переходах транзисторов Q1, Q2 при одинаковом эмиттерном токе.

Аналогичное выражение можно записать для второго ДК:

$$(I_3 - I_4) = \frac{V_{REF} - V_{OUT} - \varphi_7 L_n \frac{I_{C3}}{I_{C4}} - \varphi_7 L_n \frac{\alpha_4}{\alpha_3} - \Delta V_{BE34}}{R_S} \quad (8)$$

Если транзисторы Q1 и Q2, Q3 и Q4 имеют попарно идентичные характеристики, то есть $\Delta V_{BE12} = \Delta V_{BE34} = 0$, $\alpha_1 = \alpha_2$, $\alpha_3 = \alpha_4$ и коллекторные резисторы Q1 и Q2, Q3 и Q4 одинаковы, то с учетом выражения (5) получим:

$$I_{C1} = I_{C2}, I_{C3} = I_{C4} \quad (9)$$

$$\frac{(I_4 - I_3)}{(I_1 - I_2)} \approx \frac{(V_{OUT} - V_{REF}) R_G}{V_{IN} R_S} \quad (10)$$

При полупроводниковом исполнении можно обеспечить равенство выходных токов источников $I_1 = I_4$, $I_2 = I_3$, поэтому при отсутствии входного дифференциального сигнала $V_{IN-} = V_{IN+}$ будет выполняться условие $V_{out} = V_{ref}$, а коэффициент усиления будет равен:

$$K_V = \frac{R_S}{R_G} \quad (11)$$

Интегральные транзисторы Q1 и Q2 имеют небольшой разброс характеристик $\Delta V_{BE12} \neq 0$, $\alpha_1 \neq \alpha_2$, влияние которого на выходное напряжение, как следует из выражения (7), можно уменьшить при подгонке номиналов резис-

торов R1, что в соответствии с выражением (5) вызовет изменение отношения I_{C1}/I_{C2} .

Главным недостатком ИУ, приведенного на рис. 3, является присутствие активного элемента в цепи ОС, что приводит к значительному усложнению коррекции АЧХ для обеспечения устойчивой работы без самовозбуждения, так как коэффициент передачи ОС зависит от частоты. В модернизированной версии ИУ (рис. 4) устранен этот недостаток, а также упрощена реализация управляемых источников тока I_3 , I_4 второго ДК, для правильной работы которых требуется только идентичность источников постоянного тока $I_5 = I_6$. Коэффициент усиления модернизированного ИУ также определяется выражением (11).

Подчеркнем: в полупроводниковом исполнении схемы на трех ОУ (рис. 1, 2) применяются чаще, чем показанные на рис. 3, 4, так как первые имеют лучшие статические параметры, а увеличение количества элементов не приводит к значительному увеличению стоимости кристалла. По указанным причинам основным путем повышения качества современных ИУ является увеличение быстродействия входящих в них ОУ [6, 7].

Анализ известных схемотехнических решений позволяет сделать вывод о том, что в быстродействующих ОУ чрезвычайно сложно получить высокий коэффициент усиления и полосу пропускания без применения высококачественной комплементарной пары транзисторов. Наиболее распростра-

ненные горизонтальные р-п-р транзисторы характеризуются низкой граничной частотой f_T , малым статическим коэффициентом передачи тока в схеме с общим эмиттером β , резким спадом β в области больших токов, что затрудняет их применение для усиления высокочастотного сигнала. Указанную проблему можно решить совершенствованием технологии изготовления, переходом от горизонтальной конструкции р-п-р транзисторов к вертикальной, что приводит к одновременному уменьшению горизонтальных и вертикальных размеров транзистора, увеличению f_T и уменьшению емкости коллекторного перехода C_{CB} . Такая модернизация техпроцесса изготовления биполярных ИС позволяет увеличить f_T р-п-р транзистора свыше 1 ГГц, но стоимость ИС возрастает настолько, что возникает вопрос об экономической целесообразности изготовления микросхем.

