

означает, что усилитель напряжения – второй каскад УМЗЧ – должен обладать достаточно высокой линейностью. Из графика видно, что при ширине диапазона измерений, равном 80 кГц (нижняя кривая А) и 500 кГц (верхняя кривая А), значение КНИ на низких частотах (менее 10 кГц) достаточно мало, а при дальнейшем возрастании частоты начинает увеличиваться со скоростью 18 дБ на октаву. Это увеличение объясняется тем, что ток нагрузки первого каскада, определяемый током, текущим через база-коллекторный конденсатор транзистора второго каскада, начинает удваиваться с каждой октавой, следовательно, уровень третьей гармоники усиливаемого сигнала возрастает с каждой октавой в четыре раза. Одновременно со скоростью 6 дБ на октаву падает коэффициент передачи в цепи отрицательной обратной связи (так как рассматриваемые частоты наверняка выше частоты первого полюса Р1). В результате и получается наблюдаемое восьмикратное увеличение коэффициента нелинейных искажений при увеличении частоты сигнала в два раза, то есть 18 дБ на октаву. Если бы искажениями во втором и/или третьем каскадах нельзя было пренебречь, то возрастание КНИ составляло бы всего 6 дБ на октаву.

Если же входной дифференциальный каскад не сбалансирован достаточно хорошо, то ситуация становится более сложной. Кроме третьей гармоники усиливаемого сигнала генерируется еще и вторая, в результате наклон зависимости КНИ от частоты составляет приблизительно 12 дБ на октаву. Мы обсудим этот случай чуть позже.

4.3. Биполярные или полевые транзисторы во входном каскаде

При проектировании любого каскада УМЗЧ разумно задать себе вопрос: какие транзисторы лучше всего использовать: полевые или биполярные? Без колебаний могу утверждать, что предсказуемое значение $V_{БЭ}/I_K$ и более высокая крутизна передаточной характеристики делает биполярные транзисторы несомненными лидерами при проектировании всех трех каскадов УМЗЧ. Рассмотрим этот вопрос подробнее.

4.3.1. Преимущество использования полевых транзисторов во входном каскаде УМЗЧ

Затвор полевых транзисторов практически не потребляет постоянного тока (в отличие от базы транзисторов биполярных). Но следует иметь в виду, что при увеличении температуры ток утечки затвора полевых транзисторов резко возрастает.

4.3.2. Недостатки использования полевых транзисторов во входном каскаде УМЗЧ

1. Крутизна передаточной характеристики полевых транзисторов низка по сравнению с биполярными, а ведь это напрямую влияет на возможность линеаризации каскада.

2. Полевые транзисторы имеют слишком большой разброс значений $V_{зи}$. В большинстве случаев приходится использовать вместо одного – вдвоенную пару полевых транзисторов (часто дефицитных), что увеличивает стоимость устройства. Но даже и в этом случае неопределенность напряжения смещения затвор–исток будет, возможно, больше, чем у пары дешевых биполярных транзисторов. Например, вдвоенные транзисторы с n-каналом 2N5912 имеют максимально возможный разброс значений $V_{зи}$, равный 15 мВ, в то время как биполярные транзисторы, особенно взятые из одной партии (что является обычным делом), имеют разброс база–эмиттерного смещения не более 2–3 мВ, причем, этим обычно можно пренебречь по сравнению с ошибкой, обусловленной несбалансированными базовыми токами транзисторов.
3. Шумы биполярных транзисторов обычно ниже, чем полевых, особенно, если сопротивление источника сигнала достаточно низкое, скажем, менее 5 кОм.

4.4. Сравнение однотранзисторного входного каскада с дифференциальным

Использование единственного транзистора во входном каскаде (соответствующая схема показана на рис. 4.3) может показаться привлекательным, особенно для схем, в которых имеется конденсаторная связь между каскадами – во всяком случае, это было бы явно дешевле, чем многотранзисторный дифференциальный каскад.

