

Простой усилитель или МКУС в УМЗЧ с глубокой стопроцентной ООС на ВЧ.

Даже на сегодняшний день уровень развития технологий ЦАП и АЦП достаточно высок для относительно качественного преобразования аналогового звукового сигнала в "цифру" и обратно в сигнал. Успех в хранении огромных объемов информации (Blu ray и т.д.) по умеренным ценам, в перспективе фактически означает потерю интереса к разного рода суррогатным аудио-форматам типа mp3, которые существенно ухудшают качество звучания.

Таким образом, будущее принадлежит музыкальным произведениям сохраненных в цифровых форматах с высоким бит-рейтом. Высокое качество аудио сигнала предъявляет и соответственно высокие требования к параметрам, характеризующим качество УМЗЧ. Как отмечено в [1], здесь очень важную роль играет, такой критерий ООС, как время реакции петли ООС (ВРП ООС). Именно с этим параметром связаны, и джиттероподобные проявления сигнала и перегрузочные характеристики, как каскадов, так и УМЗЧ в целом. Иногда более удобно и практично пользоваться не ВРП ООС (T_z), а аналогичным параметром - частотой замыкания петли ООС ($F_{зам}$), где $F_{зам} = 1 / T_z$. Это позволяет сравнить (оценить) $F_{зам}$ с другими частотными параметрами F_1 , $F_{гр}$ и т.д.

Для начала целесообразно уточнить ряд технических параметров характеризующих качество УМЗЧ.

Фаза:

Рассмотрим структурные схемы усилителей, на рис. 1.1 УМЗЧ с фиксированным усилением (линейной АЧХ) в широкой полосе частот, а на рис. 1.2 УМЗЧ на основе интегратора со стопроцентной ООС на ВЧ и соответствующую ей АЧХ со спадом выше звуковой области частот. Соответственно на рис. 1.3 и на рис. 1.4 даны их АЧХ и ФЧХ. Здесь следует отметить, что по структурной схеме приведенной на рис. 1.1 собрано подавляющее большинство как промышленных, так и любительских УМЗЧ. Возникает вопрос, должен ли УМЗЧ (или любой другой усилитель) обладать большим усилением (т.е. иметь линейную АЧХ) выше области звука (20кГц), ведь в спектре выше этой частоты присутствуют только нелинейные искажения. Зачем их усиливать? Если сравнить (например на частоте $F_1=1\text{МГц}$ и при одинаковом входном уровне) перегрузочные характеристики выходных каскадов схем усилителей, то окажется что величина сигнала на выходе УМЗЧ рис. 1.1 больше сигнала на выходе УМЗЧ на рис. 1.2 в $K_{ус}$ (30) раз. На частотах выше 1МГц разница $\Delta K_{ус}$ может достигать 100 и более раз (40дБ и более). УМЗЧ показанный на рис. 1.1 обладает незначительным запасом усиления внутри петли ООС на частотах выше 1МГц. В тоже время УМЗЧ показанный на рис. 1.2, на частотах выше 1МГц, имеет значительный запас усиления внутри петли ООС (на $\Delta K_{ус}$ больший). Запас усиления внутри петли ООС, есть главный параметр, который обеспечивает высокую линейность усилителя в соответствующей области частот. Тем самым перегрузочные характеристики для варианта УМЗЧ на рис. 1.1 (в этой области частот) будут существенно хуже, варианта УМЗЧ на рис. 1.2. В свою очередь искажения на ВЧ вырастут в десятки, а интермодуляционные помехи высоких порядков могут возрасти в сотни и тысячи раз, часть их неизбежно попадет в звуковую область. И хотя в целом эти искажения будут небольшими, лучше, если бы их не было вообще. Цепь фазовой коррекции на опережение [2, 3], еще более увеличивает усиление на ВЧ, обеспечивая линейность АЧХ и ФЧХ УМЗЧ в более широкой области

частот, и соответственно еще более ухудшает перегрузочные характеристики на ВЧ, тем самым, увеличивая искажения. Из сказанного выше следует вывод: что усилитель охваченный стопроцентной ООС обладает, на высоких частотах, более высокими перегрузочными характеристиками и меньшими нелинейными искажениями.

Итак, зачем? усилитель должен иметь большое усиление на частотах порядка 1-10МГц. Какие же аргументы (доводы) движут разработчиками, которые проектируют УМЗЧ с линейной АЧХ в широкой полосе частот, которая по определению, обладает серьезными недостатками. Фактически такой аргумент один, это необходимость максимально большего запаса усиления внутри петли ООС, для обеспечения низкого уровня искажений УМЗЧ на звуковых частотах. Причем считается, хотя и не афишируется, что этому "препятствует" так называемый "критерий Найквиста".

С точностью достаточной для практического применения можно считать что: усиление, внутри петли ООС, на частоте где фаза равна 90° , должно быть меньше единицы. Словосочетание "внутри петли ООС" фактически означает, что усиление УМЗЧ, на частоте где фаза меньше 90° , может быть много больше 1, так как при его ослаблении (делении) цепью ООС (для схемы на рис. 1.1 в Кус раз), усиление внутри петли, будет меньше единицы. Тем самым, на низких частотах, запас

усиления внутри петли ООС для УМЗЧ на рис. 1.1 может быть в Кус раз больше по сравнению с усилением внутри петли ООС у УМЗЧ на рис. 1.2.

Но как отмечено в [1] большой запас усиления (внутри петли ООС) можно обеспечить другими методами, т.е. на основе МногоКанальных Усилительных Структур (МКУС). Соответственно следует применить стопроцентную ООС, которая обеспечила бы низкую частоту единичного усиления УМЗЧ (F_1) и соответственно узкую полосу пропускания УМЗЧ (50-100кГц по уровню -3 дБ). Тем самым обеспечивается большой запас усиления, в внутри петли ООС, как на низких (звуковых) частотах, так и на F_1 УМЗЧ и выше. Это в свою очередь, обеспечивает высокую линейность в широкой полосе частот.

Кстати, в своё время (конец 70х), стопроцентная ООС достаточно часто применялась в звукоусилительной технике и конкретно в УМЗЧ. Например, в УМЗЧ магнитофона "Ростов-102 стерео" применена стопроцентная ООС. Аналогичная (почти стопроцентная ООС) применена и магнитофоне "ИЛЕТЬ-102-1 стерео". Даже при допотопной схемотехнике, это была элитная техника в своё время (начало 80х), обеспечивающая достаточно приличное качество звука.

Можно привести пример и из области ламповых УМЗЧ с субъективно весьма достойным качеством звука. Как правило ламповые УМЗЧ обладают достаточно узкой полосой пропускания 15-20 кГц (по уровню -3дБ), а экземпляры с полосой более 50 кГц встречаются достаточно редко.