ШИУ С РЕГУЛИРУЕМЫМ УСИЛЕНИЕМ

Основы схемотехнического увеличения полосы пропускания интегральных усилителей разработаны фирмой Tektronix [8–13] при создании высокостабильных ШИУ трактов вертикального отклонения осциллографов. Суть подхода состоит в преобразовании входного напряжения в ток $V_{IN} \rightarrow I$, усилении тока с коэффициентом K_I и обратного преобразования тока в напряжение $K_I \times I \rightarrow V_{OUT}$ в выходном каскаде. Так как в ШИУ происходит усиление тока, то напряжение в узлах практически не изменяется, паразитные емкости не перезаряжаются и полоса пропускания ограничена в основном f_T транзисторов усилителей тока. При применении усиления тока в ШИУ возникает ряд проблем: обеспечение линейности преобразования напряжение–ток во входном и выходном каскадах, независимости коэффициента передачи тока от уровня тока, минимизации рассеиваемой мощности и напряжения питания.

УВЕЛИЧЕНИЕ ЛИНЕЙНОСТИ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ В ТОК

Преобразование $V_{IN} \rightarrow I$ обычно осуществляется в источнике тока, управляемом напряжением (ИТУН), на основе ДК с резистором R_M между эмит-

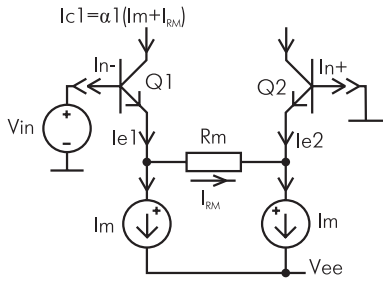


Рис. 5. Источник тока, управляемый напряжением, на основе ДК

терами (рис. 5), для которого справедлива выражения:

$$V_{IN} = \varphi_T L_n \frac{I_{C1}}{\alpha_1 I_{ES1}} - \varphi_T L_n \frac{I_{C2}}{\alpha_2 I_{ES2}} + R_M I_{RM}, \quad (12)$$

$$\begin{cases} \frac{I_{C1}}{\alpha_1} = I_M + I_{RM} \\ \frac{I_{C2}}{\alpha_2} + I_{RM} = I_M \end{cases} \quad (13)$$

где I_{RM} — ток, протекающий через резистор R_M .

Из (12) и (13) следуют выражения, описывающие передаточную характеристику ИТУН $I_C = f(V_{IN})$:

$$\begin{cases} I_{C1} = \alpha_1 \left(I_M + \frac{V_{IN}}{R_M} - \frac{\Delta V_{BE12}}{R_M} - \frac{\varphi_T L_n I_{E1}}{R_M I_{E2}} \right) \\ I_{C2} = \alpha_2 \left(I_M - \frac{V_{IN}}{R_M} + \frac{\Delta V_{BE12}}{R_M} + \frac{\varphi_T L_n I_{E1}}{R_M I_{E2}} \right) \end{cases} \quad (14)$$

Выходным током I_{OUT} ИТУН является разность коллекторных токов Q1, Q2, которая для транзисторов с идентичными характеристиками $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$, $\Delta V_{BE12} \ll V_{IN}$ в режиме большого сигнала будет равна:

$$I_{OUT} = I_{C1} - I_{C2} = \frac{2\alpha}{R_M} \left(V_{IN} - \varphi_T L_n \frac{I_{E1}}{I_{E2}} \right), \quad (15)$$

а для режима малого сигнала, то есть при $\Delta V_{BE12} \ll V_{IN} \ll I_M R_M$ примет вид:

$$i_{OUT} \approx \frac{2\alpha}{R_M} V_{IN} \left(1 - \frac{2\varphi_T}{I_M R_M} \right). \quad (16)$$

Преобразование $V_{IN} \rightarrow I_{OUT}$ описывает передаточная проводимость в режиме большого сигнала $G_M = I_{OUT}/V_{IN}$, а нелинейность зависимости $I_{OUT} = f(V_{IN})$ можно охарактеризовать через неравномерность G_M в диапазоне входного напряжения. Однако так как коэффициент усиления напряжения и полосу пропускания ШИУ обычно определяют для малого сигнала, то более важной характеристикой является малосигнальная

