SamacSys
Free Unlimited Downloads
> Schematic Symbols
> PCB Footprints
> 3D Models
Download Models

Вопросы проектирования усилителей с общей ООС

В последнее время наблюдается очередной всплеск дискуссий на тему, которую можно условно назвать - "за" или "против" отрицательной обратной связи в усилителях. К сожалению, эти обсуждения редко содержат сколько-нибудь рациональную аргументацию, одновременно демонстрируя явный недостаток знаний о "мелочах" работы и проектирования систем с ООС. Положение осложняется тем, что в большинстве случаев в качестве оправдания возражений против применения обратной связи приводятся устройства, на поверку оказывающиеся примером неграмотного или неудачного ее использования. А затем в худших традициях школьной логики делается вывод: "обратная связь - это плохо!".
В то же время примеры правильного использования ООС, похоже, становятся все большей редкостью, и, скорее всего, по причине фактического отсутствия современной литературы, посвященной данному вопросу.
Именно поэтому нам представляется особенно целесообразной публикация нескольких материалов, посвященных малоизвестным особенностям проектирования высоколинейных усилителей с обратной связью.

Напомним, что основной причиной изобретения усилителей с ООС Харольдом Блэком в 1927 г. была именно необходимость повышения линейности усилителей, используемых в системах многоканальной телефонной связи по одной паре проводов.

Проблема была в том, что требования к линейности этих усилителей по мере увеличения числа каналов очень резко растут. Причин тому две. Первая - количество возможных продуктов интермодуляции, создающих помехи.

New New New New New

Вторая причина состоит в том, что при росте полосы сигнала растут и потери в кабелях, из-за чего усилители приходится размещать на меньшем расстоянии (и сильнее корректировать их АЧХ), а на трассе 2500 км их число увеличивается до трех тысяч. Так как продукты искажений в линии связи суммируются, соответственно жестче требования к каждому отдельному усилителю.

Чтобы было понятно, сколь высок класс этой аппаратуры, отметим, что усилители для систем на 10800 каналов имеют уровень интермодуляционных искажений третьего порядка на конце полосы пропускания (60 МГц) не более -120...-126 дБ и величину разностного тона не более -130...-135 дБ. Интермодуляционные искажения высших порядков еще ниже. АЧХ тракта, содержащего две-три тысячи (!) усилителей, в течение срока службы (примерно 30 лет круглосуточной работы) изменяется не более чем на единицы децибел, в основном из-за старения кабеля. По меркам обычной аппаратуры - это фантастика, а на самом деле - лишь результат грамотного применения ООС.

Проблемой повышения линейности усилителей Х. Блэк занимался в Bell Labs еще с 1921 г. Именно он разработал практически все известные способы компенсации искажений, в частности, коррекцию искажений так называемой прямой связью, а также компенсацию искажений путем суммирования искаженного выходного сигнала с выделенным противофазным сигналом искажений. Эти меры, конечно, давали эффект, но их было недостаточно.

Кардинальным решением проблемы линейности стало именно изобретение усилителей с ООС и, главное, их корректная практическая реализация, что было невозможно без создания соответствующей теории ("нет ничего практичнее хорошей теории!"). Первый шаг в построении теории был сделан Гарри Найквистом, нашедшим применяемый и поныне метод определения устойчивости еще до замыкания петли ООС исходя из вида АЧХ и ФЧХ разомкнутой системы (годограф Найквиста).

SALE до -65% SOKOLOV JEWELRY СРЫВАЕМ МАСКИ С ЦЕН
ООО «Лакса Трейдинг», 129343, г. Москва, проезд Серебрякова, д. 4, стр. 1, офис 204, ОГРН 517

Однако не все так просто. Несмотря на простоту и кажущуюся очевидность принципа работы ООС, для реального получения тех преимуществ, которые можно достичь с ее использованием, пришлось создать весьма обширную теорию обратной связи, отнюдь не сводящуюся к обеспечению устойчивости (отсутствия генерации). Ее построение было практически завершено выдающимся американским математиком голландского происхождения Хендриком Ваде Боде только к 1945 г. [1]. Чтобы была понятна реальная сложность задач, отметим, что даже первый патент Блэка на усилитель с ООС, в котором описаны далеко не все проблемы, имеет объем небольшой книги - в нем 87 страниц. Кстати, всего Х. Блэк получил 347 патентов, значительная часть которых связана именно с реализацией усилителей с ООС. В сравнении с таким объемом работ все претензии современных "ниспровергателей основ", не создавших ничего и близкого по уровню, и зачастую даже ни разу не читавших (или не понявших) работ Блэка, Найквиста и Боде, выглядят по меньшей мере чрезмерно самоуверенными. Поэтому вопрос не в использовании ООС (реально она есть всегда, просто не всегда в явном виде), а в том, чтобы это использование было грамотным и приносило желаемый результат.