Но следует помнить, что однотранзисторный каскад генерирует вторую гармонику усиленного сигнала, в то время как дифференциальный усилитель делает это, только если является несбалансированным. Данный недостаток каскада на одиночном транзисторе объясняется его экспоненциальной зависимостью выходного тока от входного напряжения [1]. На рис. 4.2 зависимость КНИ от частоты

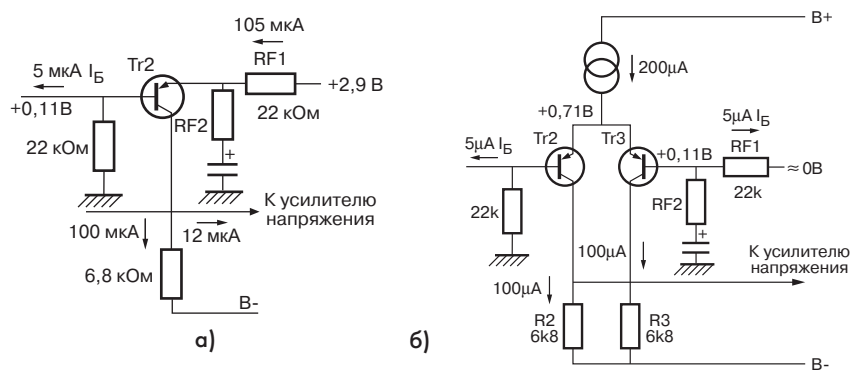


Рис. 4.3. Входной усилитель на одном биполярном транзисторе (а) и дифференциальный входной каскад (б), с указанием типовых режимов по постоянному току

для однотранзисторного каскада представлена кривой Б. Как видно, коэффициент нелинейных искажений при возрастании частоты увеличивается со скоростью 12 дБ на октаву.

4.5. Искажения сигнала во входном каскаде

Проведенное рассмотрение поведения зависимости общего КНИ усилителя от частоты весьма полезно, но для серьезного исследования требуется измерение искажений во входном каскаде, взятое в изоляции, то есть отделенное от искажений в остальных каскадах УМЗЧ. Это может быть сделано с помощью тестовой схемы, изображенной на рис. 4.4.

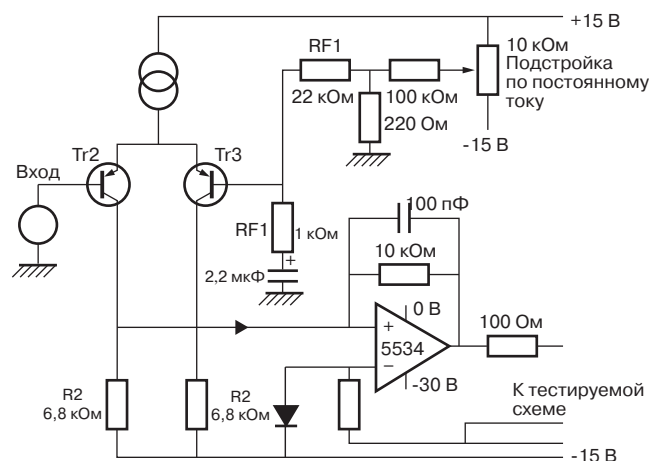


Рис. 4.4. Тестовая схема для измерения нелинейности входного каскада

Операционный усилитель с цепью обратной связи работает здесь в качестве преобразователя «входной ток – выходное напряжение» и используется для того, чтобы обеспечить виртуальное заземление выхода дифференциального каскада. Для питания операционного усилителя требуется третья шина напряжением -30 В. Это необходимо, чтобы напряжение на коллекторах транзисторов дифференциального каскада было бы, как и в реальной схеме, близко к напряжению на шине питания 15 В (вернее, выше этого значения на величину падения напряжения на одиночном р-п переходе).

Номиналы резисторов RF могут быть пропорционально изменены, в зависимости от используемого операционного усилителя, это никак не скажется на результатах измерений. Балансировка дифференциального каскада осуществляется подстройкой потенциометра. По мере того, как входной каскад приближается к своему равновесию, общий коэффициент нелинейных искажений снижается, причем при минимальном его значении среди помех начинает преобладать только третья гармоника усиленного сигнала.

