

менте DD6.1. D-триггеры микросхемы DD8 (74HCT175E) привязывают сигналы, подаваемые на входы D1—D4, к тактовым импульсам. Светодиод HL1 сигнализирует об активной работе регулятора громкости.

Импульс, формируемый по нарастающему перепаду входного сигнала элементом DD6.4, обнуляет счётчики микросхемы DD9 (CD4520BE), а элемент DD1.4 разрешает прохождение тактовых импульсов на вход CP счётчика DD9.1.

Код состояния аттенюаторов формируется в результате аналого-цифрового преобразования напряжения, снимаемого с движка переменного резистора R34. В состав АЦП входят счётчики DD9.1 и DD9.2, матрица R-2R из резисторов R21—R30 и R32 и компаратор DA2.1. Матрица реализует цифроаналоговое преобразование кода с выходов счётчика DD9 в пропорциональное значение кода напряжение.

По завершении преобразования компаратор DA2.1 устанавливает на своём выходе высокий логический уровень напряжения, который стробируется тактовым импульсом в одном из D-триггеров микросхемы DD8 и запрещает дальнейший счёт тактовых импульсов. Компаратор кодов DD3 (74ACT521PC) сравнивает состояния выходов счётчиков DD9 и регистра DD2 (74HCT574N). При их различии в ре-

гистр DD2 будет записано новое состояние.

Через транзисторные ключи микросхемы DA1 (ULN2803A) сигналы с выходов регистра поступают на обмотки реле K1—K5, контакты которых K1.1—K1.5 переведут ступени аттенюатора регулятора громкости в новое состояние. На время переключения реле (1,5...3,5 мс) будет запущен одновибратор на триггере DD4.2 (CD4013BE), формирующий импульс глушения коммутационных помех в канале звукового сигнала. Этот импульс откроет транзистор VT1, шунтирующий на указанное время вход аттенюатора.

Затем привязанный к тактовым импульсам и задержанный на один такт сигнал завершения аналого-цифрового преобразования обнулит счётчики DD9. Если сигнал прикоснения к сенсору продолжает поступать, будет запущен новый цикл преобразования. Так исключаются не требующиеся при отсутствии изменений состояния задающего громкость переменного резистора R34 переключения реле и импульсы глушения.

На время аналого-цифрового преобразования и записи нового состояния генерация тактовых импульсов не прекращается. Для этого входной триггер DD4.1 устанавливается по спадающему перепаду импульса на выходе Q4 микросхемы DD8 в состояние с низким уровнем на выходе при условии, что нет

касания сенсора, импульс глушения закончился, а коды счётчика и выходного регистра совпали. Всё это — признаки завершения регулировки громкости.

Общий для всех разрядов регистра DD2 вход OE можно использовать для быстрого переключения всех ступеней аттенюатора в состояние максимально-го затухания. Высокий уровень на этом входе переведёт выходы регистра DD2 в высокоимпедансное состояние, в результате чего транзисторные ключи микросхемы DA1 закроются. Все реле регулятора громкости будут установлены в положения, соответствующие максимальному затуханию. Это бывает необходимо при срабатывании защит УМЗЧ или при пропадании напряжения в сети ~230 В. Другое применение — задержка установки рабочего затухания аттенюатора после включения УМЗЧ. Варианты построения схем управления режимом глушения могут быть самыми разнообразными и здесь не приводятся.

Резистор R30 понижает выходное напряжение ЦАП и этим задаёт положение движка переменного резистора R34, соответствующее минимальному затуханию в линейке аттенюаторов (максимуму громкости). Сопротивление резистора R37 определяет длительность импульса глушения, которая должна быть немного больше времени срабатывания и отпуска реле.

Выходной каскад УМЗЧ – две или три ступени повторителя?

И. РОГОВ, г. Ростов-на-Дону

В статье представлен сравнительный анализ популярных схем выходного каскада усилителей мощности звуковой частоты на bipolarных транзисторах. Полученные результаты показывают преимущество трёхступенчатой схемы выходного каскада, обеспечивающей меньшие нелинейные искажения в сравнении с двухступенчатой. По мнению автора, такая схема является наиболее предпочтительной для построения высококачественных УМЗЧ.