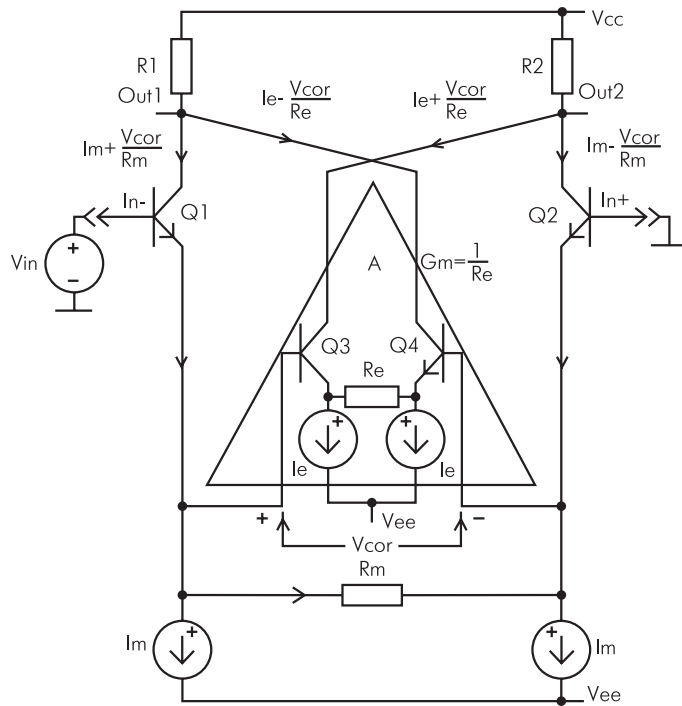


Рис. 6. ДК с компенсацией нелинейности передаточной характеристики

передаточная проводимость $g_M = dI_{OUT}/dV_{IN}$ и ее нормированная величина g_M/g_{MMAX} , которые легко отображаются в постпроцессоре Probe пакета программ Design Lab8 или OrCad.

Из выражения (16) малосигнальная передаточная проводимость будет равна:

$$g_M \approx \frac{2\alpha}{R_M} \left(1 - \frac{2\varphi_T}{I_M R_M} \right). \quad (17)$$

Очевидно, что для обеспечения постоянной величины G_M g_M при изменении температуры и входного сигнала необходимо увеличивать резистор R_M , что приводит к уменьшению коэффициента усиления напряжения ШИУ, либо увеличивать I_M и рассеиваемую мощность.

Схемотехнически стабилизировать G_M возможно при введении дополнительного корректирующего ИТУН (рис. 6, А) [14]. Корректирующий ИТУН преобразует сигнал V_{COR} на резисторе R_M в ток, который вычитается из коллекторного тока Q1, Q2, при этом справедливы выражения:

$$V_{COR} \approx V_{IN} - \varphi_T L_n \frac{I_{E1}}{I_{E2}}, \quad (18)$$

$$I_{OUT} = I_{R1} - I_{R2} = \left(\frac{1}{R_M} - \frac{1}{R_E} \right) 2\alpha V_{IN} +$$

$$\left(\frac{1}{R_E} - \frac{1}{R_M} \right) 2\alpha \varphi_T L_n \frac{I_{E1}}{I_{E2}} + \frac{2\alpha \varphi_T L_n I_{E3}}{R_E I_{E4}}. \quad (19)$$

Компенсация основной составляющей нелинейности:

$$\varphi_T L_n \frac{I_{E1}}{I_{E2}}$$

достигается при $R_M \approx R_E$, однако, как следует из выражения (19), при этом значительно уменьшается передаточная проводимость.

Результаты схемотехнического моделирования для транзисторов базового матричного кристалла АБМК_1_2 [15] при $I_M = I_E = 1,34$ мА, $R_M = 325$ и различных R_E приведены на рис. 7, 8. Для исключения дополнительной составляющей нелинейности передаточной характеристики, вызываемой эффектом Эрли, при моделировании полагали $R1 = R2 = 0$. Анализ рис. 7 и 8 позволяет сделать следующие выводы:

1. С приближением величины R_E к R_M уменьшается нелинейность передаточной характеристики и величина G_M . При $I_M = I_E = 1,34$ мА и наилучшем сочетании резисторов $R_M = 325$, $R_E = 370$ неравномерность G_M меньше 2% при $V_{IN} < 0,5$ В для ДК, показанного на рис. 6, (рис. 7, кривая 4). При тех же условиях неравномерность G_M для ИТУН на