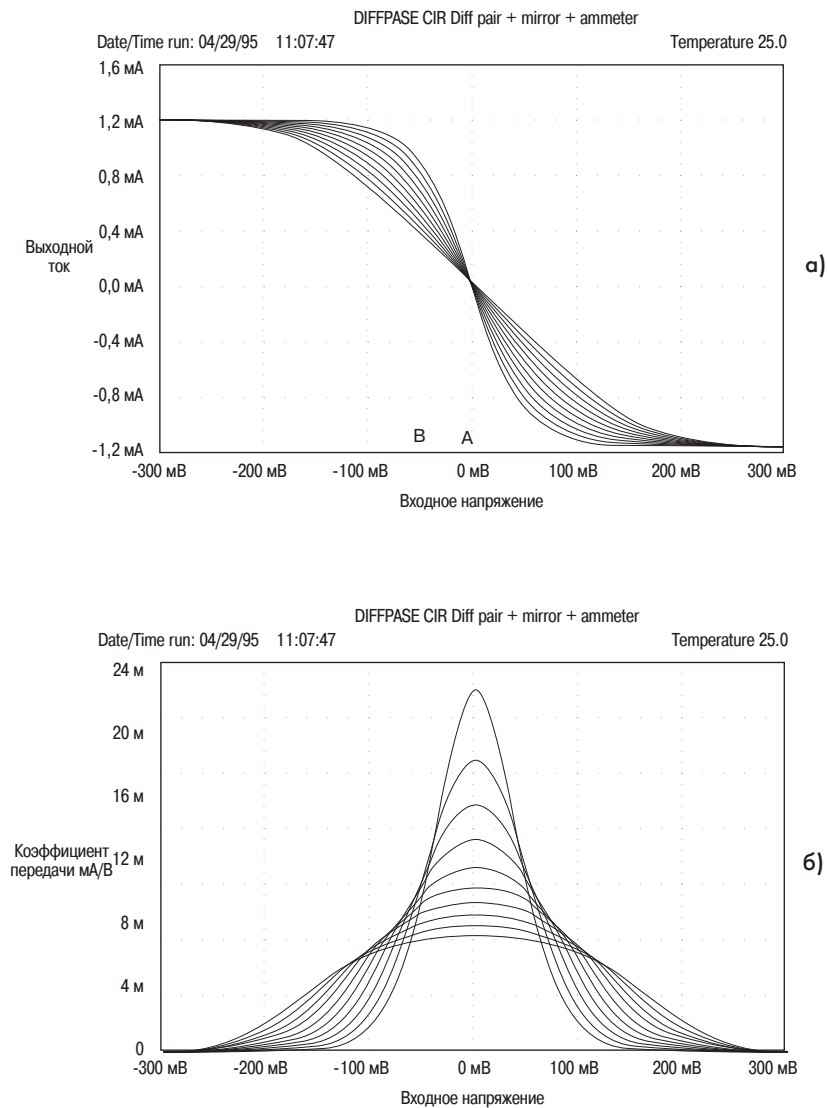


Рис. 4.5. Эффект линейризации дифференциального каскада при использовании местной обратной связи (результат моделирования в системе SPICE). Номинал эмиттерных резисторов обратной связи изменяется от 0 до 100 Ом с шагом 10 Ом:

- а) зависимость выходного тока (мА) от разности входных напряжений (мВ);
 б) зависимость коэффициента передачи (мА/В) от разности входных напряжений (мВ)

Дифференциальный каскад имеет большое преимущество, заключающееся в том, что его передаточная характеристика может быть предсказана достаточно точно [2]. Выходной ток i зависит от разности входных напряжений V согласно следующей формуле:

$$i = I_0 \cdot \operatorname{th} (-V / 2 V_t), \quad (4.2)$$

где V_t – тепловой потенциал, составляющий, как известно, около 26 мВ при температуре 25°C; th – гиперболический тангенс; I_0 – ток обратного насыщения.

Из этой зависимости вытекают два важных следствия. Во-первых, крутизна (коэффициент передачи) g_m достигает своего максимума при нулевой разности входных напряжений ($V = 0$), когда токи коллекторов обоих транзисторов равны. Во-вторых, величина этого максимального значения g_m пропорциональна величине I_0 . Заметим, что значение коэффициента передачи тока базы транзисторов не фигурирует в (4.2), поэтому выбор того или иного типа транзисторов не оказывает существенного влияния на работу дифференциального каскада.