В популярной литературе по конструированию усилителей мощности звуковой частоты (УМЗЧ) [1, 2] схемотехнике выходного каскада уделяется большое внимание. Однако там рассматривается главным образом структура каскада, в котором используют как комплементарные транзисторы, так и транзисторы одинаковой структуры, а влияние числа ступеней и схемы включения транзисторов на работу усилителя вообще не рассматривается. Как показывает моделирование, структура выходного каскада и режимы работы транзисторов весьма важны при конструировании высококачественных устройств. Попробуем восполнить этот пробел.

Наиболее распространённая структурная схема УМЗЧ (автором исходной является Lin H. M.) показана на **рис. 1** [1, 2].

Усилитель имеет трёхкаскадную структуру. Первый каскад — дифференциальный (ДК). Он работает как преобразователь напряжения в ток (источник тока, управляемый напряжением, — ИТУН). Кроме того, он является воспринимающим узлом отрицательной обратной связи (ООС): из входного сигнала, поступающего на базу транзистора VT1, вычитается сигнал ООС с выхода усилителя, поступающий на базу транзистора VT2 через делитель напряжения R4R3. Второй каскад усилителя на транзисторе VT3 — усилитель напряже-

ния (УН) осуществляет основное усиление сигнала. Важной особенностью является высокое выходное сопротивление каскада, как и сопротивление нагрузки, которое определяет не только коэффициент усиления каскада, но и его линейность.

На этом следует остановиться подробнее. Коэффициент преобразования каскада на транзисторе VT3 (зависимость выходного — коллекторного — напряжения от входного тока базы) вычисляют по формуле

$$K_{\text{п}} = \frac{h_{213} \cdot (R_{\text{вых VT3}} || R_{J2} || R_{\text{вх ВК}})}{I_b}. \quad (1)$$

Здесь $(R_{\text{вых VT3}} || R_{J2} || R_{\text{вх ВК}})$ — это сопротивление параллельно соединённых элементов: выходного сопротивления самого транзистора VT3, внутреннее сопротивление источника тока J2, нагружающего транзистор VT3, и входное сопротивление следующего, выходного каскада (ВК) усилителя на транзисторах VT4, VT5. Чтобы обеспечить требуемое высокое усиление УН (десятки тысяч раз), все сопротивления, входящие в формулу (1), должны иметь значения в сотни килоом и больше. Важным фактом является то, что входное сопротивление выходного каскада не просто влияет на работу УН, а определяет свойства последнего.

Третий каскад усилителя — выходной. Он выполнен по схеме повторителя напряжения, так как его функция — передача напряжения с выхода УН в нагрузку, на ИНУН. При этом каскад должен иметь высокое входное и низ-

кое выходное сопротивления, а также быть способным отдавать в нагрузку значительный по величине ток. Вот этот каскад и интересует нас в плане его оптимальной конфигурации для наилучшей работы во взаимодействии с предыдущим каскадом (УН).

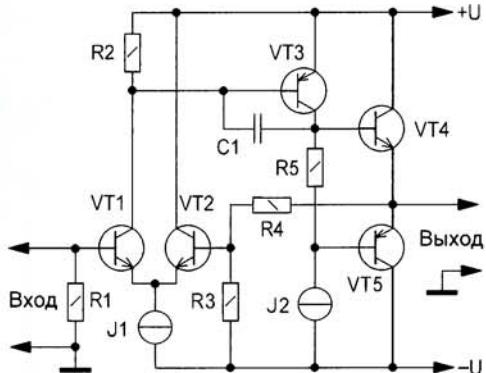


Рис. 1

Указанное взаимодействие проявляется двумя факторами. Во-первых, ток в базы транзисторов выходного каскада поступает с коллектора транзистора УН, который этот ток должен обеспечить. Во-вторых, входное сопротивление ВК влияет на коэффициент преобразования УН (в дальнейшем для простоты будем называть этот пара-