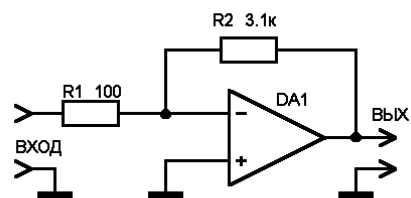


Рис1.1

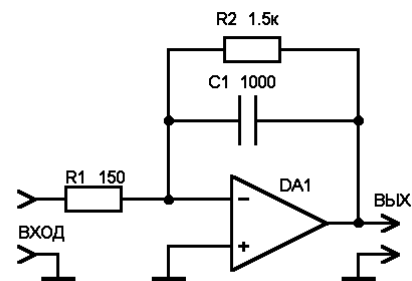


Рис1.2

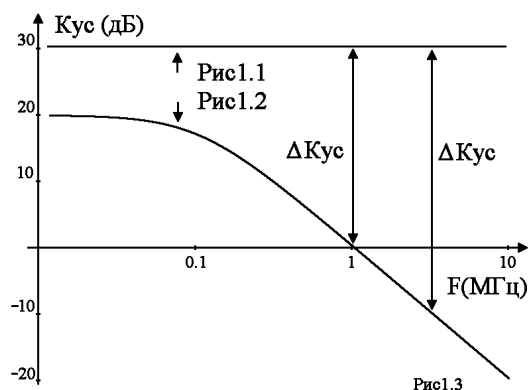


Рис1.3

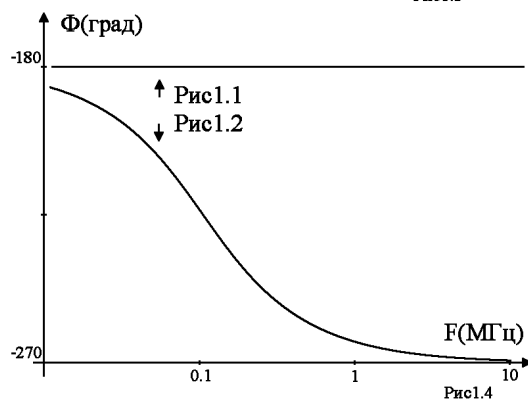


Рис1.4

Часто возникает вопрос: зависят ли перегрузочные характеристики или уровни нелинейных искажений от фазы сигнала. Следует дать чёткий и категоричный ответ - нет. Перегрузочные характеристики и величина нелинейных искажений зависят от амплитуды сигнала, и как следствие от усиления в той или иной области частот. С другой стороны изменение АЧХ (как правило) соответственно изменяет и ФЧХ. Например, УМЗЧ на рис. 1.2 со стопроцентной ООС, и с соответствующим ей спадом АЧХ выше звуковой области частот, имеет АЧХ и ФЧХ показанные на рис. 1.3 и 1.4. Из рисунка видно, что фаза дополнительно увеличивается на 90° градусов. Так как данный УМЗЧ обладает более высокими перегрузочными характеристиками по отношению к УМЗЧ на рис. 1.1, с линейной АЧХ и ФЧХ, то можно сделать косвенный вывод о том, что увеличение фазовой задержки улучшает перегрузочные характеристики. Аналогичный вывод можно сделать при анализе фильтра низких частот (ФНЧ первого порядка), который увеличивает фазовую задержку. ФНЧ пропускает низкие частоты и не пропускает высокие частоты, тем самым, улучшая перегрузочные характеристики. Соответственно увеличение фазы сигнала, приводит к улучшению перегрузочных характеристик, на ВЧ, следующих за ФНЧ каскадов усиления. Подчеркнём что это косвенный вывод, так как изменение ФЧХ, при отсутствии изменений в АЧХ (например в фазовращателях на ОУ), ни как не изменит перегрузочные характеристики.

На основании выше сказанного можно сделать вывод, что стопроцентная ООС на ВЧ обеспечивает, большое отношение фазовой задержки к временной задержке (т.е. к ВРП ООС) и тем самым большое отношение $F_{зам}/F_1$ [1].

Скорость нарастания:

Также часто возникает вопрос о таком параметре как скорость нарастания выходного напряжения. Существует расхожее мнение, что от данного параметра, существенно зависят динамические искажения, причем подразумевается, что чем выше скорость нарастания, тем меньше динамические искажения. Целесообразно уточнить, как в действительности связаны с этим параметром, перегрузочные характеристики УМЗЧ и нелинейные искажения?

Для ответа на этот вопрос следует рассмотреть в отдельности эти параметры, скорость нарастания выходного напряжения с включенной ООС, и скорость нарастания выходного напряжения с отключенной ООС. Для этого снова обратимся к усилителям на рис. 1.1 и 1.2 и подадим на их входы сигнал типа меандр. Эпюры напряжений на выходах этих УМЗЧ (переходная характеристика усилителя в режиме с включенной ООС) показаны на рис. 1.5. Из рисунка видно, что УМЗЧ с линейной АЧХ в широкой полосе частот (рис. 1.1) пытается обеспечить высокую скорость нарастания выходного сигнала. Соответственно для входных сигналов имеющих большую скорость нарастания необходима очень большая скорость нарастания самого УМЗЧ (в $K_{ус}$ раз большая скорости нарастания входного напряжения), иначе произойдет их ограничение. Это говорит о том что, усилитель обладает низкими перегрузочными характеристиками на высоких частотах и небольшим запасом по скорости нарастания выходного напряжения. Для усилителя охваченного стопроцентной ООС (рис. 1.2) получается очень низкая скорость нарастания выходного напряжения (рис. 1.5), даже если сигнал на входе УМЗЧ имеет очень высокую скорость нарастания напряжения. Причём нарастание (спад) сигнала происходит под жёстким контролем ООС соответственно и искажения крайне малы. Эта скорость нарастания обратно пропорциональна произведению интегрирующей цепи R_1, C_1 и пропорциональна входному напряжению.

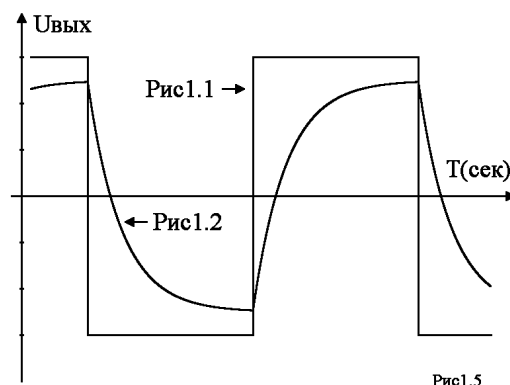


Рис 1.5

Из всего сказанного выше следует вывод: что усилитель охваченный стопроцентной ООС (режим с включенной ООС) и имеющий вследствие этого низкую скорость нарастания

выходного напряжения - обладает и высокими перегрузочными характеристиками на высоких частотах и большим запасом по скорости нарастания выходного напряжения.

Несколько иная картина при разомкнутой петле ООС. Рассмотрим работу выходного каскада УМЗЧ при перегрузке вызванной конечной скоростью нарастания выходного напряжения (режим с отключенной ООС). При этом происходит снижение максимальной выходной мощности УМЗЧ на очень высоких частотах, причём с обвальным ростом искажений. От скорости нарастания выходного напряжения зависит другой параметр, время переключения (время установления) из одного состояния в другое, при большой амплитуде высокочастотного сигнала. Конечно, чем выше скорость нарастания выходного напряжения при разомкнутой петле ООС, тем быстрее выходной сигнал достигнет своей амплитуды и тем больше будет запас по скорости нарастания выходного напряжения. Соответственно малой будет и временная задержка этого сигнала, а его динамические искажения будут небольшими. Однако понятно, что ВЧ сигналы с большими уровнями, как на входе, так и на выходе УМЗЧ, должны отсутствовать по определению. Для маломощных ВЧ сигналов, (к которым принадлежат помехи, шумы и нелинейные искажения и пр.) с небольшой амплитудой (10-20мВ), время задержки практически не зависит от скорости нарастания выходного напряжения.

ВРП ООС:

Оценим временные параметры усилителей, у которых отсутствуют МКУС. Считается, что при прохождении сигнала через усилитель он покаскадно увеличивает фазовую задержку. Однако вместе с этим растёт и его временная задержка. Первая причина, это конечное время распространения электрических сигналов, ограниченное скоростью света. Вторая что, процессы, происходящие в транзисторах достаточно инерционны. И третья это то что, при многокаскадном усилении, усилитель следует рассматривать как линию задержки с распределёнными параметрами. На частотах близких граничным, транзисторы (биполярные) фактически представляют собой реактивные звенья 2-3го порядка. Соответственно для десятикаскадного усилителя получим фильтр 20-30 порядка, а с учетом меж каскадных (и так же реактивных) связей, получим фильтр 40-50 порядка. Тем самым, при большом количестве каскадов, фазовая задержка трансформируется во временную.

