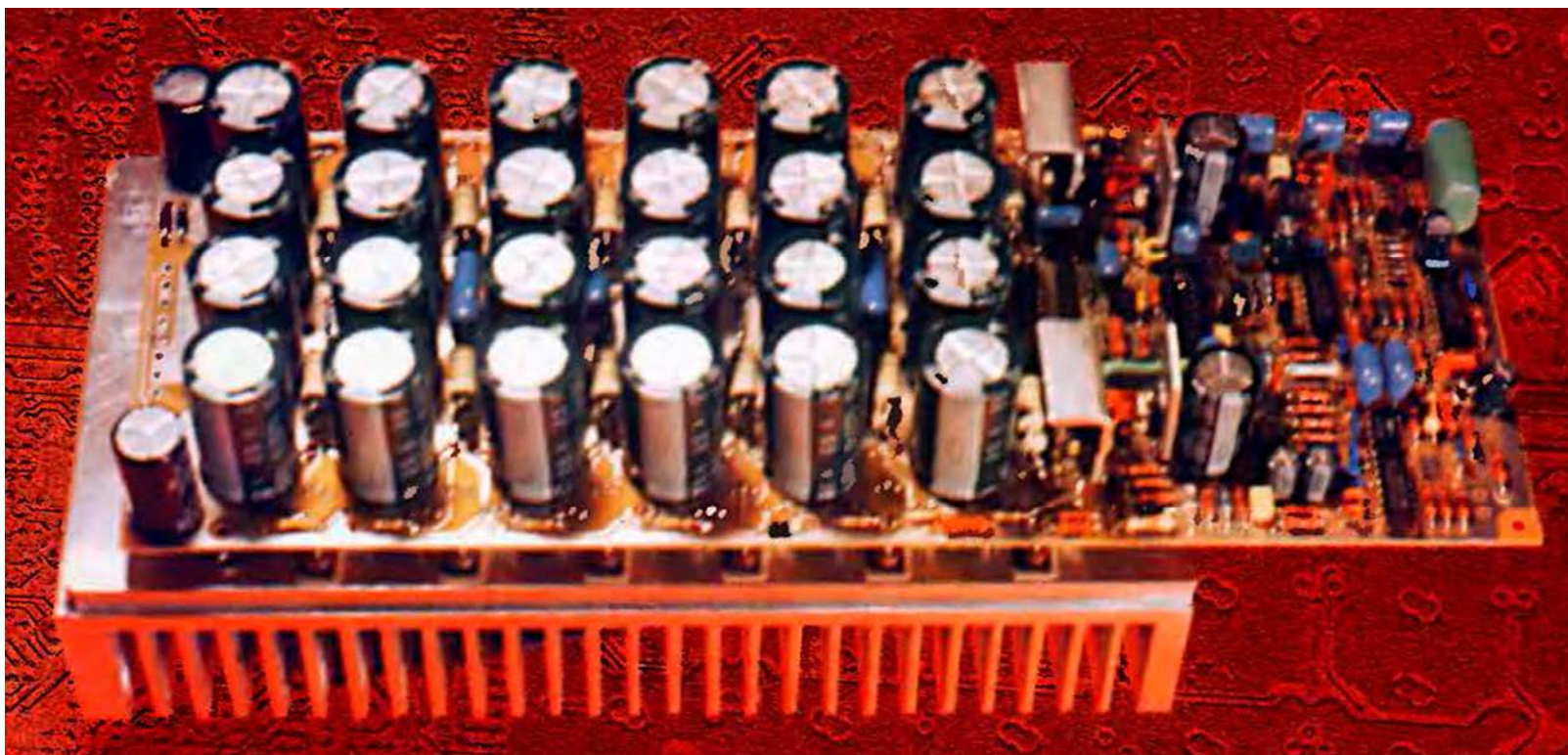


Сверхлинейный УМЗЧ с глубокой ООС

С. Агеев, г. Москва



Впервые опубликовано в журнале Радио 1999, №10...12; 2000, №1, 2, 4, 5, 6. Курсивные вставки от редакции "Радио".