формуле

$$I_b = \frac{I_{\text{вых}}}{h_{213}}. \quad (2)$$

Этот ток базы потребляется из коллекторной цепи предыдущего каскада — УН, который должен обеспечить требуемое значение тока. То есть ток покоя УН должен быть заведомо больше максимально возможного тока базы ВК, иначе в выходном каскаде возникнет "токовое голодание" и произойдет ограничение выходного сигнала. Так что ток покоя УН должен быть достаточно большим. Учитывая, что коэффициент передачи тока h_{213} мощных транзисторов невелик и заметно снижается при больших токах, требуемый ток покоя транзистора УН оказывается слишком большим. Принимая максимальный выходной ток $I_{\text{вых}}$ равным 10 А и учитывая коэффициент передачи тока современных мощных транзисторов ВК (в схеме на рис. 1) равным 20...50, при таком токе

получаем ток покоя VT3 в пределах 0,2...0,5 А. Это не оптимально как для обеспечения тепловых процессов, так и режима работы усилителя. Кроме того, входное сопротивление ВК, являющееся сопротивлением нагрузки УН и определяемое по формуле

$$R_{\text{вх ВК}} = R_{\text{н}} \cdot h_{213}, \quad (3)$$

Наиболее популярными являются схемы выходного каскада, использующие составные транзисторы Дарлингтона или двухступенчатый эмиттерный повторитель, **рис. 2, а, б**. Именно двухступенчатая схема выходного повторителя описана в литературе и применяется наиболее широко. Гораздо реже используется трёхступенчатая схема, **рис. 2, в**. Такая схема применялась в конце прошлого века с мощными транзисторами, которые имели небольшой коэффициент передачи тока базы, поэтому приходилось использовать три транзистора для получения приемлемого усиления по току и входного сопротивления.

Рассмотрим работу каждого из вариантов, представленных на рис. 2, и сравним их свойства. В данном случае нас интересует влияние выходного каскада на предыдущий каскад, которое проявляется в потреблении от него тока базы транзисторов ВК и непостоянстве входного сопротивления ВК, влияющих на коэффициент усиления УН и вносящих им искажения.

Исследование проведём на модели (в программе Multisim). Как известно, симуляторы моделируют работу транзисторов, внося некоторую погрешность, особенно в "тонких" аспектах их работы. Однако в данном случае погрешность мала, так как использованы более точные низкочастотные модели транзисторов, в которых нелинейность

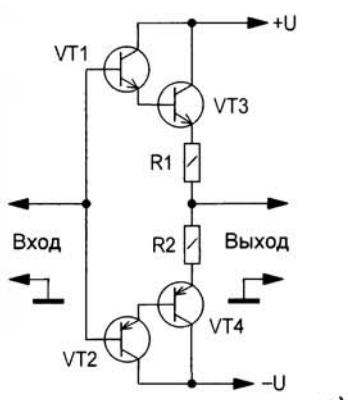
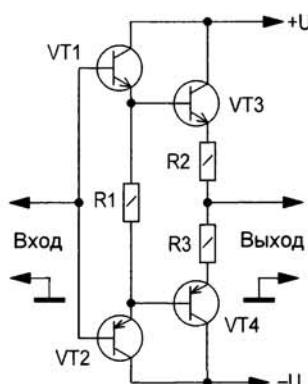
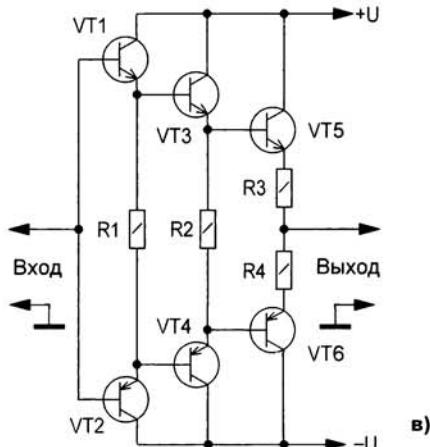


Рис. 2



б)



проявляют в основном входные характеристики и зависимости коэффициента передачи от тока коллектора, а эти свойства транзисторов хорошо моделируются современными симуляторами. Для моделирования использованы схемы, показанные на рис. 2.

Для начала рассмотрим значение общего коэффициента передачи тока, получившегося у выходного каскада каждой структуры (**рис. 3**). Из рисунка видно, что коэффициент передачи тока очень сильно зависит от выходного тока. И если снижением этого параметра при малых токах можно пренебречь (так как и выходной ток в числителе формулы (2) становится малым), то при больших токах снижение коэффициента передачи тока в ВК на транзисторах Дарлингтона и двухступенчатого

метра коэффициентом усиления). В нашем случае важно, что нелинейность входного сопротивления ВК, которая характерна для биполярных транзисторов, будет влиять на коэффициент усиления УН и сделает этот каскад также нелинейным. В результате искажения, вносимые в сигнал каскадом усиления напряжения, заметно возрастают.