Для биполярных ВЧ транзисторов по ТУ нормируется параметр, характеризующий внутреннюю обратную связь в транзисторе (внутренняя R_b S_k цепь), такой как "постоянная времени цепи обратной связи". Например, для высокочастотного транзистора типа КТ315 ($f_{гр}=200\text{МГц}$) этот параметр составляет 0.5-1нс. Понятно, что даже по приблизительной оценке, для десятикаскадного усилителя условно этот параметр возрастет в десять и более раз (10-15нс). Конечно, считать, что подобная временная задержка равна ВРП ООС данного усилителя было бы не совсем корректно, тем не менее, использовать этот параметр в качестве ориентира вполне допустимо. Для так называемых низкочастотных транзисторов типа КТ502, КТ503, КТ814-КТ819 этот параметр даже не нормируется, хотя конечно понятно, что он многократно больше аналогичного параметра КТ315 транзистора. Десять каскадов усиления - это много или мало? Например, так называемый широкополосный ОУ типа К544УД2 [4] имеет семь усилительных каскадов, по инвертирующему входу. Не намного лучше этот параметр у прочих широкополосных ОУ типа К140УД11 и К574УД1. Если же перейти к УМЗЧ, то к каскадам в ОУ добавляются и каскады самого УМЗЧ. Так для УМЗЧ [2, 3], имеющих относительно большой запас усиления, общее количество последовательных каскадов усиления превышает десять. Безусловно, имеются и другие УМЗЧ с меньшим числом последовательных каскадов усиления и меньшей временной задержкой, но они сильно проигрывают УМЗЧ [2, 3] по главному параметру усилителя - запасу усиления внутри петли ООС.

Перечисленные выше факторы приводят, при распространении сигнала в среде усилителя, к его временной задержке, которая для большинства наиболее распространённых УМЗЧ составляет порядка 10-50нс ($F_{\text{зам}} = 20 - 100\text{МГц}$). Как правило, точное время задержки определить достаточно сложно, причина состоит в том, что это время сильно зависит от мгновенных значений токов и напряжений в каскадах усилителя, а также схем включения электронных приборов. Понятно, что при наличии сигнала изменяются электрические режимы транзисторов, например, в выходных каскадах УМЗЧ токи и напряжения изменяются в десятки раз. Это приводит к синхронному изменению многочисленных реактивных параметров применённых транзисторов. Тем самым время задержки, и соответственно ВРП ООС, может, изменяться в течение периода сигнала, в несколько раз. Применение МКУС позволяет существенно уменьшить время задержки и обеспечить его стабильность.

Здесь целесообразно произвести сравнительную оценку временных характеристик УМЗЧ с другими усилителями, например с радиочастотными ОУ. Данный класс ОУ разрабатывался в основном для применения в широкополосных видеоусилителях. Наиболее широкополосные тракты, как правило, имеют компьютерные CRT мониторы. На сегодняшний день минимальные требования, к полосе пропускания видеоусилителей CRT монитора, составляют порядка 250МГц, также предъявляются высокие требования к временной задержке и её стабильности. Для этих ОУ нормируется по ТУ как полоса пропускания, так и их временная задержка (режим большого сигнала). Так, например для ОУ AD8055 она составляет порядка 2.5нс, а для ОУ AD8009 0.725нс. При полосе пропускания, по уровню -3Дб, 0.3ГГц и 1ГГц соответственно [5, 6].

Рассмотрим структурные схемы, приведенные на рис. 2, на предмет перегрузочных характеристик каскадов при временной задержке (ВРП ООС). На рис. 2.1 приведена схема на основе многоканального усиления, а на рис. 2.2 типовая схема УМЗЧ, т.е. на основе большого числа последовательных каскадов усиления. Условно обозначим некоторые технические характеристики и параметры. Для упрощения, будем считать что, на вход усилителя поступает прямоугольный сигнал типа меандр, с идеальными фронтами. Также будем условно считать, что ОУ DA1 не вносит временной задержки (идеальный ОУ), а его скорость нарастания выходного напряжения, равна 1000 В/мкс (1кВ/мкс - это среднее значение для современных ОУ), а DA2 это мощный ОУ с относительно большой временной задержкой.

Для варианта на рис. 2.1 получим, что сигнал пришедший на вход ОУ DA1 пройдет через него, и далее, с выхода ОУ через C1 и C2 вернется на его вход, замкнув петлю ООС. В силу стопроцентной ООС (C1) напряжение как на выходе УМЗЧ, так и на выходе ОУ в первый момент времени будет близко к нулю. А далее оно будет очень медленно расти в соответствии с временем интегрирования цепи R1, C1. Тем самым перегрузка VT1, и прочих каскадов, будет отсутствовать.

Для варианта рис. 2.2 получим, что сигнал пришедший на вход ОУ DA1 пройдет через него, и появится на выходе ОУ. Так как в начальный момент времени отклик сигнала по цепи ООС будет отсутствовать, напряжение (сигнал) на выходе ОУ начнет нарастать со скоростью равной скорости нарастания ОУ. Рассчитаем время, в течение, которого произойдет перегрузка (выход из линейного режима) VT1. Для этого необходимо знать напряжение, при изменении которого

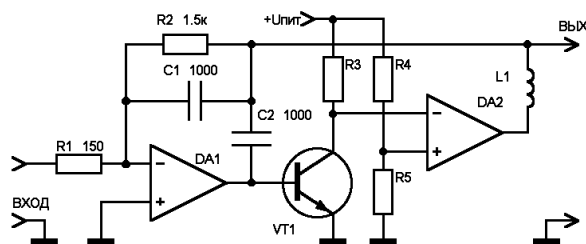


Рис2.1

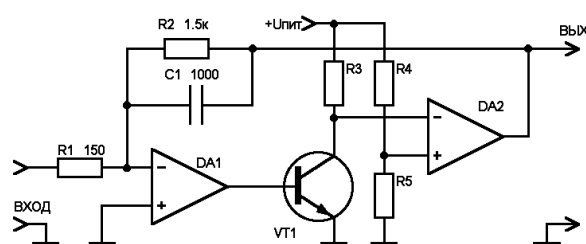


Рис2.2

транзистор переходит из закрытого состояния в открытое. Так по данным, приведенным в [7] биполярный транзистор переходит из закрытого в открытое состояние, уже при разнице в напряжении на входе всего в 50мВ. Получается что время, в течение которого транзистор будет работать в линейном режиме, равно всего-навсего 50пс (1кВ/мкс), далее он перейдет в открытое (а при спаде сигнала в закрытое) состояние на время задержки (ВРП ООС). Тоже самое произойдет и с входным каскадом ОУ, так как на входе сигнал будет большим, а его отклик по цепи ООС будет отсутствовать. То есть это означает что, при ВЧ импульсе на входе УМЗЧ, фактически все его каскады войдут в режим ограничения. Конечно, если ВРП ООС будет меньше 50пс, то УМЗЧ будет работать в линейном режиме. Однако понятно, что на практике это время почти в тысячу раз больше (50нс). Здесь, целесообразно воспользоваться не ВРП ООС (T_z), а аналогичным и более наглядным параметром - частотой замыкания петли ООС ($F_{зам}$), где $F_{зам} = 1 / T_z$. Это позволит сравнить, эти две частоты. Соответственно получаем 20ГГц и 20МГц. Понятно, что обеспечить частоту замыкания петли ООС ($F_{зам}$) в 20ГГц практически очень сложно.