Итак, на что из "не описанного в учебниках" нужно обращать внимание при проектировании и оценке схемотехники усилителей с ООС?

Вначале напомним, что в формуле коэффициента передачи (передаточной функции) системы с обратной связью

$$H(s) = K(s)/[1+b(s)K(s)]$$

фигурируют комплексные числа и функции, а именно:
b(s) - комплексный коэффициент передачи (передаточная функция) цепи ОС;
K(s) - комплексный коэффициент передачи (передаточная функция) исходного усилителя.

Для получения корректных результатов вычисления нужно вести по правилам арифметики комплексных чисел [2], о чем нередко забывают даже авторы учебников. Например, при фазовом угле петлевого усиления, близком к ±90°, ±270°, амплитудные нелинейности исходного усилителя практически полностью конвертируются в фазовые (т. е. в паразитную фазовую модуляцию, пусть и ослабленную в |bK| раз). При этом паразитная модуляция амплитуды практически исчезает, и получаемые результаты измерений интермодуляционных искажений могут быть на 20...30 дБ более оптимистичными, чем на самом деле покажет анализатор спектра (и слух в случае УМЗЧ). К сожалению, именно так и обстоят дела с большинством ОУ и многими УМЗЧ.

Хорошим примером может служить усилитель с токовой обратной связью, описанный Марком Александером [3]. Реальный уровень интермодуляционных искажений (в англоязычной аббревиатуре - IMD) этого усилителя на двухтоновом сигнале с частотами 14 и 15 кГц по анализатору спектра составляет примерно 0,01 %, что хорошо согласуется с графиком зависимости коэффициента гармоник от частоты (примерно 0,007 % на частоте 15 кГц). Если интермодуляционные искажения этого усилителя измерить по стандартной (учитывающей только модуляцию амплитуды) методике, то получаемые значения IMD окажутся намного меньшими. На частоте 7 кГц мы получим только ничтожные 0,0002 %, а на 15 кГц - около 0,0015 %, что существенно ниже реальных значений (около 0,005 и 0,01 % соответственно). Этот эффект вскользь отмечен и в работе Матти Оталы [4].

DataSheet PDF Search Site.
Offers a great collection of electronic parts datasheet.
datasheetspdf.com OPEN

Следующий момент. Важно понимать, что ООС не может снизить абсолютную величину приведенных к входу продуктов искажений и шумов по сравнению с ситуацией, когда петля ООС разомкнута, а уровни сигнала на выходе в обоих случаях одинаковы. На достаточно высоких частотах усиление у любого усилителя падает; как следствие, увеличивается и разностный сигнал в усилителе с ООС. Поэтому в области более высоких частот входной и последующий каскады неизбежно начнут проявлять свою нелинейность, поскольку возрастание разностного сигнала в усилителе с ООС возможно почти до удвоенной величины входного [5] из-за сдвига фаз. Отметим также, что при замкнутой петле ООС продукты искажений, особенно высокого порядка, типа "зубцов" переключения плеч выходного каскада, аналогичны высокочастотным входным сигналам и входной ФНЧ тут помочь не может. Именно поэтому для предотвращения катастрофического расширения спектра интермодуляционных искажений при введении ООС крайне желательно обеспечить более быстрый спад огибающей спектра продуктов искажений без ООС, чем скорость спада петлевого усиления. Условие это, к сожалению, не только малоизвестно (Боде на него лишь намекает, считая очевидным), но и крайне редко выполняется.

По той же причине вводимая для устойчивости частотная коррекция не должна приводить к ухудшению линейности усилителя во всем диапазоне частот, вплоть до частоты единичного усиления и даже несколько выше. Наиболее очевидный способ достичь этого - выполнить коррекцию так, чтобы уменьшать непосредственно величину входного сигнала, как это и было сделано в известном усилителе М. Оталы (рис. 1). Отметим, что используемое здесь "гашение" разностного сигнала на входе цепочкой R6C1 дает в итоге гораздо лучший результат, чем шаблонная схема частотной коррекции по типу ОУ, несмотря на наличие в эмиттерных цепях дифференциальных каскадов форсирующих конденсаторов С2, С4, С6, которые сильно увеличивают динамическую нелинейность.