Обычно главным требованием, предъявляемым к выходному каскаду в виде повторителя напряжения, является высокий коэффициент усиления по току. Это важно вот по какой причине. Выходной ток усилителя $I_{\text{вых}}$ (он же является выходным током ВК) может достигать больших значений. Например, выходной мощности 200 Вт на нагрузке 4 Ом соответствует выходной ток 10 А.

Входной ток ВК — это ток базы транзисторов VT4, VT5 — вычисляют по

оказывается слишком низким: при со- противлении нагрузки 4 Ом получается $R_{\text{вх ВК}} = 80...200$ Ом.

Проблема решается применением составного эмиттерного повторителя в ВК. То есть сам выходной каскад УМЗЧ становится многоступенчатым, а название "выходной каскад" относится в этом случае к определённому структурному звену усилителя. У составного эмиттерного повторителя общий коэффициент передачи тока h_{213} намного больше, чем у одиночного транзистора — он является произведением коэффициентов передачи тока каждого из транзисторов. При этом следует учитывать, что и при малых, и при больших токах коллектора величина h_{213} каждого из транзисторов снижается, поэтому общий коэффициент передачи тока получается заметно меньше.

довольно близки, при больших токах они становятся практически равными, и их значения достигают примерно 20000. Этого явно недостаточно, поскольку по формулам (2) и (3) получаем: $I_B = 0,5 \text{ мА}$; $R_{B-VK} = 80 \text{ к}\Omega$. То есть входной ток ВК составляет около 10 % от тока покоя УН, что заметно влияет на линейность последнего. А входное сопротивление ВК будет минимальным из тех сопротивлений, которые входят в формулу (1). Следовательно, его влияние на коэффициент усиления УН будет наибольшим, и нелинейность входного сопротивления ВК заметно увеличит нелинейность УН.

В трёхступенчатой схеме эти параметры намного лучше. Поскольку его коэффициент передачи при токе 10 А равен 225000, что $I_B = 50 \mu\text{A}$; $R_{B-VK} = 900 \text{ к}\Omega$. Ток баз транзисторов ВК достаточно мал, чтобы не влиять на режим работы транзистора УН, а входное сопротивление ВК намного больше остальных сопротивлений, входящих в формулу (1), и его влиянием можно пренебречь. По этой причине нелинейность входного сопротивления ВК практически не скажется на работе УН. Таким образом,

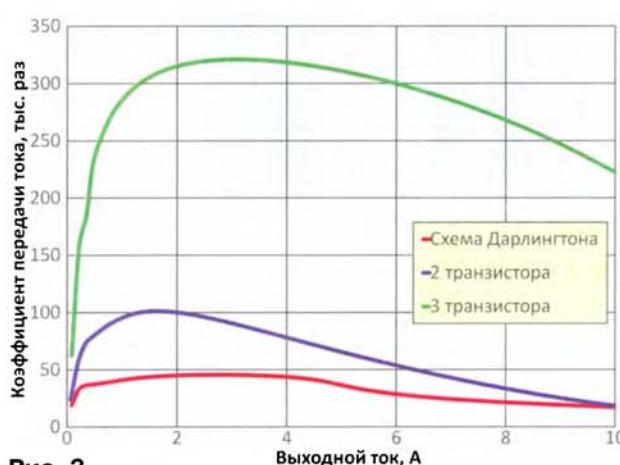
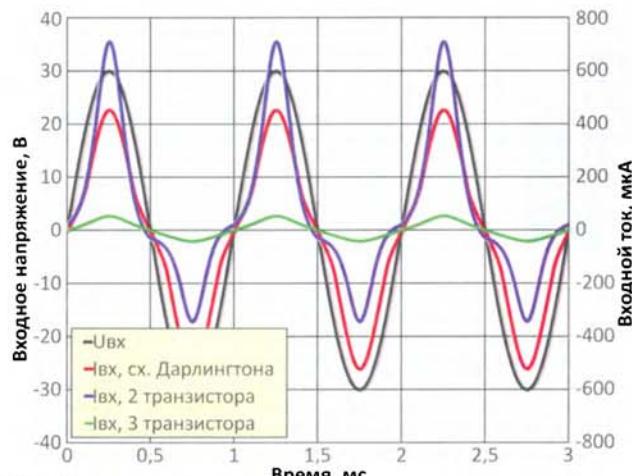
то тока ВК на транзисторах Дарлингтона и двухступенчатого повторителя составляет примерно 1 мА. Также хорошо видны искажения формы этого тока в сравнении с формой синусоиды.

