

Многоканальные усилительные структуры в усилителях мощности звуковой частоты

В статье описаны многоканальные усилительные структуры (МКУС) в усилителях мощности звуковой частоты (УМЗЧ).

Предлагаемый УМЗЧ представляет собой более совершенную конструкцию по сравнению с описанными ранее [1—3], так как обладает крайне глубокой 100-процентной отрицательной обратной связью (ООС) на высоких частотах (ВЧ). В совокупности его усиление составляет более 150 дБ на частоте 20 кГц, что позволяет получить очень низкий коэффициент искажений (0,0002 %). Но, не смотря на это, усилитель не является схемотехнически сложным устройством, поэтому его можно отнести к классу упрощенных УМЗЧ.

Следует отметить, что самой идее многоканального усиления уже более полувека, тем не менее, о ее большой популярности, к сожалению, говорить не приходится. Между тем именно многоканальные усилительные структуры позволяют улучшить ряд основных (ключевых) параметров УМЗЧ, в том числе обеспечить крайне малое время реакции петли ООС (ВРП ООС) и, соответственно, высокую перегрузочную способность каскадов, широкую полосу работы ООС, большой запас усиления внутри петли ООС.

КРИТЕРИИ И ПРИНЦИПЫ ООС

Произведем оценку влияния критериев ООС на параметры усилительных каскадов и УМЗЧ в целом. Основным критерием оценки качества работы ООС следует считать параметр «время реакции петли ООС» (ВРП ООС = T_3) или аналогичный параметр «частоту замыкания петли ООС» (ЧЗП ООС = $= F_{ЗАМ} = 1/T_3$). Как отмечено в [1], ВРП ООС должно быть крайне малым, вследствие чего ЧЗП ООС получается предельно высокой. Это необходимо для обеспечения высоких перегрузочных характеристик каскадов, в том числе и в области частот, близких к частоте замыкания петли ООС [2]. В этом случае уровни сигналов, помех и т. п. на частотах, близких к $F_{ЗАМ}$, весьма небольшие. При увеличении ВРП ООС (понижении $F_{ЗАМ}$) работа

петли ООС, как правило, приобретает прерывистый характер. В свою очередь это приводит к значительным ошибкам в системе авторегулирования с обратной связью, что обусловлено размыканием ООС в нелинейных динамических режимах. Таким образом, создаются условия для резкого расширения спектра искажений, интермодуляции высоких порядков [1] и шумоподобной интермодуляции [2], а также весьма существенно увеличиваются проявления джиттероподобных искажений [1].

Как сказано выше, ВРП ООС должно быть крайне малым. Однако понятно, что в конкретных усилителях ВРП ООС принимает конкретное значение. Например, если ВРП ООС равно 10 нс ($F_{ЗАМ} = 1/10 \text{ нс} = 100 \text{ МГц}$), это много или мало? Для сигнала частотой 1 кГц при $F_{ЗАМ} = 100 \text{ МГц}$ качество работы ООС будет достаточно высоким, а для сигнала частотой 1 МГц при $F_{ЗАМ} = 100 \text{ МГц}$ — относительно низким. Поэтому оценивать качество работы ООС для отдельно взятого сигнала следует по отношению частоты замыкания петли ООС ($F_{ЗАМ}$) к частоте входного сигнала.

Основным критерием эффективности работы ООС следует считать охват всего усилителя (или нескольких его каскадов) глубокой 100-процентной ООС на ВЧ. Большой запас усиления внутри петли ООС — совершенно необходимое (обязательное) условие для обеспечения высоких перегрузочных и, соответственно, высоких линейных характеристик усилителя (каскадов) в полосе работы ООС. Особенно эффективна 100-процентная ООС при большом запасе усиления в инвертирующих усилителях (каскадах). Фактически ООС переносит (перенаправляет) общее усиление во внутрь петли ООС, коэффициент усиления усилителя $K_{УС}$ на ВЧ сильно уменьшается, а запас усиления внутри петли ООС увеличивается, в том числе и на частотах выше частоты единичного усиления УМЗЧ. При этом искажения

снижаются как бы дважды, во-первых, за счет снижения уровня ВЧ сигнала (зависимость близка к кубической [1]), а во-вторых, за счет роста усиления внутри петли ООС.

Одновременно необходимо обратить внимание на следующий отрицательный момент. Введение общей 100-процентной ООС фактически соединяет вход усилителя (каскада) с его выходом. Это общепринятое стандартное решение в звукотехнике. Благодаря этому паразитные сигналы (искажения, шум, помехи и т. д.) попадают на вход усилителя (каскада). Если это происходит в полосе работы ООС, она подавляет (компенсирует) эти сигналы, собственно это и есть ее основная функция. Если же это происходит на частотах выше полосы работы ООС (т. е. на частотах, близких к $F_{ЗАМ}$), создаются условия для циркуляции паразитных сигналов в среде УМЗЧ со всеми вытекающими отсюда последствиями.