Безусловно, известными методами, возможно заметно улучшить параметры УМЗЧ, но главная проблема останется - это большое время задержки (ВРП ООС) и соответственно низкие перегрузочные характеристики УМЗЧ на высоких частотах. Здесь следует подчеркнуть: что чем выше будут скоростные характеристики ОУ (усиление на ВЧ и скорость нарастания выходного напряжения), тем более худшими перегрузочными характеристиками будет обладать УМЗЧ, выполненный по структуре подобной рис. 2.2. Фактически это означает невозможность применения современных высокоскоростных (радиочастотных) ОУ, в подобных усилителях.

Таким образом, для обеспечения высоких перегрузочных характеристик, на высоких частотах, временная задержка (ВРП ООС) должна быть минимальной (т.е. близкой к нулю). Соответственно УМЗЧ должен быть на основе МКУС (рис. 2.1), для обеспечения минимального ВРП ООС.

Охарактеризуем (оценим), работу каскадов на транзисторах или лампах при разных схемах включения, в многокаскадном усилителе, на основе задержки по времени. Так для биполярного транзистора включенного по схеме с ОБ (рис. 3.1) сигнал, поступивший на вход каскада, непосредственно проходит с эмиттера в коллектор транзистора (выход).

Для схемы с ОК (рис. 3.1) сигнал, поступивший на вход каскада, непосредственно проходит через базно-эмиттерный переход на выход. При этом, чем больше будут паразитные межэлектродные емкости, и чем больше будут номиналы сопротивлений (R_b и R_k), тем меньше временная задержка сигнала этими каскадами.

Для транзистора, включенного по схеме с ОЭ (рис. 3.2), высокочастотная часть сигнала, поступившего на вход каскада, непосредственно (напрямую) проходит (через внутреннюю емкость база-коллектор, $C_{б-к}$) с базы транзистора в его коллектор (выход каскада). При наличии конденсатора осуществляющего частотную коррекцию каскада (Скорр), сигнал проходит также и через него. Тем самым, для паразитного сигнала, обеспечивается очень малая задержка по времени этим каскадом. Это означает, что время задержки Положительной Обратной Связи (ПОС), меньше времени задержки Отрицательной Обратной Связи. Получается, что усилитель содержащий транзисторный каскад (каскады) включенный (включенные) по схеме с ОЭ, обладает не только ООС, но и ПОС. Наиболее эффективно эта ПОС проявляется на очень высоких частотах ($F_{зам}$). Эффект ПОС резко обостряется при наличии в области эмиттера сопротивления или индуктивности

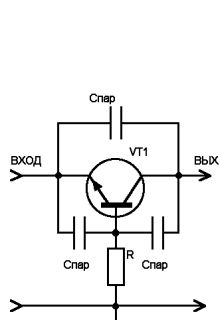


Рис3.1

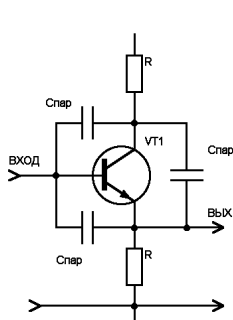


Рис3.2

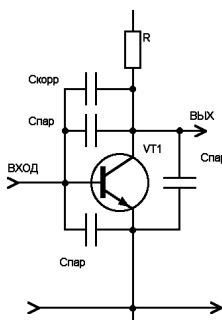


Рис3.3

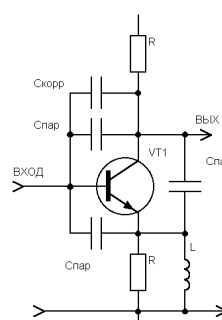
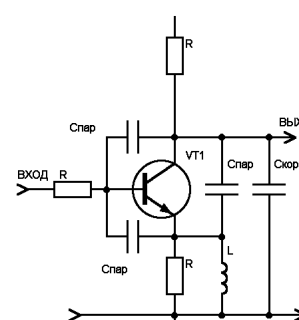


Рис3.4



(рис. 3.3), причём роль индуктивности здесь может выполнять проводник соединяющий эмиттер с общим проводом. В этом случае компенсировать эффект ПОС не сможет даже транзистор с идеальными параметрами. Для минимизации эффекта ПОС в каскадах, по схеме с ОЭ, следует включить дополнительное сопротивление в цепь базы [1], а конденсатор Скорр (осуществляющий частотную коррекцию каскада) соединить с общим проводом (рис. 3.4). Также следует в каскадах с ОЭ использовать транзисторы с высокой f_{tr} (1ГГц и выше), даже в низкочастотных (звуковых) усилителях. Здесь можно также рекомендовать использование полевых (т.е. схем с ОИ и без резистора в цепи истока) транзисторов, однако они обладают меньшим усилением.

Искажения:

На сегодняшний день измерение уровня нелинейных искажений, таких как гармоники и интермодуляция, служит основным источником информации о качественных (технических) параметрах УМЗЧ. Между тем, такая точка зрения разделяется далеко не всеми. Причем приводится весомый контр-аргумент в виде того, что существуют УМЗЧ (например, ламповые) с субъективно весьма достойным качеством звука, но с очень большим уровнем гармоник. Зачастую величина гармоник в них в десятки, а иногда даже и в сотни раз выше (так называемые однотактные усилители), аналогичного параметра качественных транзисторных УМЗЧ.

Считается, что гармоники и интермодуляция проявляются следующим образом. Так, например гармоники получаются как побочные сигналы (компоненты), с частотами в 2, 3, 4 и т.д. раза больше основной (опорной) частоты. Интермодуляция получается как побочный сигнал с частотой в виде разности (суммы) частот основного двух тонового сигнала. В целом, такой вариант возникновения нелинейных искажений соответствует реальности, хотя несколько и поверхностен. Более точная трактовка состоит в том, что часть энергии исходного сигнала, преобразуясь на нелинейностях среды, переносится как вверх, так и в низ по частоте, в виде суммы или разности компонент сигнала. Так, для одно тонового сигнала получим (при преобразовании вверх), известный (гармонический) ряд с частотами в 2, 3, 4 и т.д. раза больше основной (опорной) частоты, а (при преобразовании в низ) получим сигнал с частотой близкой к нулю (постоянное напряжение или ток). При двух тоновом (много тоновом) сигнале получим: для каждого тона (гармонический) ряд с частотами в 2, 3, 4 и т.д. раза больше основного тона, и интермодуляционные помехи с частотами в виде суммы и разности тонов, а также интермодуляционные помехи высоких порядков. Отметим что преобразование происходит на каждой нелинейности, то есть в каждом каскаде усиления часть энергии переносится как вверх, так и в низ по частоте. Причем в качестве исходного сигнала могут выступать как гармоники сигнала, так и продукты интермодуляции. Положение заметно усугубляется ещё и тем, что даже одиночные транзисторы, особенно биполярные, фактически представляют собой несколько нелинейностей, что значительно увеличивает рост комбинационных составляющих. Тем самым, от количества каскадов существенно зависит ширина спектра искажений и уровень интермодуляции высоких порядков.

Обычно считается, что на выходе усилителя охваченного общей ООС, искажения имеют достаточно низкий уровень, это соответствует действительности. Однако в самих каскадах, уровни искажений могут быть значительными, причём весьма широкополосными. Соответственно эти продукты искажений, при определенных условиях складываясь по амплитуде, могут привести к появлению сигнала с большим пик фактором. Наличие данного хаотично мерцающего сигнала, при достаточно низких перегрузочных характеристиках каскадов на ВЧ и большом ВРП ООС, может заметно ухудшить качество низкочастотного (звукового) сигнала. Условно обозначим этот вид искажений как шумоподобная интермодуляция.

Отметим причины, которые в совокупности, могут привести к модификации обычных искажений в хаотично мерцающий сигнал, с большим пик фактором. Итак, первое и главное - это большое, причём, нестабильное время реакции петли ООС (ВРП ООС), что служит первопричиной для сложения различных компонент искажений (и шума и помех) по амплитуде. Второе - это наличие разного рода паразитных ПОС, в том числе и тех которые образуются при применении каскадов с ОЭ, что усиливает различные колебательные процессы в каскадах. И последнее - это собственно сама цепь ООС создающая режим циркуляции искажений в усилителе.