На рис. 4.5 продемонстрирован линеаризующий эффект местной обратной связи (образованной подключением добавочных резисторов в эмиттерную цепь обоих транзисторов), который используется для спрямления зависимости (4.2).

Графики на рис. 4.5б показывают, как падает максимальное значение коэффициента передачи при увеличении сопротивления эмиттерных резисторов, но зато зависимость становится более пологой, то есть величина коэффициента передачи оказывается примерно постоянной в более широком диапазоне изменений величины входного сигнала. Хотя резисторы в эмиттерной цепи обоих транзисторов дифференциального каскада позволяют улучшить линейность входного усилителя, но шумовые характеристики при этом несколько ухудшаются. Мы уже видели¹, что общее значение коэффициента усиления на высоких частотах существенно зависит от коэффициента передачи первого каскада, поэтому нетрудно догадаться, что введение эмиттерных резисторов уменьшит глубину общей ООС.

4.6. Балансировка входного каскада

В УМЗЧ важно добиться, чтобы первый каскад в отсутствие входного сигнала находился в точном равновесии по постоянному току. В литературе почти нигде не упоминается тот факт, что малейший разбаланс коллекторных токов в режиме покоя (рабочая точка такого несбалансированного дифференциального каскада обозначена на рис. 4.5а буквой В) катастрофически повышает уровень второй гармоники усиливаемого сигнала, то есть резко увеличивает значение КНИ. В точке А, соответствующей точно сбалансированному дифференциальному каскаду, средний наклон характеристики $I_{\text{вых}}(V_{\text{вх}})$ максимален, при малейшем отклонении от равновесия коэффициент передачи падает. На рис. 4.6 показаны характеристики несбалансированного дифференциального усилителя. В табл. 4.1 показано

¹См. формулу (3.2). – Прим. ред.

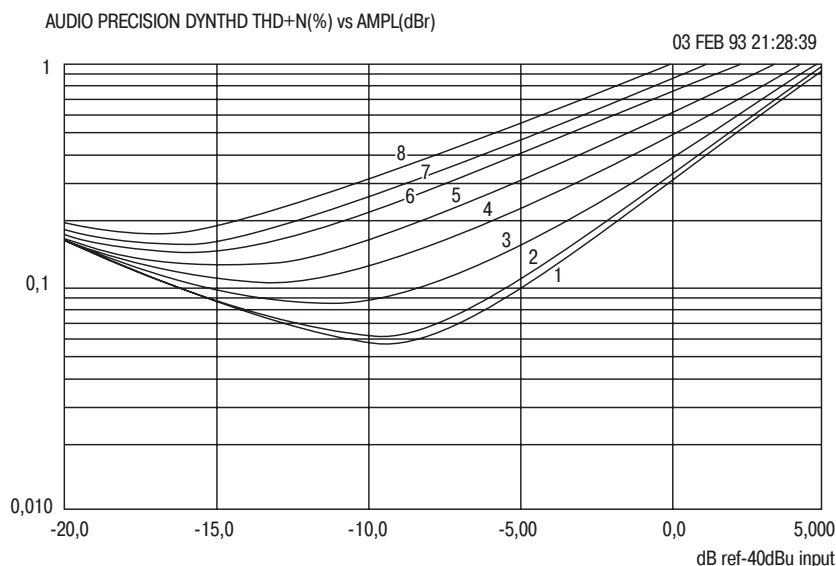


Рис. 4.6. Зависимость коэффициента нелинейных искажений (в процентах) дифференциального усилителя от амплитуды входного сигнала (в дБ относительно уровня -40 дБ по напряжению) при различных значениях разбаланса коллекторных токов в режиме покоя

Таблица 4.1 (Пояснения к рис. 4.6).

Номер кривой	Степень разбаланса	Номер кривой	Степень разбаланса
1	0%	5	5,4%
2	0,5%	6	6,9%
3	2,2%	7	8,5%
4	3,6%	8	10%

соответствие между номерами кривых и степенью разбаланса, который определяется как относительное отклонение коллекторного тока покоя одного из транзисторов от того значения, при котором достигается равновесие дифференциального каскада по постоянному току, то есть точное равенство коллекторных токов обоих транзисторов.