Можно ли на отечественных компонентах создать усилитель, который бы успешно конкурировал с любым фирменным? Автор публикуемой статьи на этот вопрос ответил утвердительно. Причем в УМЗЧ он использовал биполярные транзисторы и операционные усилители.

На отечественных компонентах этот сверхлинейный усилитель с глубокой и широкополосной обратной связью обеспечивает долговременную мощность до 150 Вт на нагрузке 4 Ом. Применением импортных компонентов можно увеличить мощность в нагрузке 8 Ом до 250 Вт. Он способен работать на комплексную нагрузку, имеет защиту от перегрузки по входу и выходу. Интермодуляционные искажения УМЗЧ настолько малы, что автор вынужден был измерять их на радиочастотах. Конструкция и печатная плата, разработанные автором, представляют образец для обучения "разводке" монтажа широкополосных устройств.

Некоторое время назад среди аудиофилов и радиолюбителей преобладало мнение, что по-настоящему высококачественный УМЗЧ обязательно должен быть выполнен на лампах. В качестве обоснования высказывалось много суждений. Однако, если отбросить совсем уж надуманные, то останутся всего два. Первое — искажения, вносимые ламповым усилителем, приятны на слух. Второе — нелинейности в ламповых усилителях более "гладкие" и дают значительно меньше продуктов интермодуляции.

Надо сказать, что и то, и другое подтверждается практикой. Более того, давно существует даже специальный прибор обработки звука — эксайтер, действие которого основано именно на внесении искажений четных порядков в высокочастотную часть спектра. В ряде случаев применение эксайдера позволяет улучшить проработку инструментов и голосов второго-третьего плана, придать дополнительную глубину звуковой сцене. Подобный эффект в усилителе может быть приятен, иногда даже полезен. Тем не менее внесение "хорошо звучащих" искажений все-таки относится скорее к прерогативе звукорежиссера, нежели самого УМЗЧ. Что же касается достижения верности звуковоспроизведения, то с этой точки зрения необходимо добиваться устранения искажений, вносимых усилителями и громкоговорителями. Тема снижения искажений, вносимых громкоговорителями, была ранее затронута в статье [1] Здесь же речь пойдет о "классических" УМЗЧ с малым выходным сопротивлением, поскольку они все же более универсальны, чем УМЗЧ с "токовым" выходом.

С первого взгляда может показаться, что при сегодняшнем уровне техники спроектировать усилитель "прозрачным" совсем несложно, и дебаты вокруг этой проблемы — лишь плод рекламной шумихи. Отчасти так оно и есть: если наладить массовый выпуск безупречного УМЗЧ, то спустя некоторое время отрасль промышленности, производящая эти усилители, на мой взгляд, попросту останется без сбыта.

Автору этих строк приходилось разрабатывать ламповые и транзисторные прецизионные усилители для измерительной техники, ремонтировать и настраивать различную аппаратуру — преимущественно зарубежного производства. Естественно, проводились измерения параметров и оценка конструкций. Причем не только по стандартным (для звуковой техники) методикам, но и по более информативным, в частности, путем анализа спектра выходного сигнала при многотональном входном сигнале (При этом на вход усилителя подается сигнал, состоящий из суммы синусоид примерно равной амплитуды с частотами, пропорциональными некоторому набору взаимно простых, т. е. не имеющих общих множителей, чисел).

Подобная методика широко применяется для контроля усилителей используемых в технике дальней кабельной связи, поскольку требования к "незагрязнению" спектра проходящего через них сигнала очень жестки {в линии связи последовательно включены тысячи таких усилителей, и их искажения суммируются}. В качестве примера: усилители для системы К-10800 имеют уровень интермодуляционных искажений ниже -110 дБ в полосе частот около 60 МГц.