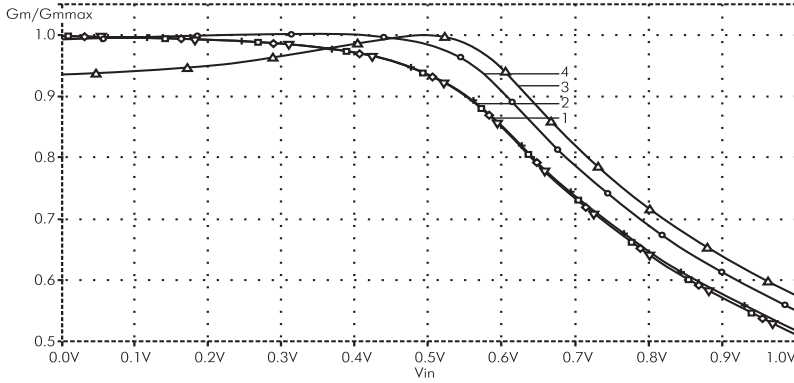


Рис. 7. Зависимость нормированной передаточной проводимости для режима большого сигнала от входного напряжения: 1 — ДК на рис. 5 при $R_M = 325$, $I_M = 1,34$ мА; ДК на рис. 6 при $R_1 = R_2 = 0$, $R_M = 325$, $I_M = I_E = 1,34$ мА; 2 — $R_E = 650$; 3 — $R_E = 325$; 4 — $R_E = 370$

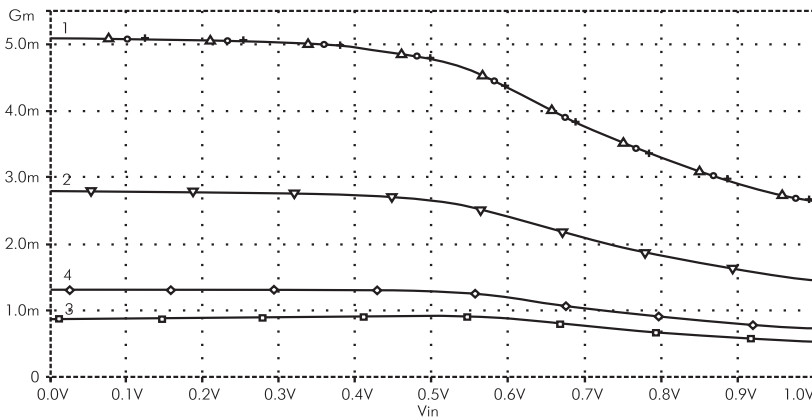


Рис. 8. Зависимость передаточной проводимости для режима большого сигнала от входного напряжения: 1 — ДК на рис. 5 при $R_M = 325$, $I_M = 1,34$ мА; ДК на рис. 6 при $R_1 = R_2 = 0$, $R_M = 325$, $I_M = I_E = 1,34$ мА; 2 — $R_E = 650$; 3 — $R_E = 325$; 4 — $R_E = 370$

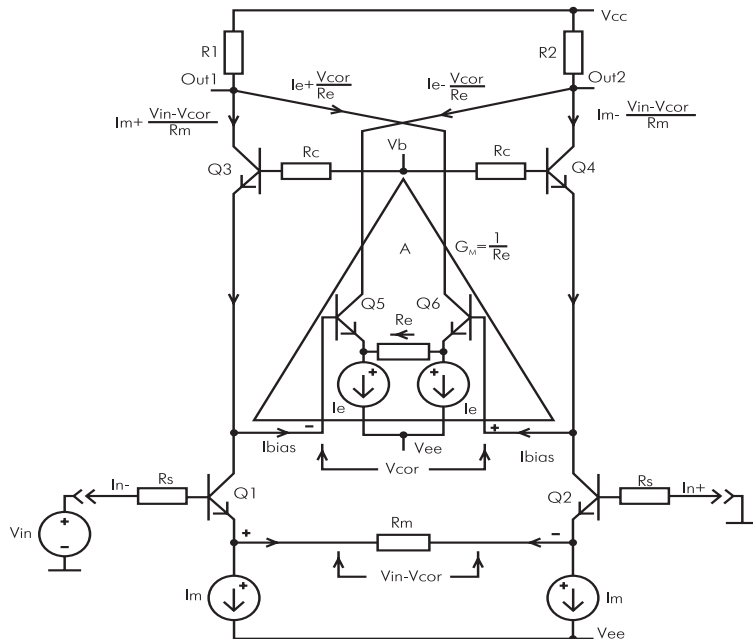


Рис. 9. Каскадный ДК с компенсацией нелинейности передаточной характеристики

рис. 5 составляет около 6 % (рис. 7, кривая 1).

2. При получении максимальной равномерности G_M ее величина уменьшается от 5,1 мА/В (рис. 8, кривая 1) до 1,35 мА/В (рис. 8, кривая 4).

