

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 аттенуаторов 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 значению 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 аттенуатора 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 аттенуатора.

Затем привязанный к тактовым импульсам и задержанный на один такт сигнал завершения аналого-цифрового преобразования обнулит счётчики DD9. Если сигнал прикосновения 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 прерывается. 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 аттенуатора в состояние максимального 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 аттенуатора 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 аттенуаторов (максимуму громкости). Сопротивление резистора R37 определяет длительность импульса глушения, которая должна быть немного больше времени срабатывания и отпущения 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 биполярных 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

$$K_n = \frac{h_{213} \cdot (R_{\text{вых VT3}} \parallel R_{J2} \parallel R_{\text{вх БК}})}{I_B} \quad (1)$$

Здесь $(R_{\text{вых VT3}} \parallel R_{J2} \parallel R_{\text{вх БК}})$ — это сопротивление параллельно соединённых элементов: выходного сопротивления самого транзистора VT3, внутреннее сопротивление источника тока J2, нагружающего транзистор VT3, и входное сопротивление следующего, выходного каскада (БК) 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 ИТУН. При этом каскад должен иметь высокое входное и низ-

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 весьма ощутимо. Коэффициенты передачи тока в ВК на транзисторах Дарлингтона и двухступенчатого

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: $I_B = 0,5 \text{ мА}$; $R_{вх\text{ ВК}} = 80 \text{ кОм}$. 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, то $I_B \approx 50 \text{ мкА}$; $R_{вх\text{ ВК}} = 900 \text{ кОм}$. 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,

го 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 линейен.