Как видно, при уровне входного сигнала -45 дБ по напряжению всего двухпроцентное уменьшение коллекторного тока покоя первого транзистора относительно второго вызывает увеличение общего коэффициента нелинейных искажений от 0,10% до 0,16%, а при 10-процентном разбалансе КНИ увеличивается до 0,55%. Разумеется, разбаланс в другую сторону (увеличение коллекторного тока покоя первого транзистора относительно второго) приводит к тем же последствиям.

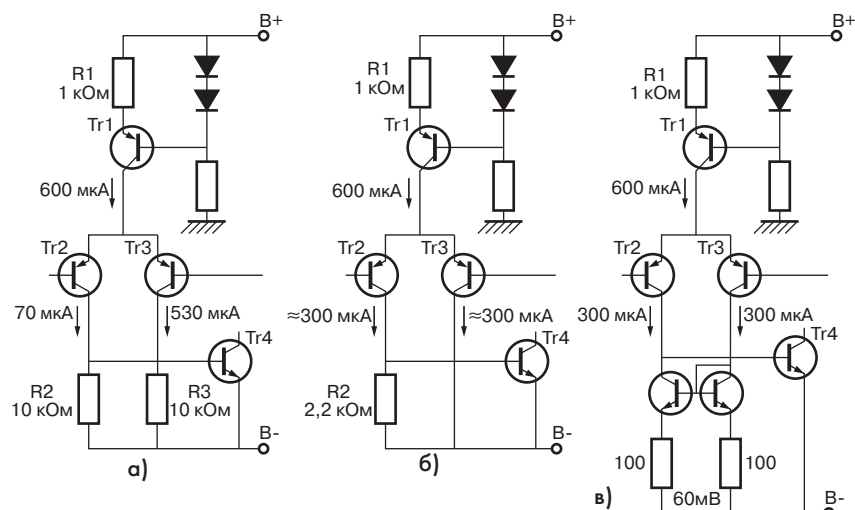


Рис. 4.7. Снижение КНИ при проектировании дифференциального каскада:

- а) первоначальный неудачный проект;
- б) более удачный проект, частичная балансировка достигнута правильным выбором R2;
- в) с помощью токового зеркала в коллекторной цепи транзисторов достигнута точная балансировка дифференциального каскада

Теперь становится ясной сложная зависимость КНИ от сопротивления коллекторного резистора R2, приведенная в [3]. Допустим, мы спроектировали усилитель, показанный на рис. 4.7. Пытаясь увеличить значение коэффициента передачи при разомкнутой петле ООС, мы выбрали номинал коллекторного резистора R2, равный 10 кОм. Чтобы коллекторные токи покоя обоих транзисторов были равны, номинал резистора R3 взяли тот же самый. Но в результате различия характеристик транзисторов их коллекторные токи отличаются почти в восемь раз (70 и 530 мкА)! На рис. 4.8 показана зависимость КНИ от частоты для этой схемы.

Более удачным выбором является $R2 = 2,2 \text{ кОм}$ (рис. 4.7б), то есть номинал коллекторного резистора первого транзистора примерно в два раза больше номинала резистора R1 в эмиттерной цепи источника тока на транзисторе Tr1, в результате и на эмиттере, и на коллекторном резисторе падения напряжения примерно равны и составляют около 0,6 В. В результате величина КНИ (см. рис. 4.8) заметно снизилась, коллекторные токи покоя обоих транзисторов почти сравнялись и составляют около 300 мкА.