Сказанное выше наводит некоторых авторов на мысль о том что: "Возникает порочный круг, порождающий резкий рост высокочастотных составляющих искажений. Увеличение глубины общей ООС усилителя приводит лишь к дальнейшему расширению спектра искажений и соответственно к ещё большему ухудшению качества звуковоспроизведения." [8].

Однако такой вывод, конечно, не является всеобъемлющим, так как ухудшение качества есть прямое следствие большого ВРП ООС. Итак, следует подчеркнуть, что для многих УМЗЧ, ухудшение качества связано не с ООС, а большим ВРП ООС.

Транзисторы и лампы:

Произведем сравнительную оценку работы транзисторов и ламп, которая конечно весьма относительна. С точки зрения линейных характеристик полевые транзисторы, на низких частотах, значительно уступают по этому параметру биполярным транзисторам. Но, на высоких частотах, линейные характеристики биполярных транзисторов существенно ухудшаются, как из-за инерционности и относительно низких перегрузочных характеристик, так и из-за роста нелинейного входного тока. Как сказано выше, биполярный транзистор переходит из закрытого в открытое состояние, уже при разнице в напряжении на входе всего в 50мВ. Уровень амплитуды сигнала, на базе транзистора ($U_{бэ}$), при его достаточно линейной работе многократно меньше. Это создаёт условия для перекрёсной интермодуляции сигналов в каскадах (т.е. уровни комбинационных составляющих весьма большие), даже при достаточно низких уровнях исходных сигналов. В тоже время, малый уровень амплитуды сигнала на базе транзистора ($U_{бэ}$) означает что, коэффициент усиления по напряжению этим каскадом достаточно большой. Соответственно имеется возможность существенно улучшить линейные характеристики каскадов на биполярных транзисторах при применении местных (сто процентных) ООС (каскады ОБ, ОК), особенно на низких (т.е. звуковых) частотах. Биполярные транзисторы обладают невысоким быстродействием, что связано с большим количеством инерционных параметров. При значительном числе каскадов, доминирующий вклад в суммарную временную задержку, вносит параметр транзисторов, определяемый как постоянная времени. Она равна произведению сопротивления базы и емкости коллектора. Конечно, данное обобщение весьма условно и может быть применимо лишь для транзисторов применяемых в звукотехнике. Безусловно, существуют биполярные транзисторы с очень высоким быстродействием, но они имеют свою специфику и в звукотехнике, увы, как правило, не применяются. В тоже время, у полевых транзисторов, область достаточно линейного участка входного напряжения ($U_{зи}$), многократно (на порядок и более) превышает аналогичный параметр по сравнению с биполярными транзисторами, что обеспечивает относительно низкий уровень перекрёстной интермодуляции (комбинационных составляющих). Этим обеспечивается очень высокая линейность даже широкополосных сигналов, но с небольшой амплитудой. С другой стороны большое входное напряжение ($U_{зи}$) означает что, усиление по напряжению этим каскадом небольшое. Соответственно эффективность местных ООС в целом низкая (например в схеме с ОС), и как следствие искажения сигнала (с большим уровнем) даже на низких частотах, достаточно большие. Полевые транзисторы характеризуются весьма высоким быстродействием и очень малой инерционностью. Однако на практике высокое

быстродействие полевых транзисторов заметить сложно, и причина тому большая ёмкость затвора, которая существенно снижает частотно-усилительные параметры каскадов.

Логика работы ламп очень близка к логике работы полевых транзисторов. Причём область линейного участка, входного напряжения у ламп, как правило, ещё больше, а уровень перекрёсной интермодуляции (при большом токе анода) ещё ниже.

На основании выше сказанного можно сделать вывод, что биполярные транзисторы характеризуются не большим отношением фазовой задержки к временной задержке, а полевые транзисторы (и лампы) характеризуются большим отношением фазовой задержки к временной задержке.

Обобщения:

Итак, как отмечено в [1], использование крайне глубокой ООС следует считать обязательным для обеспечения высококачественного усиления широкополосных сигналов и линейности транзисторных усилителей. Соответственно и усилители со значительными нелинейными искажениями (по причине отсутствия глубокой общей ООС), по определению, не могут считаться качественными. Однако следует отметить, что эти УМЗЧ, разработанные на основе ламп и полевых транзисторов (при малом числе каскадов и их работе преимущественно в режиме класса А), как правило, имеют очень низкий уровень интермодуляции высоких порядков и шумоподобной интермодуляции, а также небольшие джиттероподобные искажения.

Для многокаскадного УМЗЧ, с общей ООС и большим ВРП ООС, выполненного на биполярных транзисторах, получим достаточно низкий уровень искажений, таких как гармоники и интермодуляция. Но в тоже время относительно большой уровень шумоподобной интермодуляции, а также значительные джиттероподобные искажения.

Для УМЗЧ с крайне малым ВРП ООС, причём охваченного крайне глубокой стопроцентной ООС, получим очень низкий уровень искажений любых типов. Линейность таких усилителей ограничена только линейностью элементов цепи ООС. Обеспечить подобные параметры возможно только на основе МКУС. В данных усилителях возможно применение большого количества усилительных каналов, в том числе и для обеспечения плавных фазовых характеристик. Для данного усилителя, тип транзисторов (полевых или биполярных) применённых в мощном выходном каскаде или их схема включения (ОК, ОЭ или ОС, ОИ), принципиальной роли не играют. Не играет существенной роли и класс усиления в мощном выходном каскаде (А, В, С или D).

На основании перечисленного выше можно сделать вывод, что без использования технологии МКУС создать высококачественный УМЗЧ практически невозможно. Возникает вопрос, почему почти все разработчики УМЗЧ (как отечественные, так и импортно-фирменные) не применяют в своих схемных решениях элементы многоканального усиления. По всей видимости, ответ лежит на поверхности. С одной стороны, существуют обширные пробелы в так называемом систематическом образовании, а с другой отсутствуют простые, интуитивно понятные схемотехнические решения.

УМЗЧ:

Итак, приступим к корневой теме статьи - простой усилитель. Понятно, что в относительно простых усилителях затруднительно обеспечить весь спектр требований предъявляемых к современным высококачественным УМЗЧ. Однако базовые требования, о которых шла речь в начале статьи, безусловно, должны быть учтены в любом УМЗЧ, как основа высоких перегрузочных характеристик. Кратко повторим их. Это крайне малое ВРП ООС и глубокая (80-100дБ) стопроцентная ООС на ВЧ. Конечно реализовать эти требования можно и в УМЗЧ на дискретных элементах. Но рациональней и правильней для этого использовать радиочастотные ОУ допускающие стопроцентную ООС, например AD8055.

Простой усилитель или МКУС в УМЗЧ с глубокой стопроцентной ООС на ВЧ.