Можно сделать вывод что, 100-процентная ООС ужесточает требования к перегрузочным характеристикам каскадов на частотах выше полосы работы ООС (область частот близких к $F_{ЗАМ}$). Они должны быть очень высокие, а усиление на этих частотах для всех каскадов — предельно низкое. Здесь следует обратить внимание на то, что 100-процентная ООС на ВЧ в инвертирующих усилителях (каскадах) обладает очень ценным свойством, фактически представляя собой входной фильтр низких частот.

Кратко следует коснуться и такого параметра, как скорость нарастания напряжения на выходе реально работающего УМЗЧ. В качественном усилителе скорость нарастания напряжения на выходе УМЗЧ весьма низкая, что жестко обусловлено наличием в усилителе общей 100-процентной ООС на ВЧ. Считается, что данный параметр характеризует перегрузочные характеристики выходного каскада усилителя, однако это не совсем корректно. Более точно оценивать перегрузочные характеристики выходных каскадов усилителей следует на основе отношения коэффициента, равного отношению скорости нарастания выходного напряжения с отключенной ООС к скорости нарастания выходного напряжения с включенной ООС ($K_{отн} = U_{ООС \text{ откл}}/U_{ООС \text{ вкл}}$) при фиксированном входном сигнале.

Например, радиочастотные ОУ, как правило, имеют высокие перегрузочные характеристики выходного кас-

када и весьма высокую скорость нарастания выходного напряжения при отсутствии ООС. При охвате данного ОУ общей 100-процентной ООС на ВЧ получится очень низкая скорость нарастания выходного напряжения на выходе ОУ. Коэффициент отношений ($K_{отн}$) скоростей нарастания на выходе ОУ будет большим, соответственно и перегрузочные характеристики по скорости нарастания будут высокими. Для УМЗЧ, у которого отсутствует общая 100-процентная ООС на ВЧ, $K_{отн}$ скоростей нарастания будет равен единице.

Несколько слов о таком понятии, как фаза или фазовая задержка. В целом фаза — контролируемый и легко изменяемый параметр. Следует подчеркнуть, что изменение фазы исходного сигнала не влияет на характеристики усилителя, но при этом обязательно должны быть устранены паразитные резонансные процессы, а также обеспечено крайне малое ВРП ООС.

ВЫВОДЫ И СЛЕДСТВИЯ

Конечно, высокие перегрузочные характеристики каскадов можно получить при помощи режимов с очень большими напряжениями и токами покоя. Не исключено их применение и в выходном каскаде УМЗЧ, однако на сегодняшний день такой подход следует считать деструктивным. Более рационально высокие перегрузочные характеристики каскадов в звуковом диапазоне получить при помощи крайне малого ВРП ООС и крайне глубокой ООС на ВЧ. Особо следует отметить, что крайне глубокая ООС эффективно компенсирует любые виды искажений, в том числе и в выходных каскадах усилителей, работающих в режиме класса С, D, или их модификациях.

В целом любой усилитель можно рассматривать как дискретное (цифровое) устройство. Соответственно ВРП ООС — это время между дискретными (цифровыми) отсчетами сигнала, а частота замыкания петли ООС — это частота дискретизации. Уменьшение весовых значений между ближайшими цифровыми отсчетами при снижении ВРП ООС улучшает точность и качество работы ООС. В соответствии с этим наличие какого-либо ВЧ сигнала с частотой, равной или выше частоты дискретизации, недопустимо. В противном случае часть энергии ВЧ сигнала автоматически переносится в низкочастотную

область, т. е. в звуковой спектр. Точность и качество работы ООС улучшается и при понижении частоты исходного (рабочего) сигнала, причем усилитель должен обладать высоким быстродействием, но узкой полосой пропускания.

Работа на низкой частоте дискретизации ($F_{ЗАМ}$) особенно при форсировании усиления на частотах, близких к $F_{ЗАМ}$, и низких перегрузочных характеристиках, как правило, ведет к трансформации типичных искажений (гармоники и интермодуляция), в атипичные (интермодуляция высоких порядков, шумоподобная интермодуляция, заметный рост проявлений джиттероподобных искажений). Именно атипичные искажения приводят к потере прозрачности и увеличению жесткости звучания, ухудшению четкости локализации звуковых образов, примешивают к звенящим составляющим шипящие призвуки.