4.7. Токовое зеркало

Хотя входной дифференциальный каскад может быть приблизительно сбалансирован путем правильного выбора номиналов резисторов R1 и R2, этот способ балансировки не позволяет учесть некоторых факторов, оказывающих влияние на положение точки равновесия. На рис. 4.6 показано, насколько важна точная

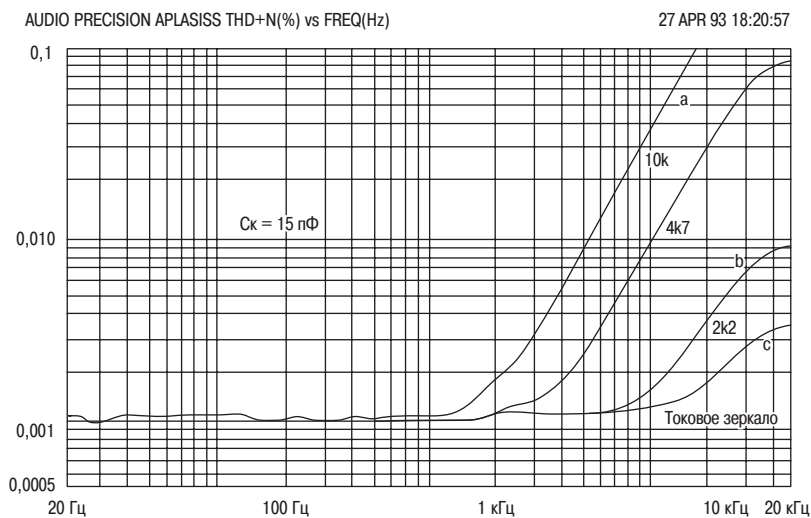


Рис. 4.8. Зависимость общего коэффициента нелинейных искажений (%) от частоты (Гц) для дифференциальных каскадов, схема которых показана на рис. 4.7:

а) $R_2 = 10,0 \text{ кОм}$; б) $R_2 = 2,2 \text{ кОм}$; в) токовое зеркало

балансировка дифференциального каскада: требуется точность совпадения коллекторных токов лучше 1%, чтобы обеспечить достаточную линейность и, как следствие, низкое значение коэффициента гармоник на высоких частотах, где каскад работает в наиболее тяжелом режиме. Стандартное токовое зеркало (рис. 4.7в) позволяет уравнивать коллекторные токи достаточно точно, тем самым в наибольшей степени подавив вторую гармонику усиливаемого сигнала (нижняя кривая на рис. 4.8).

Кроме того, благодаря различным значениям токов, текущих во входной цепи и через резистор обратной связи, дифференциальный каскад с токовым зеркалом требует меньшее напряжение смещения (как часто замечал автор, практически любое улучшение схемы усилительного каскада дает, по крайней мере, два выигрыша). Используемое здесь простое токовое зеркало имеет хорошо предсказуемую ошибку значения базового тока, однако величина этой ошибки не так уж велика и не ухудшает значение коэффициента нелинейных искажений.

Для дифференциального каскада с токовым зеркалом сохраняется закон гиперболического тангенса для выходной характеристики, хотя размах выходного тока в два раза больше, чем для каскада с резистивной нагрузкой (при том же размахе входного напряжения).

Двукратное увеличение амплитуды выходного тока у каскада с токовым зеркалом достигается при том же самом значении коэффициента нелинейных искажений, что и у дифференциального каскада с резистивной нагрузкой, так как линейность усилителя зависит от входного напряжения, а оно в данном случае не изменяется. С другой стороны, мы можем снизить в два раза амплитуду входного

напряжения, чтобы добиться от хорошо сбалансированного дифференциального каскада четырехкратного снижения коэффициента нелинейных искажений при том же уровне выходного тока. Приятный результат.

Токовое зеркало в неинтегральном исполнении на дискретных транзисторах, имеющих разброс значений база-эмиттерных напряжений, обеспечивает приемлемое повторение тока только при использовании дополнительных эмиттерных резисторов, падение напряжения на которых должно быть порядка 30–60 мВ. Если исключить из схемы эмиттерные резисторы, то значение коэффициента нелинейных искажений на высоких частотах может заметно отличаться для различных транзисторов одного и того же типа.

Использование токового зеркала при хорошо сбалансированном дифференциальном усилителе увеличивает коэффициент усиления (при разомкнутой петле ОС), по крайней мере, на 6 дБ. Если каскад был до этого плохо сбалансирован, то выигрыш в усилении достигает 15 дБ. Это необходимо иметь в виду при выполнении компенсации усилителя.