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 —

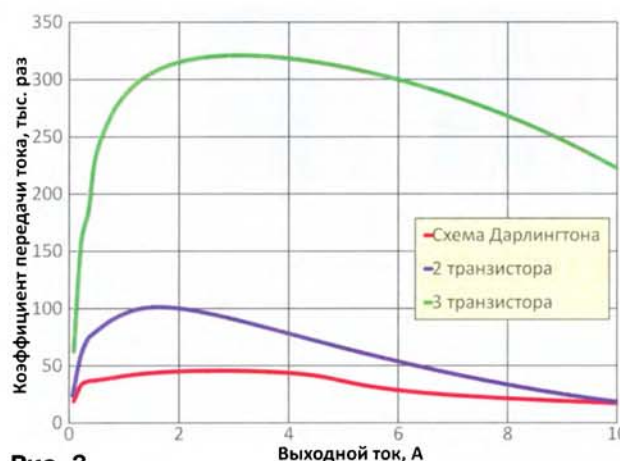


Рис. 3

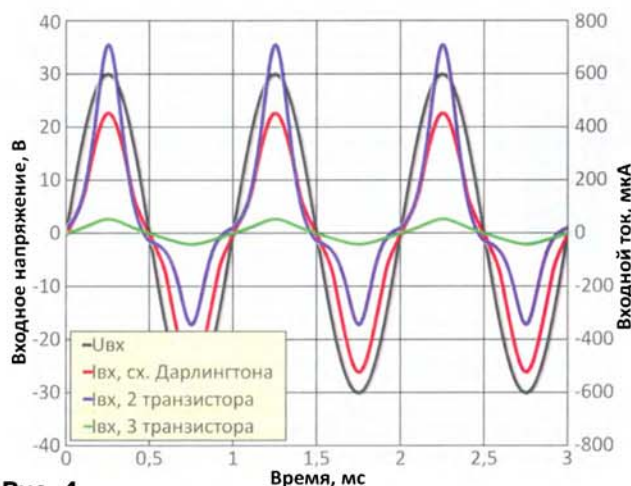


Рис. 4

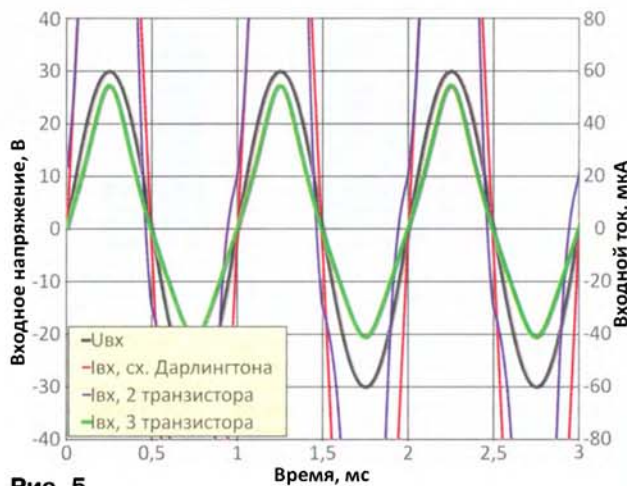


Рис. 5

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-

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 режим отсечки коллекторного тока не входят. Это не относится к транзисторам Дарлингтона, у которых оба транзистора интегральной структуры

источник наибольших искажений, поэтому проблема их снижения является важной. Автор твердо убежден, 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 высокоомным. 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

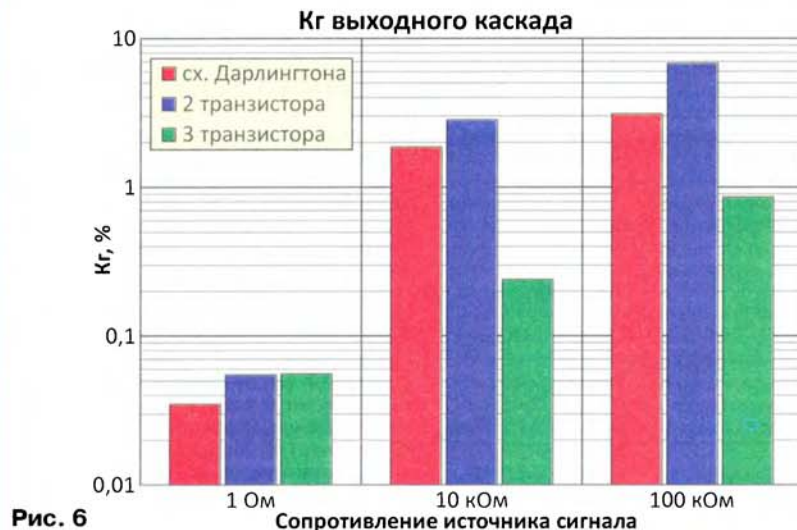


Рис. 6

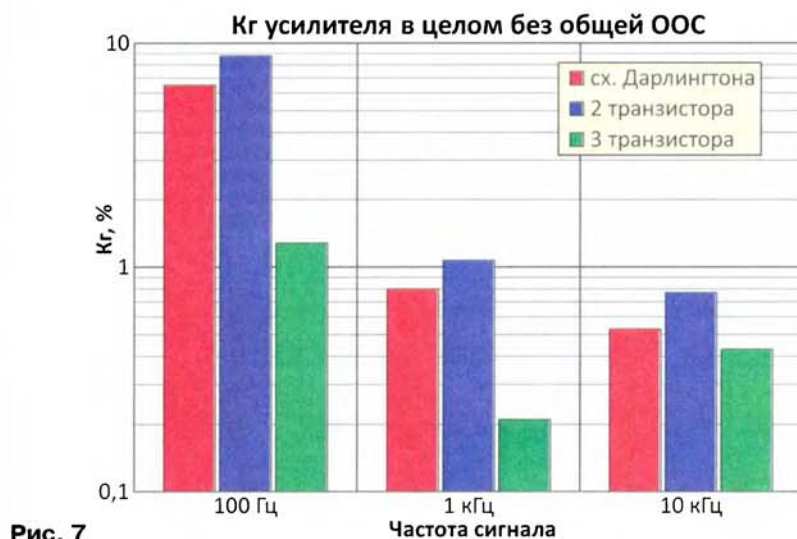


Рис. 7

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, влияя 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 сказывается 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 различающиеся 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.