Рис.1. Принципиальная схема усилителя М.Оталы

Сказанное объясняет желательность большого запаса линейности в каскадах, предшествующих тем, где формируется основной спад АЧХ - в усилителях с ООС это нужно в первую очередь для того, чтобы предотвратить существенное расширение спектра продуктов искажений.

С целью повышения линейности входных каскадов часто рекомендуют применение в них полевых транзисторов, однако эта рекомендация имеет определенный смысл только при использовании дискретных полевых транзисторов с большим напряжением отсечки (более 5 В) и задании соответствующего режима (около половины начального тока, правда, усиление такого каскада невелико). Усилительные каскады на биполярных транзисторах при введении местной ООС, обеспечивающей ту же эффективную крутизну и работающие при том же токе, что и каскады на полевых транзисторах, всегда обеспечивают значительно лучшую линейность, особенно на высоких частотах, за счет лучшего отношения проходной емкости к крутизне [6]. Использование стандартных ОУ с "полевым" входом, у которых входные транзисторы для достижения термостабильности работают в режиме, отстоящем от отсечки примерно на 0,6...0,7 В, дает выигрыш по линейности только при сравнении с дифференциальным каскадом на биполярных транзисторах, в котором на эмиттерных резисторах падает не более 0,1...0,2 В. В быстродействующих ОУ с "биполярным" входом падение напряжения на эмиттерных резисторах обычно не ниже 300...500 мВ, так что линейность их входных каскадов выше, а входная емкость у них меньше. Именно по этим причинам высоколинейные и быстродействующие ОУ с "полевым" входом (например, OPA655 и AD843) обычно строятся как комбинация каскадов на биполярных транзисторах с входными истоковыми повторителями.

Для повышения линейности входных каскадов наиболее эффективно использование местных частотно-зависимых ООС, обеспечивающих одновременно необходимый спад АЧХ и рост линейности (например, с катушками индуктивности в эмиттерных цепях входных каскадов [7]). Частотно-зависимая местная ООС позволяет уменьшить потери глубины общей ООС в рабочей полосе частот; она применима как в каскадах усиления напряжения (например, в ОУ LM101, LM318, NE5534 [8]), так и в выходных каскадах (например, в ОУ OP275, LM12 и в микросхемах УМЗЧ TDA729x и LM3876/3886).

New New New New New

Таким образом, при разработке усилителя с ООС необходимо обеспечить приемлемую (во всяком случае, не хуже нескольких процентов) линейность и лучшую стабильность характеристик без ООС именно в области частот, где петлевое усиление мало, а не на низких частотах, где петлевое усиление велико. Ряд мер по улучшению линейности на низких и средних частотах (например, введение так называемой следящей связи в каскодный усилитель) одновременно приводит к ухудшению стабильности характеристик и (или) снижению линейности на ВЧ. Поэтому их введение в усилители с ООС нецелесообразно.

В случае использования местных ООС для получения хороших результатов надо производить оптимизацию их частотных характеристик, так как каждая из них не только повышает линейность данного каскада, но и снижает петлевое усиление в цепи общей ООС. Задача эта нетривиальная, без очень аккуратного компьютерного моделирования и оптимизации тут не обойтись. В качестве правила первого приближения можно считать, что близким к оптимальному вариантом является тот, при котором вклад всех каскадов в результирующие искажения усилителя с ООС (при замкнутой петле ООС!) примерно одинаков. Далее, для усилителей с общей обратной связью критически важно отсутствие динамических срывов слежения в цепи ООС. Это означает, что недопустимы динамические нелинейности, приводящие к скачкообразным изменениям характеристик, например, из-за запирания или насыщения (квазинасыщения) транзисторов или же из-за появления сеточных токов у ламп при подаче сигнала через разделительный конденсатор. Если же подобные явления по каким-либо причинам нельзя исключить, необходимо принять меры по нивелированию их влияния в областях частот, где петлевое усиление невелико (особенно в области частоты единичного усиления), используя, например, местные ООС.