Другой выигрыш от использования токового зеркала заключается в том, что максимальная скорость нарастания выходного напряжения почти удваивается благодаря тому, что теперь ток, который должен ответвляться в база-коллекторный конденсатор, не гасится коллекторным резистором. При емкости конденсатора 100 пФ максимальная скорость изменения выходного напряжения для схемы, показанной на рис. 4.7б, составляет приблизительно плюс/минус 2,8 В/мкс, в то время как схема, изображенная на рис. 4.7в, дает 5,6 В/мкс. Для несбалансированного дифференциального усилителя на рис. 4.7а значение этого параметра всего 0,7 В/мкс при возрастании и 5 В/мкс при убывании выходного напряжения.

4.8. Улучшение линейности входного каскада

Даже если во входном дифференциальном каскаде применено токовое зеркало, коэффициент нелинейных искажений на высоких частотах все еще остается достаточно высоким. В конце концов, раз все равно не избежать повышения коэффициента нелинейных искажений в восемь раз при каждом удвоении частоты, то стоит хотя бы попытаться отодвинуть верхнюю границу частотного диапазона. Как мы уже видели, коэффициент передачи g_m дифференциального каскада повышается с увеличением общего тока эмиттеров обоих транзисторов. Следовательно, можно увеличить этот ток, тем самым повысив значение g_m (при разомкнутой петле ООС), а затем понизить его до прежнего значения с помощью местной ООС, выполненной в виде дополнительных резисторов в эмиттерной цепи обоих транзисторов (иначе пришлось бы пропорционально увеличить величину емкости компенсирующего конденсатора для сохранения границ стабильной работы на том же уровне).

Эта простая уловка приводит к значительному улучшению линейности (хотя новичку может показаться, что мы просто потоптались на одном и том же месте). Достигнутый результат станет более понятен, если вспомнить, что внутреннее сопротивление эмиттерного перехода имеет нелинейный характер и к тому же уменьшается при увеличении эмиттерного тока. Повысив величину тока, мы

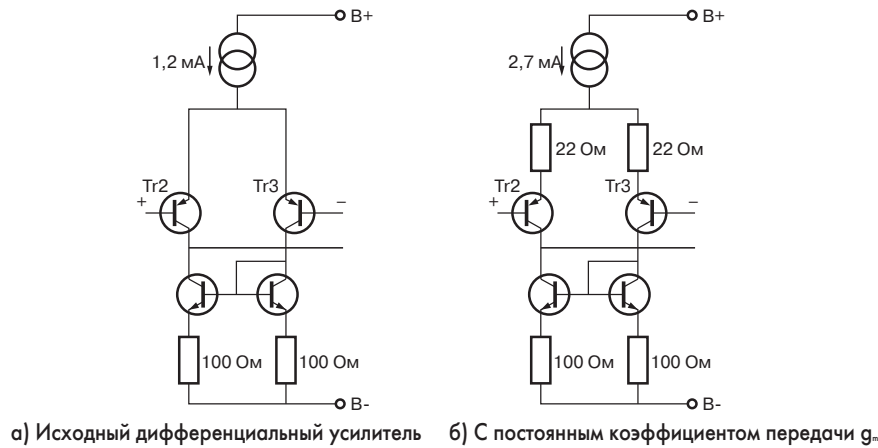


Рис. 4.9. Уменьшение коэффициента нелинейных искажений дифференциального каскада в десять раз достигнуто двукратным увеличением тока покоя и использованием резисторов (играющих роль местной ООС) в эмиттерной цепи обоих транзисторов

уменьшили величину этого нелинейного сопротивления, а включив последовательно с ним дополнительные резисторы, мы уменьшили влияние нелинейности.

Как известно, приблизительно величину внутреннего сопротивления эмиттерного перехода транзистора можно вычислить по формуле

$$r_{э} = 25 \text{ мВ} / I_{э} \quad (4.3)$$

(сопротивление получается в омах, если ток выражается в миллиамперах).

В нашей исходной схеме дифференциального усилителя, показанной на рис. 4.9а, при коллекторном токе обоих транзисторов, равном 600 мкА, коэффициент передачи $g_m = 23 \text{ мА/В}$, а величина внутреннего сопротивления эмиттерного перехода каждого транзистора $r_{э} = 41,6 \text{ Ом}$. На рис. 4.9б показана модифицированная схема, где коллекторный ток каждого транзистора выбран равным 1,35 мА, в результате величина $r_{э}$ снизилась до 18,6 Ом, но дополнительно установлены резисторы сопротивлением 22 Ом, в результате общее сопротивление эмиттерной цепи каждого транзистора осталось на прежнем уровне¹: $18,6 + 22 = 41,6 \text{ Ом}$.