Осциллограммы тока несимметричны относительно оси времени и имеют заметную разницу амплитуд для положительной и отрицательной полуволн. Это означает наличие второй, а возможно, и других чётных гармоник значительной величины. Сами полуволны

открываются и закрываются почти одновременно. Нелинейность двухступенчатого ВК несколько выше, чем с транзисторами Дарлингтона. Входной ток трёхступенчатого ВК намного меньше, чем у других и, на первый взгляд, более линеен.

О поведении ВК, содержащего три пары транзисторов, судить по рис. 4 сложно — уж очень мала амплитуда входного тока этого каскада. Поэтому тот же график показан на рис. 5, но у него масштаб по оси тока в десять раз выше. Поведение трёхступенчатого ВК также согласуется с приведёнными выше рассуждениями. Амплитуда тока здесь в несколько раз меньше, чем у ВК с двумя парами транзисторов, а линейность заметно выше — график тока практически совпадает с синусоидой входного напряжения, и "ступенька" практически отсутствует. Следовательно, выходной каскад с тремя парами транзисторов фактически не влияет на работу УН, не уменьшает его усиления и не увеличивает его нелинейность.

В заключение рассмотрим нелинейные искажения, вносимые выходными каскадами разных типов. Выходной каскад —


Рис. 3

Рис. 4

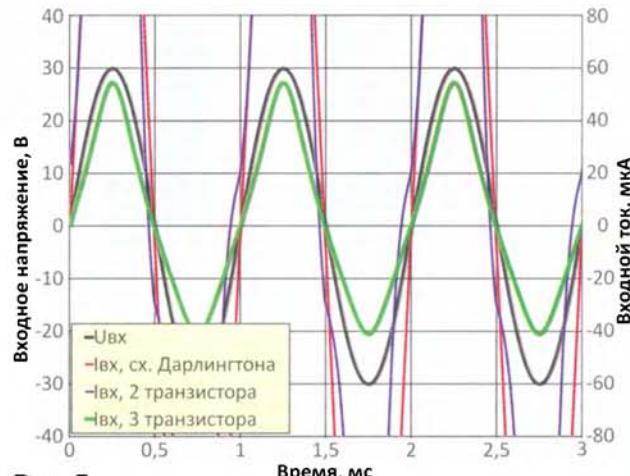
трёхкаскадный ВК выглядит более предпочтительным.

Однако приведённые выше рассуждения могут оказаться довольно приблизительными. Тем более что в двухступенчатом ВК ток базы транзисторов VT1, VT2 (рис. 2, б) определяется не только током базы транзисторов VT3, VT4, но и их собственным током покоя. Использование моделирования позволяет оценить значения токов и нелинейных искажений. Токи базы транзисторов ВК (входной ток) при синусоидальном входном сигнале для этих вариантов схем приведены на рис. 4. Там же показано и синусоидальное напряжение на входе ВК, чтобы нагляднее отразить искажения входного тока.

Приведённые на рис. 4 формы токов подтверждают сделанные ранее предположения. Двойная амплитуда входно-

го тока более узкие, чем полуволны синусоиды входного напряжения. Это говорит о наличии и нечётных гармоник в спектре. Кроме того, форма тока аналогична форме сигнала при заметных искажениях типа "ступенька" несмотря на относительно большой ток покоя выходных транзисторов, равный примерно 200 мА, что также указывает на значительные нелинейные искажения.