Для реализации высокого быстродействия (крайне малого ВРП ООС) усилителей звуковой частоты следует применять элементы СВЧ или КВЧ диапазона. Очень удобно применять радиочастотные ОУ, которые скорректированы по частоте до единичного коэффициента усиления ($K_{УС} = 1$). Целесообразно разрабатывать такие ОУ, которые допускали бы возможность частотной коррекции как для $K_{УС} = 1$, так и для $K_{УС} = 0,5...0,7$.

СТРУКТУРА ИНВЕРТИРУЮЩЕГО УСИЛИТЕЛЯ

Рассмотрим схему трехканального инвертирующего усилителя (рис. 1).

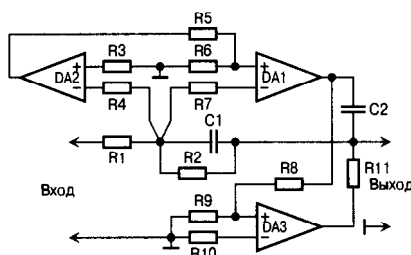


Рис. 1

Главный канал усилителя собран на микросхеме DA1, он обладает приоритетом на замыкание петли ООС. Усилители, собранные на микросхемах DA2 и DA3, образуют дополнительные каналы, действующие по критерию подавления сигнала соответственно на входе и выходе DA1. DA2 — прецизионный усилитель, работающий в малосигнальном режиме. Временно упростим данную схему и рассмотрим вариант на рис. 2.

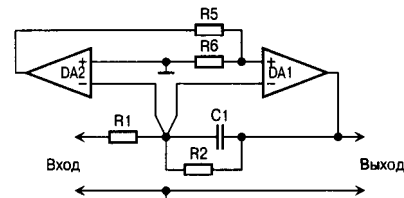


Рис. 2

Основной недостаток этой схемы — возможность прохода нелинейного (предсказанного) сигнала с выхода DA2 во внутрь петли ООС через нелинейное входное сопротивление ОУ DA1. Безусловно, влияние подобной нелинейности на характеристики УМЗЧ очень невелико, но для усилителя с тенденцией к высоким параметрам подобные проявления должны быть исключены полностью. Введение разделительного конденсатора на входе ОУ DA1 (рис. 3) несколько улучшает характеристики усилителя, но в целом вопрос остается открытым.

Рассмотрим усилитель, представленный на рис. 4.

Данная схема похожа на схему на рис. 2, однако в ней имеются определенные отличия, в частности каждый элемент петли ООС ($R1R2C1$) выполнен двойным, причем $R1.1 = R1.2$, $R2.1 = R2.2$, $C1.1 = C1.2$. При наличии переключки П1 схема на рис. 4 полностью идентична приведенной на рис. 2, если переключку П1 разорвать (исключить), это не приведет к каким-либо существенным изменениям в работе усилителя, что обусловлено идентичностью цепей ООС. В тоже время разрыв переключки исключает попадание предсказанного сигнала с выхода DA2 во внутрь петли прецизионной ООС ($R1.2$, $R2.2$, $C1.2$), тем самым усилитель на рис. 5 приобретает весьма ценное качество.

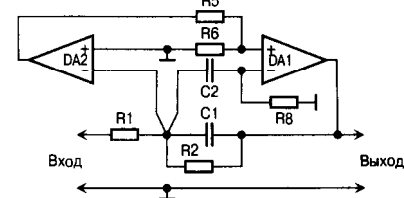


Рис. 3

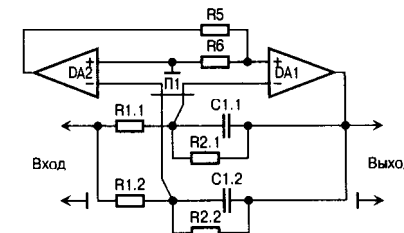


Рис. 4

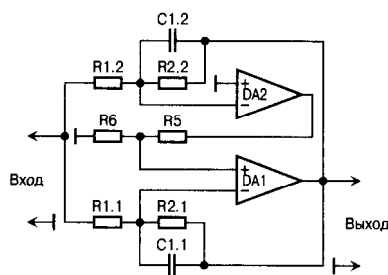


Рис. 5

В целом соблюдать идентичность цепей ООС ($R1.1 = R1.2$, $R2.1 = R2.2$, $C1.1 = C1.2$) необязательно. Однако обязательно следует обеспечить точность (идентичность) коэффициентов передачи этих ООС, что выполняется при условии пропорциональности (равенства отношений номиналов) элементов ООС

$$\frac{R1.1}{R1.2} = \frac{R2.1}{R2.2} = \frac{C1.1}{C1.2}.$$

Дополнительный усилитель DA2 на рис. 5 можно рассматривать как внешний селектор искажений, а саму структуру усилителя в целом — как схему с многопетлевой ООС. Однако важно не то, с каких позиций рассматривать данный усилитель, а те обязательные условия, выполнение которых обеспечивает безукоризненную (высокоточную) работу ООС и данной структуры в целом — это достаточно высокие перегрузочные характеристики главного канала DA1, что в первую очередь обусловлено крайне малым ВРП ООС при широкой полосе работы 100-процентной ООС на ВЧ.