При уровне входного сигнала -40 дБ (по напряжению) значение коэффициента нелинейных искажений в результате такого изменения схемы снизилось с 0,32% до 0,032%. Десятикратное повышение линейности достигнуто всего лишь для одного входного каскада УМЗЧ – общее значение коэффициента нелинейных искажений всего усилителя снизилось примерно в пять раз, что тоже не так уж плохо. Так как мы не нарушили сбалансированность входного дифференциального каскада, искажения по-прежнему определяются главным образом амплитудой третьей гармоники усиленного сигнала.

¹Здесь автор несколько грешит против арифметики, но истина не слишком пострадала – все расчеты носят лишь прикидочный характер. – *Прим. ред.*

Ясно, что в попытках максимального повышения линейности дифференциального каскада увеличивать ток покоя до бесконечности не получится: очевидный предел определяется характеристиками самих транзисторов.

Автору неизвестно какое-либо название описанного метода улучшения линейности дифференциального усилителя. Можно предложить термин «местная эмиттерная ООС»¹.

Заметим, что мы опять убили сразу двух зайцев: при двукратном увеличении тока покоя транзисторов также примерно в два раза увеличивается максимальная скорость изменения выходного напряжения (теоретически со значения 10 В/мкс до 20 В/мкс).

4.9. Радикальные методы улучшения линейности входного каскада

Существует несколько методов дальнейшего улучшения линейности входного каскада УМЗЧ. Всегда, когда разработчик желает улучшить линейности электронной схемы, он должен сначала пытаться повысить глубину местных контуров отрицательной обратной связи, поскольку изменения, связанные с местными ООС, редко влияют на стабильность общего контура ООС.

Во-первых, можно сделать входные транзисторы составными (по схеме Шиклаи с комплементарными транзисторами), как показано на рис. 4.10а.

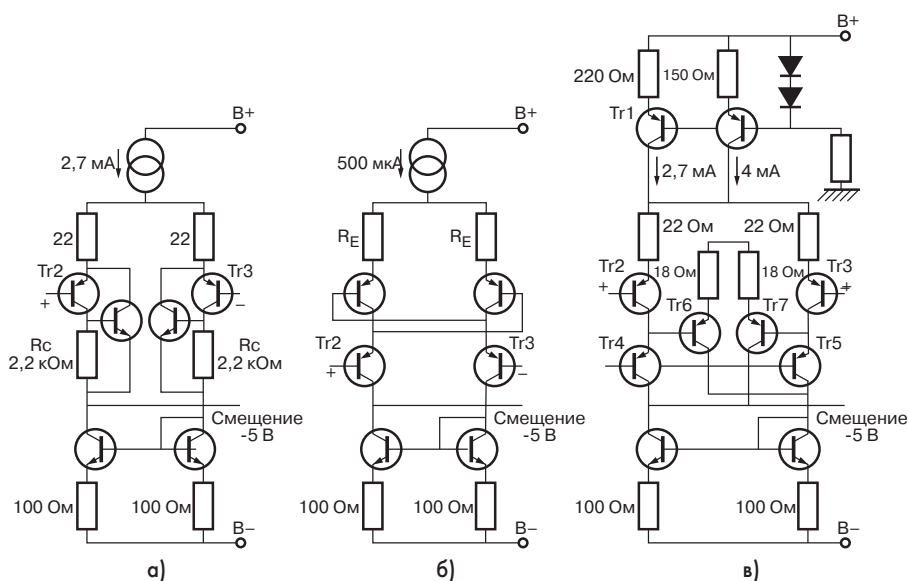


Рис. 4.10. Методы улучшения линейности дифференциального каскада:

а) составные транзисторы; б) перекрестное включение четырех транзисторов; в) касодно-комплементарная схема

В оригинале «constant-gm degeneration». – Прим. перев.