3. При $R_M = R_E$ максимальная равномерность G_M не обеспечивается (рис. 7, кривая 3), так как при этом начинает проявляться влияние третьего слагаемого в правой части выражения (19).

Таким образом, ДК, изображенный на рис. 6, имеет меньшую неравномерность G_M , чем простой ИТУН, не требует увеличения напряжения питания, но присущие ему недостатки (уменьшение значения G_M при увеличении линейности передаточной характеристики) привели к тому, что он применяется в основном в схемах с низким напряжением питания.

Если в аппаратуре не существует жестких ограничений по минимальному напряжению питания, то предпочтительнее использование каскадного ДК с компенсацией неравномерности G_M , показанного на рис. 9 [11, 16]. В нем корректирующий ИТУН преобразует сигнал V_{COR} между коллекторами входных транзисторов Q1, Q2 в ток, который суммируется с коллекторным током транзисторов Q3, Q4, включенных с общей базой (V_B — источник постоянного напряжения). Главным отличием каскадного ДК (рис. 9) от предыдущего решения (рис. 6) является то, что напряжение на входе корректирующего ИТУН при идентичных транзисторах Q3, Q4 и $R_C = 0$ содержит только нелинейную составляющую:

$$\varphi_T L_n \frac{I_{C1}}{I_{C2}}$$

и находится в противофазе с напряжением на резисторе R_M :

$$V_{COR} = V_{E4} - V_{E3} \approx \varphi_T L_n \frac{I_{C1}}{I_{C2}}, \quad (20)$$

$$I_{OUT} = I_{R1} - I_{R2} \approx$$

$$\approx \frac{2V_{IN}}{R_M} + \left(\frac{1}{R_E} - \frac{1}{R_M} \right) 2\varphi_T L_n \frac{I_{E1}}{I_{E2}} - \frac{2\varphi_T}{R_E} L_n \frac{I_{E6}}{I_{E5}} \quad (21)$$

при $\alpha = 1$, $R_S = R_C = 0$.

При $R_M = R_E$ корректирующий ИТУН компенсирует влияние на линейность передаточной характеристики температуры, сопротивления полупроводниковых областей базы и эмиттера, неидентичности транзисторов ΔV_{BE12} , различия коллекторных (эмиттерных) токов Q1, Q2 в режиме большого сигнала. Схематическое моделирование показывает, что

неравномерность передаточной проводимости в режиме большого сигнала меньше 2 % при $V_{IN} < 0,5$ В для каскадного ДК (рис. 10, кривая 2), в то время как для простого ИТУН — около 6 % (рис. 10, кривая 1), неравномерность передаточной проводимости в режиме малого сигнала при $V_{IN} < 0,5$ В составляет 10 % для каскадного ДК (рис. 11, кривая 2) и 35 % для простого ИТУН (рис. 11, кривая 1), при этом величина G_M для каскадного ДК (5,8 мВ/А) больше, чем для ИТУН (5,1 мВ/А).

Преимущества каскадного ДК с компенсацией нелинейности объясняют его широкое применение в аналоговых устройствах, а также появление разнообразных модернизаций, направленных на дальнейшее улучшение основных параметров. Так, для компенсации так называемой α -ошибки (уменьшение приращения коллекторного тока каскадных транзисторов $\alpha^2 \times I_{RM}$ вследствие конечного значения коэффициента α транзисторов Q1–Q4) в базы каскадных транзисторов Q3, Q4 включают резисторы R_C (рис. 9). Базовый ток транзисторов Q3, Q4, протекая по резисторам R_C , изменяет эмиттерное напряжение Q3, Q4 и входное напряжение V_{COR} корректирующего ИТУН. Если сопротивление резистора R_C удовлетворяет условию выражения [11]:

$$R_C = \frac{1-\alpha}{2\alpha} R_M + \frac{1}{\alpha} R_S, \quad (22)$$

где R_S — сопротивление, включенное последовательно с входом, то уменьшается не только α -ошибка, но и влияние на передаточную характеристику падения напряжения, создаваемого базовым током Q1, Q2 на сопротивлении R_S . Такая компенсация необходима для маломощных транзисторов с высокой f_T , в которых вследствие особенностей их изготовления усиление тока мало $\beta = (30 - 50)$, $\alpha = (0,96 - 0,98)$, а распределенное сопротивление базы $R_{B'}$, соединенное последовательно с R_S , составляет сотни Ом.