Отличный пример - двухтактный выходной каскад NE5534 [8] на транзисторах одинаковой структуры проводимости. Казалось бы, каскад весьма нелинейный: верхнее плечо - эмиттерный повторитель, нижнее - транзистор с общим эмиттером. Тем не менее в ОУ за счет роста глубины местной ООС с частотой отсутствуют даже следы "ступенек" (конечно, при условии правильной разводки платы). Поэтому основным источником искажений в данном усилителе чаще всего оказывается именно перегрузка входного каскада, не содержащего (с целью минимизации шума) эмиттерных резисторов! Как бы то ни было, рост искажений в полосе звуковых частот у этого ОУ отсутствует даже при усилении с ООС 40 дБ (Р = 0,01), когда глубина общей ООС на 20 кГц не превышает 30 дБ. Искажения при этом не превышают 0,005 % (и это при размахе выходного сигнала 20 В от пика до пика), а спектр их практически ограничен третьей гармоникой. При этом подключение нагрузки вплоть до 500 Ом на искажения почти не влияет.

Из других схемотехнических дефектов особенно опасны динамический гистерезис (создаваемый большинством схем, предназначенных для "плавного" переключения плеч двухтактных выходных каскадов), а также возникающая на высоких частотах "центральная отсечка" - ступенька (стандартная болезнь выходных каскадов на составных транзисторах по схеме Шиклаи или на основе "параллельного" усилителя). С точки зрения устойчивости эти дефекты эквивалентны появлению дополнительного фазового сдвига, доходящего до 80°... 100°. В ряде ОУ и некоторых моделях мощных усилителей для преодоления этих недостатков используются цепи обхода нелинейных элементов по ВЧ (многоканальная ОС).

Ремонт авто в Автомакс24
Автомакс гипермаркет автотоваров, полисы ОСАГО и сервис открыты для вас
Автомакс24

Вопрос выбора вида АЧХ петлевого усиления довольно хорошо освещен в классической литературе, например в [1]. Выбор оптимального числа каскадов усиления с учетом их относительного быстродействия и проектирование систем с многоканальной ООС подробно рассмотрены в [9], поэтому ниже приведем лишь краткие сведения.

Так как самым "медленным" узлом УМЗЧ чаще всего является мощный выходной каскад, то оптимальное с точки зрения линейности и глубины ООС число каскадов в УМЗЧ заведомо не ниже трех (как установил еще Боде, при примерно равном быстродействии каскадов оптимален трехкаскадный усилитель). В случае выполнения коррекции с цепями обхода каскадов по ВЧ число каскадов ограничено лишь усложнением устройства.

Пропагандируемое рядом авторов разбиение общей петли ООС на несколько местных петель, несмотря на упрощение проектирования, нецелесообразно. Охват "местной" обратной связью более чем одного каскада в составе усилителя, как показано еще Боде, приводит к потере потенциально достижимой линейности. Например, последовательно включенные два каскада с местной ООС по 30 дБ будут иметь заведомо худшую линейность, чем эти же два каскада, охваченные общей ООС глубиной 60 дБ в той же полосе частот.

Конечно, из этого правила есть некоторые исключения. Так, для формирования АЧХ петлевого усиления полезно применение частотно-зависимых местных ООС, когда в области рабочих частот усилителя они практически выключены и не уменьшают достижимую глубину общей ООС. Другой пример - в усилителях диапазона СВЧ, выполненных на дискретных компонентах, избыточный сдвиг фазы, вносимый активными элементами и пассивными цепями, начинает превосходить естественный, определяемый спадом АЧХ, и достижимая глубина общей ООС невелика. В этом случае вместо общей ООС оказывается практичнее использовать цепочки переплетенных местных ООС.

Запас устойчивости по фазе на высоких частотах для УМЗЧ не следует выбирать меньше 20°...25° (ниже - ненадежно) и невыгодно повышать более 50°...70° (заметные потери в площади усиления, т. е. в быстродействии и глубине ООС). Для увеличения глубины ООС в рабочей полосе частот целесообразно введение в АЧХ петлевого усиления участка с крутизной около 12 дБ на октаву. Еще лучше сформировать АЧХ петлевого усиления типа среза Боде или устойчивую по Найквисту (с заходом фазы за 180°), однако их корректная реализация довольно сложна и потому далеко не всегда оправдана. Именно поэтому УМЗЧ с АЧХ петлевого усиления "по Найквисту", насколько известно, серийно не производятся. Описанные же в литературе конструкции имеют существенные эксплуатационные ограничения (в частности, недопустимость попадания на вход высокочастотных сигналов, плохой выход из "клиппирования" по выходному напряжению). Устранение указанных ограничений возможно, но громоздко.