Искажения в виде "ступеньки" проявляются несмотря на то, что смещение для транзисторов подобрано таким образом, чтобы в режиме класса АВ работали только выходные транзисторы (VT3, VT4 — на рис. 2, б и VT5, VT6 — на рис. 2, в). Остальные транзисторы каскада в режиме отсечки коллекторного тока не входят. Это не относится к транзисторам Дарлингтона, у которых оба транзистора интегральной структуры


Рис. 5

источник наибольших искажений, поэтому проблема их снижения является важной. Автор твёрдо убеждён, что даже при использовании глубокой общей ООС необходимо добиваться максимальной линейности амплитудной характеристики усилителя при разомкнутой петле ООС. Прежде чем оценивать нелинейные искажения, вносимые каждым из выходных каскадов, необходимо отметить, что входной сигнал на ВК поступает с выхода УН, который является высокоменным. Поэтому на рис. 6 показаны коэффициенты гармоник каждого из вариантов выходного каскада при различном сопротивлении источника сигнала. Если источник сигнала является источником напряжения и его внутреннее сопротивление близко к нулю, то искажения в трёхступенчатом ВК больше — сказывается влияние трёх

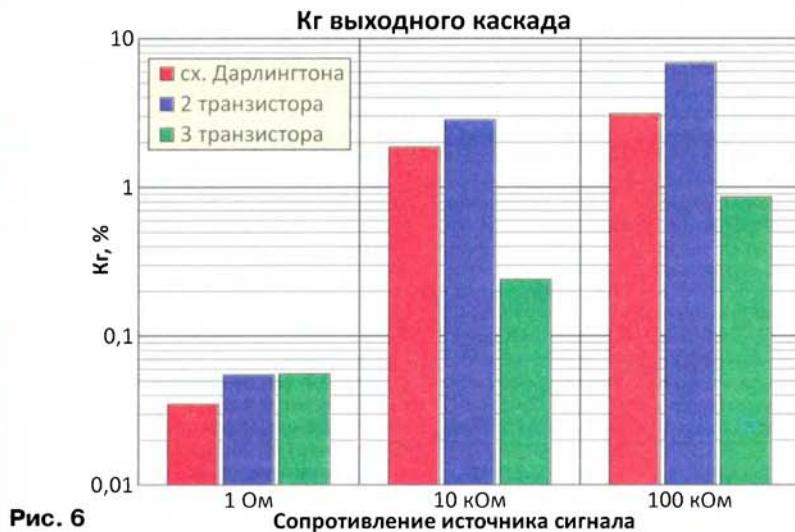


Рис. 6

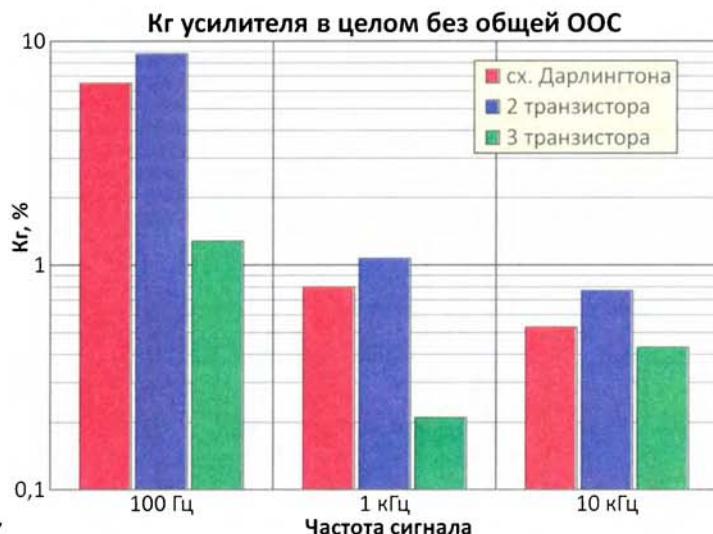


Рис. 7

нелинейных входных характеристик на пути сигнала. Однако при повышении выходного сопротивления источника сигнала искажения в выходном каскаде определяются нелинейностью его входного тока, и трёхступенчатый ВК демонстрирует на порядок лучшую линейность по сравнению с двумя другими. Именно в таком режиме и работает реальный ВК.