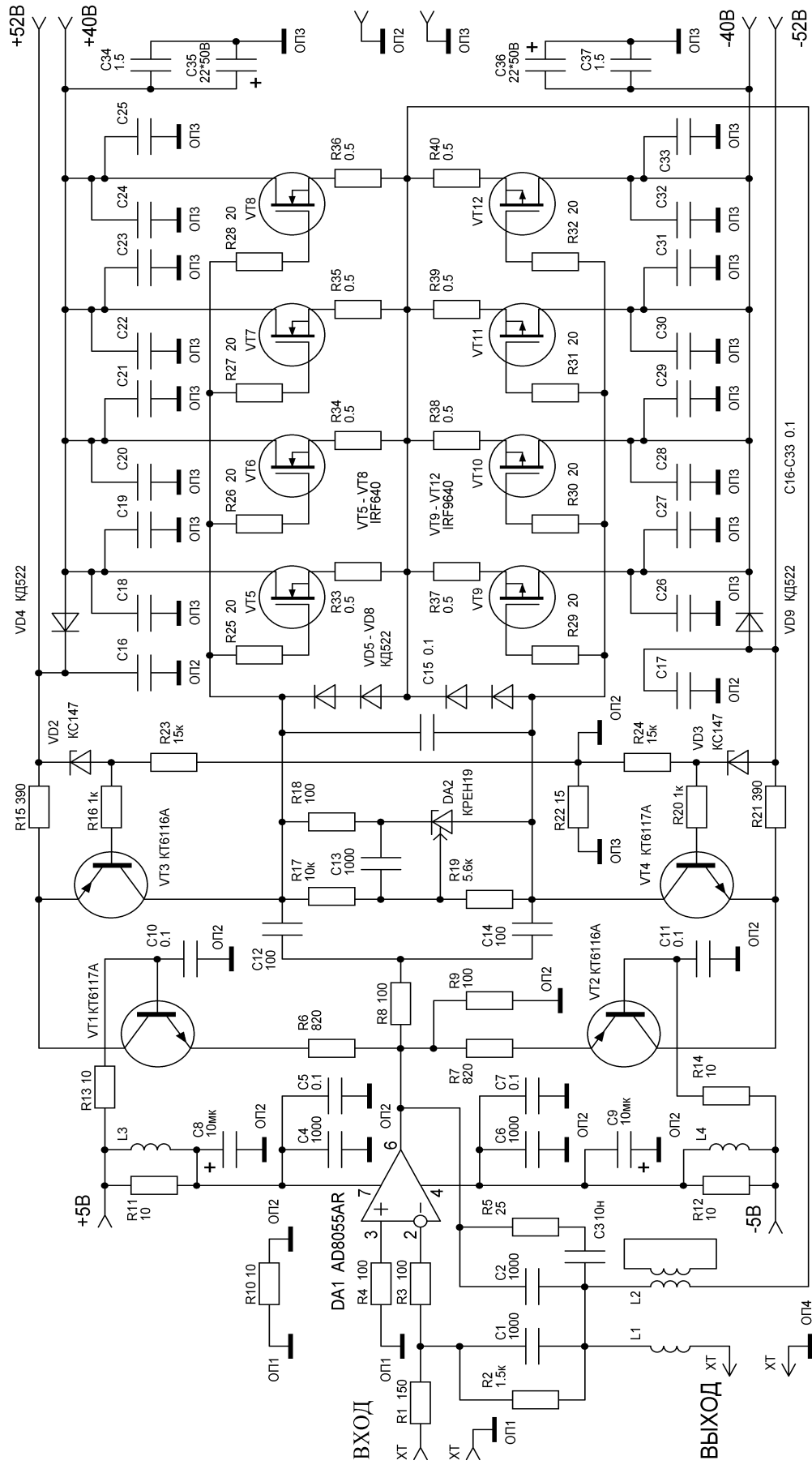


Рис.4

Краткие технические характеристики AD8055AR [5]:

1 Скорректирован до $K_{ус}$	1
2 Полоса пропускания по уровню (ЗдБ)	300МГц
3 Частота единичного усиления	~ 200 МГц
4 Усиление на частоте 40кГц; 100кГц	70дБ; 60дБ
5 Усиление на частоте 1МГц	40дБ
6 Скорость нарастания	1400В/мкс
7 Время задержки (при большом сигнале)	2.5нс
8 Напряжение шума	6нВ $\sqrt{\text{Гц}}$
9 Напряжение питания	+/- 5В
10 Выходное напряжение	+/- 3В
11 Максимальный выходной ток	~ 100 ма

Подобные ОУ разработаны для применения в видеоусилителях. Как следствие они по определению обладают: большой широкополосностью и высокой линейностью, при значительном уровне сигнала (порядка 1В) как на входе так и на выходе ОУ, малым временем задержки и малым временем установления выходного сигнала, высокой скоростью нарастания выходного напряжения и большим усилением, а также имеют достаточно большой выходной ток. Подобные характеристики ставят их вне конкуренции при сравнении с прочими так называемыми "широкополосными" ОУ типа 140УД11, 574УД1, 544УД2 и т.д. Использование радиочастотных ОУ особенно актуально при их применении в УМЗЧ, для обеспечения высоких перегрузочных характеристик по входу.

На основании перечисленных выше аргументов, была разработана версия усилителя представленная на рис. 4. В качестве главного канала УМЗЧ применён ОУ AD8055AR (DA1). Именно, главный канал обладает приоритетом на замыкание петли ООС [1], и обеспечивает не большое ВРП ООС равное времени задержки этим ОУ. УМЗЧ охвачен глубокой стопроцентной ООС (C1, R2). УМЗЧ обладает низкой частотой единичного усиления (1МГц), а структура и тип ООС соответствует усилителю на рис. 1.2. Выходной каскад УМЗЧ выполнен, на мощных полевых транзисторах, по классической схеме - генератор тока управляющий мощным (истоковым) повторителем. Как уже отмечалось полевые транзисторы (на низких частотах) относительно нелинейные. То есть, каскады, собранные на их основе создают значительные гармонические искажения, особенно в двухтактном режиме при большой выходной мощности. Это происходит от того что, напряжение на входе выходного каскада ($U_{зи}$) весьма большое и как следствие линейность достаточно низкая. Но в тоже время, при малом уровне сигнала, даже если он достаточно широкополосный, линейность выходного каскада на полевых транзисторах будет очень высокой. Тем самым допустимо, заметно упростить мощный выход УМЗЧ, сделав его однокаскадным. Этим обеспечивается небольшое время задержки самим выходным каскадом, крайне низкий уровень интермодуляции высоких порядков и шумоподобной интермодуляции. Что, в свою очередь, при глубокой стопроцентной ООС, обеспечивает хорошие технические характеристики УМЗЧ и высокое качество звукового сигнала.

Краткие технические характеристики УМЗЧ:

1. Выходная мощность $R_n = 4\text{Ом}$	120Вт
2. Вых. мощность $F=20\text{кГц}$ при $K_g = 0.1\%$, $R_n = 4\text{Ом}$	90Вт
3. Вых. мощность $F=10\text{кГц}$ при $K_g = 0.1\%$, $R_n = 4\text{Ом}$	120Вт
4. K_g при 20кГц и $U_{\text{вых}} \text{ амп} = 20\text{В}$	0.01%
5. Кинт (1кГц) при $U_{\text{вых}} \text{ амп} = 20\text{В}$	0.0005%
6. Усиление на частоте 20кГц (ООС откл)	100дБ
7. Усиление на частоте 1кГц (ООС откл)	120дБ

8. Коэффициент усиления	-10 (20Дб)
9. Полоса пропускания по уровню (-3Дб)	100кГц
10. Частота единичного усиления (F1)	1МГц
11. ВРП ООС не более	2.5нс

Рассмотрим работу усилителя при разных частотных сигналах. На высоких частотах (выше 1МГц), сигнал пришедший на вход УМЗЧ (R1) поступает (через ограничительный резистор R3) на вход ОУ DA1. С выхода ОУ сигнал через согласующее устройство (элементы C2, C3, R5) приходит на выход УМЗЧ (точка соединения L1, L2). Далее, через цепь ООС (элементы C1, R2) возвращается на вход УМЗЧ, замыкая петлю ООС (точка соединения R1, R2, R3). Также, с выхода ОУ, ВЧ сигнал приходит и на затворы мощного комплементарного истокового повторителя (конденсаторы C12, C14). С выхода истокового повторителя (транзисторы VT5 - VT12) сигнал поступает (через L2) на выход УМЗЧ. Индуктивность L2 образует совместно с элементами C2, C3, R5, согласующее устройство, которое служит для объединения сигналов выше 1МГц и ниже 1МГц, на выходе УМЗЧ. Индуктивность L2, пропускает низкочастотные сигналы и не пропускает ВЧ сигналы на выход УМЗЧ, чем обеспечивает приоритет главного канала на замыкание петли ООС. Причём L2, обладает очень низкой добротностью, что предотвращает колебательные (резонансные) процессы в согласующем устройстве. Дополнительно, (на низких частотах) сигнал усиливается высоковольтным усилителем на VT1-VT4, включенных по схеме с ОБ.