Еще один часто упускаемый очень важный фактор реализуемости - конструктивное исполнение каскадов, охваченных обратной связью. Оно должно обеспечивать отсутствие паразитных резонансных пиков на спаде АЧХ и за полосой пропускания, вынуждающих для обеспечения устойчивости искусственно занижать быстродействие усилителя в целом (см. приведенные на рис. 2 примеры АЧХ усилителей с разомкнутой ООС). Наличие паразитных пиков на АЧХ резко снижает и достижимую без самовозбуждения глубину ООС. Кривая 1 демонстрирует возможность обеспечения большого (10 дБ) запаса устойчивости при частоте единичного усиления около 2 МГц. Глубина ООС на 20 кГц при этом не менее 40 дБ. Кривая 2 имеет паразитный пик, добротность которого составляет около 20 (реально бывает и больше). Чтобы усилитель с такой АЧХ не возбуждался (при запасе устойчивости всего 2...3 дБ), петлевое усиление и полосу действия ООС у такого усилителя придется снизить в 20 раз по сравнению с кривой 1, причем частота вероятного самовозбуждения окажется раз в сто выше номинальной частоты единичного усиления!

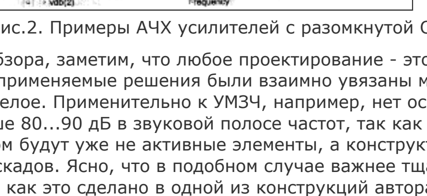

Рис.2. Примеры АЧХ усилителей с разомкнутой ООС

Подводя итог краткого обзора, заметим, что любое проектирование - это набор компромиссов, поэтому очень важно, чтобы применяемые решения были взаимно увязаны между собой, а конструкция представляла собой единое целое. Применительно к УМЗЧ, например, нет особого резона специально добиваться глубины ООС выше 80...90 дБ в звуковой полосе частот, так как основным источником продуктов искажений при этом будут уже не активные элементы, а конструктивные, например, наводки от двухтактных выходных каскадов. Ясно, что в подобном случае важнее тщательная отработка конструктивного исполнения, как это сделано в одной из конструкций автора [10] или в зарубежных усилителях марок Halcro и Dynamic Precision.

Источники

1. Боде Г. В. Теория цепей и проектирование усилителей с обратной связью. - М.: ГИИЛ, 1948.
2. Бронштейн И. Н., Семендяев К. А. Справочник по математике для инженеров и учащихся ВТУЗов. - М.: ГИТТЛ, 1953.
3. Alexander M. A Current Feedback Audio Power Amplifier. - 88-th Convention of the Audio Eng. Society, reprint #2902, March 1990.
4. Otala M. Feedback-generated Phase Nonlineatity in Audio Amplifiers. - London AES convention, March 1980, preprint 1976.
5. W. Marshall Leach, Jr. An Amplifier Input stage Design Criterion for the Suppression of Dynamic Dishtortion. - JAES, Vol. 29, No. 4, April 1981.
6. Self D. FETs vs BJTs - the linearity competition. - Electronics & Wireless World, May 1995, p. 387.
7. Витушкин А., Телеснин В. Устойчивость усилителя и естественность звучания. - Радио, 1980, № 7, с. 36, 37.
8.
9. Лурье Б. Я. Максимизация глубины обратной связи в усилителях. - М.: Связь, 1973.
10. Агеев С. Сверхлинейный УМЗЧ с глубокой ООС. - Радио, 1999, № 10-12; 2000, № 1,2,4-6.

Автор: С.Агеев, г. Москва

Дата публикации: 30.06.2003

МНЕНИЯ ЧИТАТЕЛЕЙ

Sarah / 02.10.2012 - 02:51
I'm impsreesd! You've managed the almost impossible.

Edikasan / 31.01.2012 - 20:12
динамические сквозные токи, способны выжечь выходной каскад и в этой схеме, если ... http://www.hi-fi.ru/forum/forum52/topic45786/

Greem / 14.02.2009 - 10:23
Знаменитая схема знаменитая статья, а вот оригинал 1973г найти так и не смог (там еще и монтажка есть)

Вы можете оставить свой комментарий, мнение или вопрос по приведенному выше материалу:

Имя*
Текст*
Я не робот
reCAPTCHA
Конфиденциальность - Условия использования
Добавить Очистить