Рис. 6 показывает искажения непосредственно ВК, но на самом деле влияние выходного каскада на сигнал усилителя является комплексным — он влияет также на режим работы УН (отбирая у него ток), а значит, и на линейность последнего, влияет на усиление и линейность УН через входное сопротивление ВК, а также имеет собственную нелинейность. Поэтому необходимо оценить также и влияние схемотехники выходного каскада на усилитель в целом.

Нелинейные искажения усилителя в целом при использовании выходных каскадов различных типов показаны на рис. 7. На рисунке изображены графики зависимости коэффициента гармоник УМЗЧ без общей ООС (чтобы ООС не снижала искажения и не нивелировала различия в ВК) от схемы выходного каскада на трёх разных частотах.

Необходимость учёта частоты вызвана тем, что каскад усиления напряжения охвачен местной частотно-зависимой ООС (через конденсатор С1 на рис. 1), которая с ростом частоты снижает его выходное сопротивление. А величина выходного сопротивления УН оказывается на величине искажений ВК. На низких и средних частотах нелинейные искажения усилителя с выходным каскадом, содержащим три пары транзисторов, в несколько раз ниже, чем в традиционной двухступенчатой схеме. На высоких частотах — ниже лишь в полтора-два раза.

Выводы

1. УМЗЧ с двух- или трёхступенчатым выходным каскадом имеют значительно отличающиеся величины нелинейных искажений. Наименьшими искажениями обладает усилитель с выходным каскадом на трёх парах транзисторов (см. рис. 2,в). Это подтверждается как непосредственными измерениями, так и исследованием свойств каскадов и особенностей их работы на модели. В настоящее время такой выходной каскад употребляется большей частью в усилителях без общей ООС именно из-за его высокой линейности.

2. Наихудшим в плане линейности является ВК с двумя парами транзисторов (рис. 2,б). ВК с составными транзисторами имеет более высокую линейность.

3. Соотношения линейности разных типов выходных каскадов "лучший—средний—худший" сохраняются для всех сторон работы как отдельно ВК, так и совместно с остальными каскадами усилителя. Следовательно, эти свойства закономерны и являются следствиями различий в схемотехнике выходных каскадов независимо от типов применяемых транзисторов и режимов их работы.

Рекомендации

1. В усилителях с глубокой общей ООС нелинейные искажения заметно снижены. Поэтому разница в применении выходных каскадов различной структуры будет невелика. Тем более что на средних и особенно на низких частотах, где различие линейных свойств ВК наибольшее, глубина ООС максимальна, что сглаживает различия в типах ВК. Таким образом, в бюджетных решениях с глубокой общей ООС можно рекомендовать схему на рис. 2,б, как наиболее простую и дешёвую. Скорее всего, наиболее широкое применение именно этой схемы вызвано именно экономическими причинами.

2. Выходной каскад на транзисторах Дарлингтона обладает лучшей линейностью, чем с двумя парами транзисторов. Но при работе в режиме класса АВ в таком каскаде возможны проблемы, вызванные задержкой в закрывании мощного транзистора. Это вызывает появление так называемых коммутационных искажений, которые в наибольшей степени проявляются именно в транзисторах Дарлингтона. Так что такая схема может быть рекомендована лишь для дешёвых или очень малогабаритных конструкций.

3. Наилучшей линейностью обладает выходной каскад с тремя парами транзисторов (см. рис. 2,в). Именно его следует применять для построения действительно высококачественных УМЗЧ. Тем более что он не намного сложнее других — дополнительно появляются всего два транзистора и один резистор, так что соотношение цена/качество заметно лучше. Тот факт, что глубокая общая ООС нивелирует разницу в работе выходных каскадов, не следует принимать во внимание при разработке высококачественной аппаратуры, поскольку здесь возникает ряд "тонких моментов": **наилучшей ситуацией является та, при которой усилитель максимально линеен ещё до охвата его петлёй ООС.** Именно игнорирование этого принципа приводит к тому, что в результате субъективные оценки звучания усилителя оказываются неудовлетворительными и делаются выводы о "вреде" общей ООС.

ЛИТЕРАТУРА

1. Селф Д. Проектирование усилителей мощности звуковой частоты. — М.: ДМК Пресс, 2009.

2. Данилов А. А. Прецизионные усилители низкой частоты. — М.: Горячая Линия — Телеком, 2008.