На DA2 собран стабилизатор напряжения смещения (около 7.1В) для выходного каскада. Этим обеспечиваются напряжения затвор-исток порядка $\pm 3.5В$. Качество стабилизации напряжения смещения весьма высокое, однако, зависимость начального тока покоя выходных транзисторов от температуры большая. Поэтому для усилителя требуются достаточно большие радиаторы, а ток покоя (300мА), следует выставить (регулируя напряжение смещения) после прогрева УМЗЧ. Для улучшения термостабильности рекомендуется вместо DA2 применить типовую схему на транзисторе [2], поместив его на стоке транзистора выходного каскада.

Диоды VD5-VD8 осуществляют защиту затворов выходных транзисторов от превышения входного напряжения, ограничивая его на уровне $\pm 8.1В$ ($7.1В + 1В = 8.1В$). Токи коллекторов транзисторов VT1-VT4 приблизительно равны и составляют порядка 5мА. Нагрузкой этого каскада служат транзисторы истокового повторителя (VT5 - VT12). Достаточно большая (и нелинейная) входная ёмкость выходного каскада приводит к значительным искажениям. Заметно уменьшить их (без изменения схемы) можно увеличив ток VT1-VT4 до 10-20мА. Однако для этого требуется их замена более мощными транзисторами, например КТ940, КТ9115. В более сложных версиях, возможно, дополнить УМЗЧ транзисторными усилительными каскадами или ОУ. Допускается и полная замена данного оконечного каскада на "чисто" биполярный, например как в [1].

Измерения:

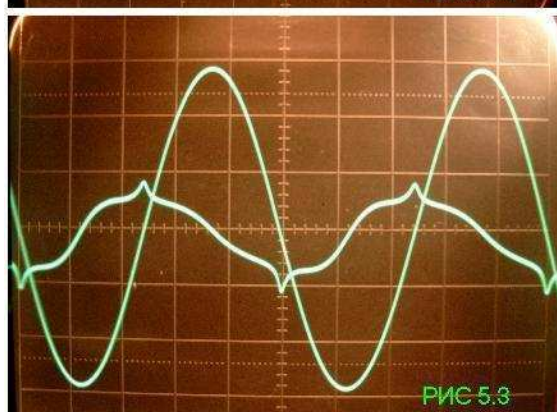
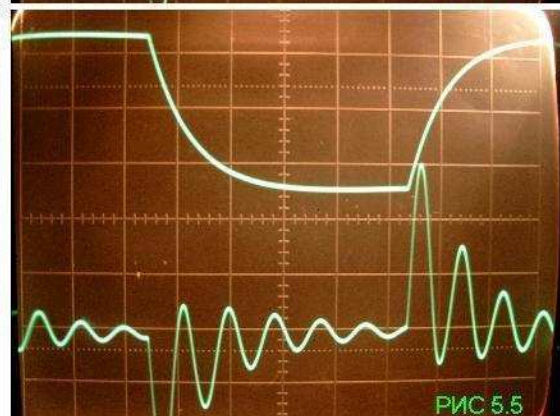
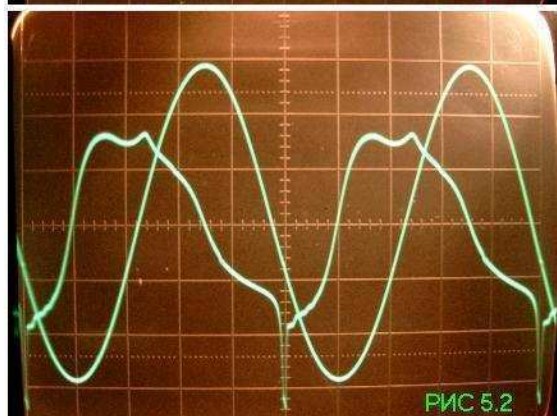
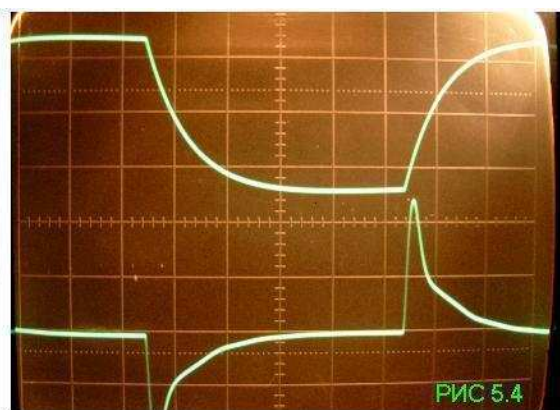
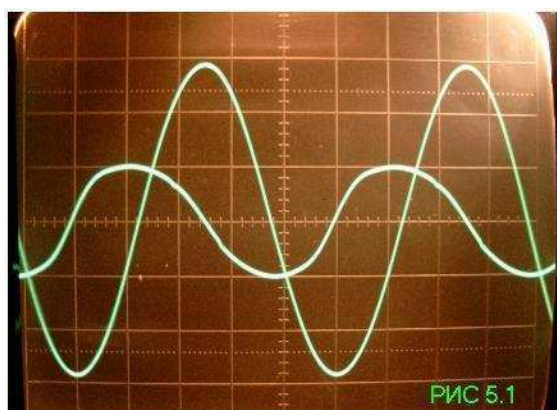
Как сказано выше, структура, тип и номиналы элементов цепи ООС данного УМЗЧ соответствуют усилителю на рис. 1.2. Соответственно УМЗЧ обладает аналогичными АЧХ и ФЧХ которые представлены на графиках рис. 1.3 и на рис. 1.4.

На фотографиях рис 5.1 - рис 5.5 представлены осциллограммы на выходе главного канала (DA1) и выходе УМЗЧ, при испытании его синусоидальным или импульсным (меандр) сигналами. Сигнал на выходе DA1, представляет собой усиленную на 70дБ ошибку, внутри петли ООС. На рис 5.1 представлен режим работы (режим большого сигнала) при синусоидальном входном сигнале ($U_{вх} = 2В$, 20кГц) и соответственно выходном напряжении УМЗЧ 20В (амплитуда 29В), без нагрузки. А на рис 5.2 тот-же сигнал, но при сопротивлении нагрузки 40м и соответственно выходной мощности 100Вт. При цене деления соответственно 1В/дел, 10В/дел. Из фотографий видно, что без нагрузки

(рис 5.1) усилитель обладает низкими искажениями, но при подключении нагрузки сигнал ошибки (выход DA1) становится существенно нелинейным. Причём этот сигнал сильно несимметричен, обладает большим пик фактором и ограничен, что свидетельствует об ограничении тока предвыходного каскада (10мА) и соответственно снижает выходную неискаженную мощность УМЗЧ до 90Вт. Это также означает что, на высоких частотах, транзисторы, применённые в нижнем плече (с каналом р-типа), немного уступают по параметрам, транзисторам применённых в верхнем плече (с каналом п-типа).

При снижении выходной мощности или при уменьшении частоты сигнала, уровень сигнала ошибки (выход DA1) существенно уменьшается рис 5.3. и становится более линейным (плавным). Здесь представлен режим работы при синусоидальном входном сигнале ($U_{вх} = 2В$, 1кГц) и соответственно выходном напряжении УМЗЧ 20В (амплитуда 29В), при сопротивлении нагрузки 40м и соответственно выходной мощности 100Вт. При цене деления соответственно 0.1В/дел, 10В/дел.