Для увеличения быстродействия коллекторный ток транзисторов Q5, Q6 часто устанавливают приблизительно равным коллекторному току Q1, Q2. При этом растет входной ток I_{BIAS} корректирующего ИТУН и неравномерность G_M каскадного ДК при сильном разбалансе коллекторных токов Q1, Q2. С другой стороны, уменьшение β на высокой частоте и вызванное этим увеличение напряжения V_{COR} могут привести к избыточной коррекции нелинейности и подъему АЧХ. Для достижения комп-

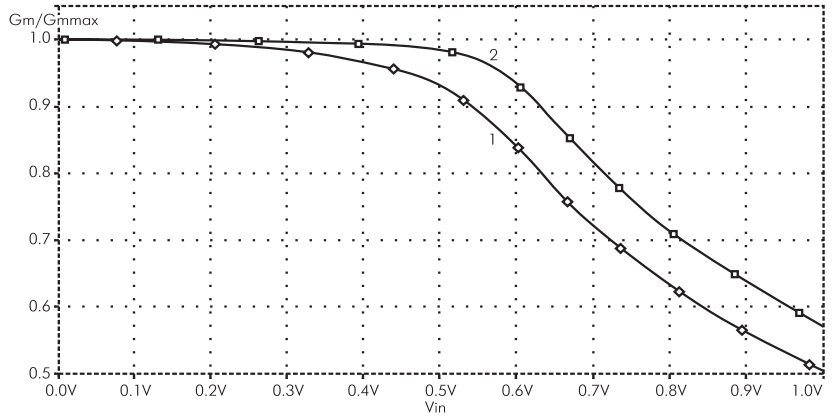


Рис. 10. Зависимость нормированной передаточной проводимости для режима большого сигнала от входного напряжения: 1 — ДК на рис. 5 при $R_M = 325$, $I_M = 1,34$ мА; 2 — ДК на рис. 9 при $R_1 = R_2 = R_C = 0$, $R_M = R_E = 325$, $I_M = I_E = 1,34$ мА

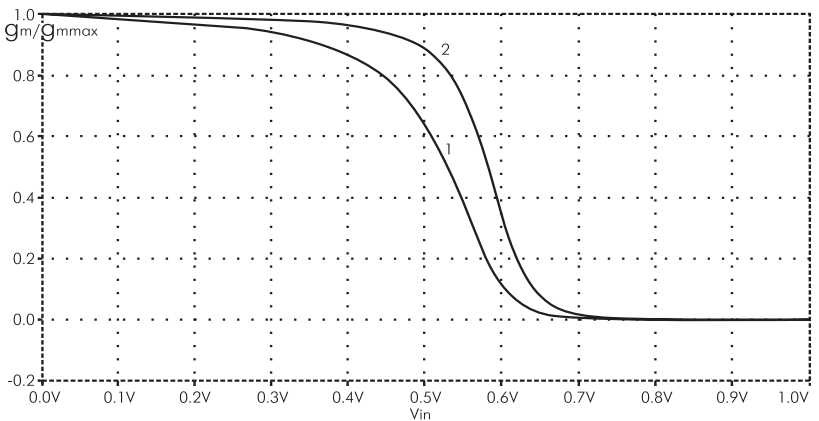


Рис. 11. Зависимость нормированной передаточной проводимости для режима малого сигнала от входного напряжения: 1 — ДК на рис. 5 при $R_M = 325$, $I_M = 1,34$ мА; 2 — ДК на рис. 9 при $R_1 = R_2 = R_C = 0$, $R_M = R_E = 325$, $I_M = I_E = 1,34$ мА