В соответствии с этим в качестве DA1 может быть использован любой усилитель, соответствующий данным требованиям. Причем выходная мощность усилителя не имеет никакого значения. Это может быть как ОУ, так и мощный УМЗЧ.

ЛИТЕРАТУРА:

1. А. Литаврин. Многоканальное усиление в УМЗЧ с крайне глубокой ООС. — Радио, 2004, № 3, с. 18–20, № 4, с. 19–21.
2. А. Литаврин. Простой усилитель или МКУС в УМЗЧ с глубокой стопроцентной ООС. — Радиодело, 2006, № 9, с. 34–42.
3. А. Литаврин. МКУС в УМЗЧ с глубокой стопроцентной ООС. — Радиодело, 2007, № 1, с. 12–15., А. Литаврин. УМЗЧ с параллельным каналом и максимально глубокой ООС. — Радио, 2007, № 6, с. 19–22.
4. <http://www.analog.com> (AD8055).
5. <http://www.cqham.ru>.

Окончание следует

Александр Литаврин,
г. Москва

Окончание. Начало — № 4/2007

Расчет и моделирование повышающе-понижающего преобразователя напряжения

На рис. 25 представлена непрерывная модель преобразователя SEPIC, включающая в себя модели силовой части преобразователя и ШИМ-контроллера UCC3807.

Данная модель позволяет проводить анализ как переходных процессов в режиме большого сигнала, так и малосигнальный частотный анализ. На рис. 25 показан вариант для анализа устойчивости преобразователя посредством источника тестового сигнала VTEST, включенного в цепь обратной связи. ФНЧ LOL, COL, включенный последовательно с источником тестового сигнала VTEST, разрывает цепь для переменного тока, что позволяет исследовать схему при разомкнутой петле обратной связи. Элемент NODESET задает начальное значение выходного напряжения, близкое к номинальному, для улучшения сходимости алгоритма PSpice.

АНАЛИЗ УСТОЙЧИВОСТИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Удобным инструментом для анализа амплитудно- и фазочастотных характеристик является кусочно-линейная аппроксимация [10]. На рис. 26 показаны графики АЧХ $DB(V(vo)/V(err))$ и ФЧХ $P(V(vo)/V(err))$ силовой части преобразователя SEPIC с обратной связью по току, полученные в результате малосигнального частотного анализа схемы на рис. 25 и аппроксимирующие их отрезки прямых линий.

При аппроксимации ФЧХ точкой начала изменения фазы принимается частота, равная 1/10 соответствующей ей частоты излома АЧХ.

Методика анализа устойчивости преобразователя включает в себя исследование АЧХ и ФЧХ силовой части преобразователя и выбор цепи частотной коррекции, обеспечивающей необходимый запас устойчивости по усилению и фазе.

1) По аппроксимированным графикам АЧХ и ФЧХ силовой части преобразователя определяем характерные частоты (точки излома):

- на низкой частоте значение модуля коэффициента передачи постоянно, а фазовый сдвиг равен нулю;
- начиная с частоты $F_p \approx 380$ Гц модуль коэффициента передачи уменьшается с наклоном характеристики -20 дБ на декаду и появляется запаздывание фазы с наклоном -45° на декаду. Такая характеристика соответствует полюсу, в данном случае образованному сопротивлением нагрузки R_O и емкостью выходного конденсатора C_{20} ;
- на частоте $F_{RHPZ} \approx 5,5$ кГц уменьшение модуля коэффициента передачи компенсируется подъемом, в результате чего наклон характеристики уменьшается (аппроксимирующая линия идет горизонтально), при этом запаздывание фазы увеличивается еще на 45° и составляет -90° на декаду. Такая характеристика соответствует нулю в правой комплексной полуплоскости (RHPZ), что присуще всем топологиям преобразователей с раздельными фазами накопления энергии в дросселе и передачи ее в нагрузку [13];
- нуль, образованный емкостью выходного конденсатора и его эквивалентным последовательным сопротивлением ESR, в данном случае не показан, т. к. его частота расположена намного выше интересующего нас диапазона частот.

2) Определяем факторы, ограничивающие частоту единичного усиления замкнутой петли обратной связи преобразователя. Типичным фактором, как в данном примере, является нуль в правой комплексной полуплоскости, т. к. его влияние уменьшает одновременно запасы устойчивости по усилению и фазе. Для устранения его негативного