Рассчитаем (оценим) каким усилением обладает данный УМЗЧ на частоте 1кГц при сопротивлении нагрузки равном 40мА и выходной мощности 100Вт рис 5.3. Согласно ТУ [5] ОУ AD8055 имеет линейную АЧХ, с усилением в 70дБ, до частоты в 40 кГц. Из рисунка видно, что амплитуда сигнала на выходе ОУ DA1 равна 0.1В, а на выходе УМЗЧ - 30В. То есть сигнал дополнительно усиливается (VT1-VT12) в 300 раз ($30/0.1=300$) т.е. на 50дБ.



Соответственно усиление УМЗЧ, с разомкнутой петлёй ООС, равно $70\text{дБ} + 50\text{дБ} = 120\text{дБ}$.

Переходная характеристика УМЗЧ, при входном сигнале типа меандр частотой 50кГц , представлена на рис 5.4 (режим малого сигнала). Цена деления соответственно 1В/дел , 2В/дел . Из фотографии видно, что сигнал на выходе УМЗЧ (верхний на рисунке) имеет амплитуду около 3В , а также достаточно низкую скорость нарастания выходного напряжения. Сигнал (нижний на рисунке) на выходе ДА1, представляющий собой ошибку внутри петли ООС, достаточно линеен. Соответственно и сам усилитель обладает высокой линейностью. Однако спад импульса как бы недостаточно плавный. Причина этого состоит в том, что колебательный процесс, в согласующем устройстве (контур $L2$, $C2$), не полностью подавлен. Конечно, целесообразно полностью избавиться от этого эффекта, однако в относительно простых согласующих устройствах это сделать достаточно сложно, а зачастую и ненужно. Восстановим (временно) высокую добротность индуктивности $L2$, для этого разомкнём вторичную (коротко замкнутую) обмотку этой индуктивности. Добротность полученной индуктивности весьма высока, поэтому ее следует уменьшить, подключив параллельно ей сопротивление номиналом 40ом . Результат этого, при тех же исходных данных, показан на рис 5.5. Из рисунка видно, что при перепаде сигнала на входе УМЗЧ, на выходе главного канала, возникает высокочастотный колебательный процесс с частотой порядка 0.5МГц , однако линейность этих колебаний весьма высока. Причем, несмотря на то, что амплитуда сигнала на выходе ОУ ДА1 близка к максимально возможной, тем не менее, на форму выходного сигнала УМЗЧ это заметного влияния не оказывает, что подтверждает высокое качество стабилизации выходного напряжения УМЗЧ и его высокую линейность.

Анализ работы широкополосных усилителей (УМЗЧ) на частотах выше 5МГц целесообразно осуществлять при помощи измерителей АЧХ или характериографов. Из распространенных приборов рекомендуется Х1-50, Х1-7Б.

Детали о деталях:

В силу очень высоких рабочих частот ($f_{\text{зам}} > 400\text{МГц}$) следует применять компоненты предназначенные для поверхностного монтажа (чип - элементы). Особенно это важно для $R1$ - $R10$, $C1$ - $C7$, ДА1. Все эти элементы должны быть расположены очень близко к ДА1. Причём для увеличения габаритной мощности в позициях $R1$, $R2$, $R5$ следует применить несколько резисторов (типоразмера 1206) включенных в параллель $R1=2 \times 300$, $R2=10 \times 15\text{к}$, $R5=4 \times 100$. В позиции $C1$, $C2$ и $C12$, $C14$ следует применить конденсаторы типа МП0, также низким ТКЕ должен обладать и $C3$. Конденсатор $C1$ осуществляет стопроцентную ООС и соответственно должен быть очень высокого качества, из SMD рекомендуется конденсатор типа МП0 и номинальным напряжением 500В , однако они достаточно дефицитны. По этому лучше выполнить $C1$ в виде двух конденсаторов одного SMD ёмкостью $20 - 50\text{пФ}$, и второго (выносного) типа КСО, СГМ напряжением $250-500\text{В}$ и ёмкостью 1000пФ .

Катушки индуктивности $L1$ и $L2$ намотаны на каркасах диаметром 14мм , проводом $0.8-1\text{мм}$. При числе витков $15-20$ и $25-30$ соответственно. У катушки $L2$ поверх основной обмотки размещена вторичная обмотка, которая намотана (проводом $0,3 - 0,4\text{мм}$) в пазах основной обмотки при том же числе витков, выводы вторичной обмотки замкнуты. Этим обеспечено высокое потокоцепление и эффективное снижение добротности $L2$.

Ориентировочные номиналы индуктивностей $L1$ и $L2$, 3 и 5мкГн соответственно.

В качестве индуктивностей $L3$ и $L4$ желательно применить заводские дроссели Д0.1 номиналом $5-20\text{мкГн}$. При их отсутствии, рекомендуется использовать в качестве каркаса резисторы типа МЛТ $0,25$ намотав на них 20 витков проводом $0,1-0,15\text{мм}$.

Особо следует отметить идентичность параметров выходных транзисторов ($VT5$ - $VT12$). Дело в том, что эти транзисторы обладают достаточно различными напряжениями отсечки и разной крутизной передаточной характеристики. Это приводит к тому, что в реально работающем усилителе разброс токов стока транзисторов очень большой. Зачастую возникает ситуация когда реально работает один транзистор из четырех. Даже относительно

большие номиналы сопротивлений в цепях истоков, обеспечить достаточно равные токи стоков не могут. Поэтому подчеркнем, что при полевых транзисторах на выходе УМЗЧ, для любительского исполнения, более целесообразно использовать подобранные транзисторы, что позволяет исключить сопротивления в цепях истоков. Критерий режимов для подбора следующий - это половина напряжения питания ($40\text{В}/2$) 20В, и половина максимального выходного тока ($8\text{А}/2$) 4А. При четырёх транзисторах в плече получаем ток стока для одного транзистора равным 1А.

Понятно, что достаточно высокие технические характеристики УМЗЧ достигнуты за счёт высоких параметров применённого ОУ. На сегодняшний день подобных радиочастотных ОУ разработано достаточно много, в том числе допускающих работу со стопроцентной ООС [9]. Однако, в данной версии УМЗЧ, не следует использовать ОУ с большим напряжением питания. Так как это приведёт к увеличению мощности рассеиваемой ОУ, и соответственно к его перегреву, что снизит надёжность.

Особый интерес могут представлять ОУ с достаточно высоким отношением качество/цена при доступных ценах. Например, покупная цена (с НДС) на декабрь 2004г. ОУ AD8055AR составила 50р.

Май 2005г. А. Литаврин.

ЛИТЕРАТУРА:

1. МКУС-V1.PDF // Литаврин А. Многоканальное усиление в УМЗЧ с крайне глубокой ООС. - Радио, 2004, № 3, с. 18-20; № 4, с. 19-21.
2. Агеев С. Сверхлинейный УМЗЧ с глубокой ООС. - Радио, 1999, № 10, с. 15-17; № 11, с. 13-16.
3. Сухов Н. УМЗЧ высокой верности. - Радио, 1989, № 6, с. 55-57; № 7, с. 57-61.
4. Рогалев А., Головинов В. Операционные усилители серии КР544. - Радио, 1984, № 4, с. 59-60.
5. <http://www.analog.com> (<<search>>AD8055)
6. <http://www.analog.com> (<<search>>AD8009)
7. Дроздов В. В. Любительские КВ трансиверы. - М.: Радио и связь, 1988.
8. Алейнов А., Сырица А. Улучшение звуковоспроизведения в системе УМЗЧ-громкоговоритель. - Радио, 2000, № 7, с. 16-18
9. <http://www.cqham.ru>