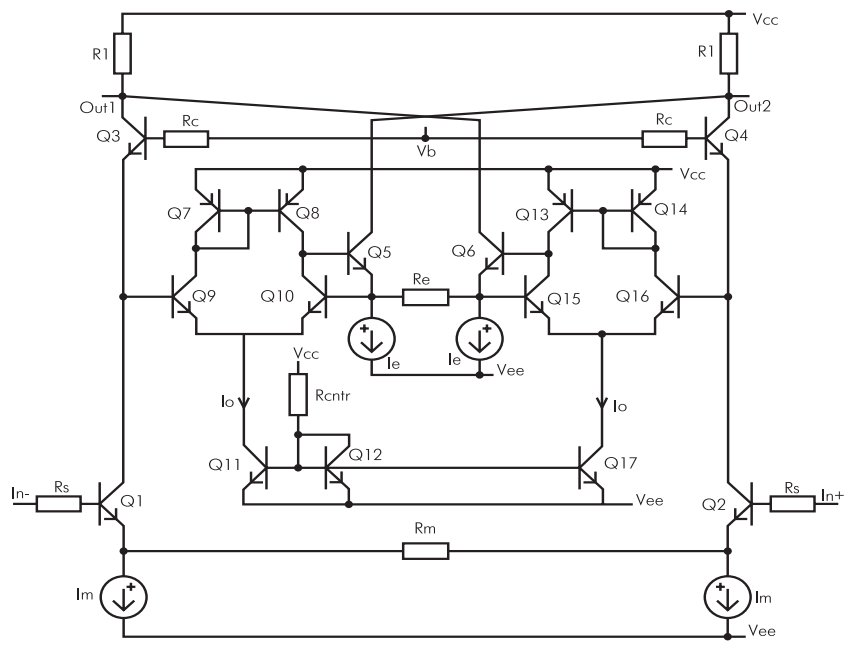


Рис. 12. ДК с буферными каскадами Q7-Q11/Q13-Q17

ромиссного сочетания компенсации α -ошибки, нелинейности передаточной характеристики и равномерности АЧХ рекомендуется включение буферного каскада с регулируемой полосой пропускания, как показано на рис. 12 [13].

В ДК на рис. 12 нелинейность передаточной характеристики входного каскада Q1, Q2 корректируется ИТУН Q5, Q6. Регулировка величины резистора R_{CENTR} приводит к изменению тока I_0 , что позволяет выбрать требуемый входной ток I_{B9} , I_{B16} и полосу пропускания буферных каскадов Q7–Q11, Q13–Q17. Целесообразность введения буферных каскадов подтверждают результаты моделирования, приведенные на рис. 13, 14 для случая $R_C = 0$. Чем меньше ток I_0 и следовательно I_{BIAS} , тем лучше равномерность G_M на низкой частоте. Для $I_0 = 2,694, 0,889, 0,234$ мА входной ток будет $I_{\text{BIAS}} = 19,470, 5,424, 1,537$ мкА, а неравномерность G_M при $V_{\text{IN}} < 0,5$ В соответственно составит 0,74, 0,22 и 0,13 % (рис. 13). Одновременно с уменьшением I_0 уменьшается полоса пропускания буферных каскадов и улучшается равномерность АЧХ. Выброс АЧХ падает от 10,4 % при $I_0 = 2,694$ мА до 2,3 % при $I_0 = 0,889$ мА (рис. 14).

Окончание следует

Литература

1. Riskin J.R. A User's Guide to IC Instrumentation Amplifiers // Analog Devices. Application Note AN-244.
2. Каталог фирмы MAXIM. MAX4194-MAX4197. Micropower, Single-Supply, Rail-to-Rail, Precision Instrumentation Amplifiers.
3. Каталог фирмы ANALOG DEVICES. AD621. Low Drift, Low Power Instrumentation Amplifier.
4. Каталог фирмы LINEAR TECHNOLOGY. LT1167. Single Resistor Gain Programmable, Precision Instrumentation Amplifier.
5. Brokaw A.P. An Improved Monolithic Instrumentation Amplifier // IEEE Journal on Solid-State Circuits. 1975. Vol. SC-10, N6. P. 417-423.
6. Smith D., Koen M., Witulski A.F. Evolution of High-Speed operational Amplifier Architectures // IEEE Journal on Solid-State Circuits. 1994. Vol. SC-29, N10. P. 1166-1179.
7. Прокопенко Н.Н. Нелинейная активная коррекция в прецизионных аналоговых микросхемах. Ростов-на-Дону: Издательство СКНЦ ВШ, 2000. 223 с.
8. Gilbert B. A New Wide-band Amplifier Technique // IEEE Transactions on Solid-

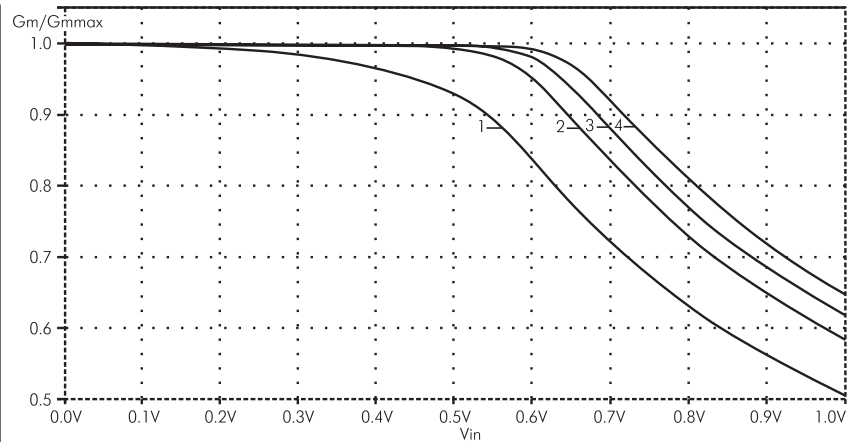


Рис. 13. Зависимость нормированной передаточной проводимости для режима большого сигнала от входного напряжения: 1 – ДК на рис. 5 при $R_M = 325$, $I_M = 1,34$ мА; ДК на рис. 12 при $R_1 = R_2 = R_C = 0$, $R_M = R_E = 325$, $I_M = I_E = 1,34$ мА; 2 – $I_0 = 2,694$ мА; 3 – $I_0 = 0,889$ мА; 4 – $I_0 = 0,234$ мА

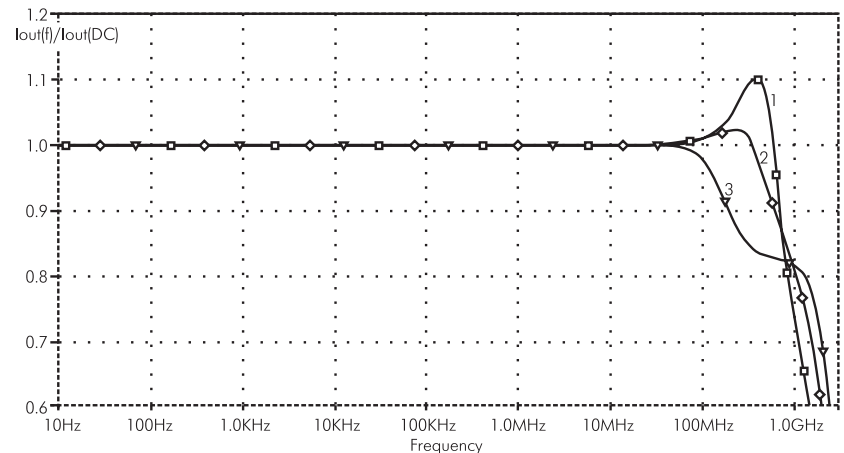


Рис. 14. Нормированная АЧХ ДК, показанного на рис. 12, при $R_1 = R_2 = R_C = 0$, $R_M = R_E = 325$, $I_M = I_E = 1,34$ мА; 1 – $I_0 = 2,694$ мА; 2 – $I_0 = 0,889$ мА; 3 – $I_0 = 0,234$ мА

State Circuits. 1968. Vol. SC-3, N4. P. 353-365.

9. Gilbert B. Wideband differential amplifier // US Patent N 3931583. 06.01.1976.

10. Metz A.J. Thermally compensated variable gain differential amplifier // US Patent N 4340866. 20.06.1982.

11. Schlotzhauer K.G., Metz A.J. Cascode feed-forward amplifier // US Patent N 4322688. 30.03.1982.

12. Schlotzhauer K.G. Overdrive thermal distortion compensation for Quinn cascomp amplifier // European Patent N 0121027. 10.10.1984.

13. Gross W. A. High frequency damping factor // European Patent N 0118166. 06.05.1987.

14. Blauschild R.A. An Open Loop Programmable Amplifier with Extended Frequency Range // IEEE Journal on Solid-State Circuits. 1981. Vol. SC-16, N6. P. 626-633.

15. Дворников О.В., Чеховский В.А. Аналоговый биполярно-полевой БМК с расширенными функциональными возможностями // Chip News. 1999, № 2. С. 21-24.

16. Simpkins S., Gross W. Cascomp feed-forward Error Correction in High Speed Amplifier Design // IEEE Journal on Solid-State Circuits. 1983. Vol. SC-18, N 6. P. 762-764.