Ясно, что получить такие характеристики непросто: квалификация разработчиков подобных усилителей должна быть весьма высокой. К сожалению, предприятия, производящие аудиотехнику, видимо, довольствуются менее квалифицированными разработчиками, за исключением разве что Руперта Нива — конструктора пультов звукозаписи Neve и Amek. Замечу, что последний пульт Нива (9098i), получивший восторженную оценку профессионалов звукозаписи, целиком полупроводниковый, а его усилители имеют очень большую глубину ООС. Примечательно, что в свое время Нив разработал много ламповых пультов, большинство из которых считались эталонными.

Имея, таким образом, пищу для сравнений и будучи человеком дотошным, автор пришел к выводу, что во многих случаях реальное качество работы большинства полупроводниковых, да и ламповых УМЗЧ оказывается значительно хуже, чем следует из результатов измерений по стандартным для аудиоаппаратуры методикам. Известно, что многие из них были приняты под давлением коммерческих обстоятельств и весьма далеки от жизненных реалий.

Хорошим примером может служить перечень требований к способу измерения шумов, представленный Р. Долби в его статье с описанием предложенной им методики CCIR/ARM2K. Вторым пунктом в этом перечне стоит "...коммерческая приемлемость: ни один изготовитель не пойдет на применение новой методики, если цифры, получаемые при измерении, будут хуже, чем при применении существующих...". Предложенная Р. Долби замена пикового измерителя на измеритель средневывпрямленного значения улучшила параметры примерно на 6 дБ, а уменьшение коэффициента передачи взвешивающего фильтра в два раза привело к общему "выигрышу" 12 дБ. Неудивительно, что такая методика была тепло встречена многими изготовителями.

Аналогичный "финт" частенько делается и при измерении нелинейных искажений: запись, сделанная в паспорте усилителя, — "0,005% THD в диапазоне частот 20 Гц — 20 кГц" чаще всего означает лишь то, что гармоники сигнала с частотой 1 кГц, попадающие в упомянутую полосу частот, не должны превышать указанной величины, однако она ничего не говорит об искажениях на частоте, скажем, 15 кГц. Некоторые изготовители полагают, что подключать нагрузку к усилителю, проводя измерения искажений, совершенно необязательно, при этом в паспорте мелким шрифтом указывают: "...при выходном напряжении, соответствующем мощности XX Ватт на нагрузке 4 Ома...".

Совсем не редкость также, когда усилитель, имеющий по спецификации "менее 0,01% THD" на частоте 1 кГц, работая на реальную нагрузку (с кабелями и акустической системой), показывает интермодуляционные искажения по весьма щадящему стандарту SMPTE (На вход усилителя подаются два синусоидальных сигнала с частотами 60 Гц и 7 кГц, отношение их амплитуд 4:1. а результатом измерения считается относительная величина модуляции амплитуды высокочастотного сигнала — низкочастотным).

на уровне 0,4...1%, а иногда и больше. Иными словами, интермодуляционные искажения уже на умеренно высоких частотах при работе на реальную нагрузку оказываются намного выше пресловутого коэффициента гармоник. Подобное явление характерно и для многих ламповых УМЗЧ, охваченных обратной связью по напряжению.

При анализе спектра многотонального сигнала, усиливаемого подобным усилителем, обнаруживается немало комбинационных составляющих Их количество и общая мощность с увеличением числа составляющих входного сигнала возрастают практически по факториальному закону, т. е. очень быстро. При воспроизведении музыки на слух это воспринимается как "грязное", "непрозрачное" звучание, обычно называемое "транзисторным". Кроме того, зависимость уровня искажений от уровня сигнала далеко не всегда оказывается монотонной. Бывает, что при уменьшении уровня полезного сигнала мощность продуктов искажений не уменьшается.

Ясно, что в таких устройствах паспортный набор характеристик усилителя (коэффициент гармоник, полоса частот) ни о чем, кроме изворотливости изготовителя, не свидетельствует. В результате обычный потребитель зачастую оказывается в состоянии покупателя "кота в мешке", поскольку нормально послушать (со сравнением по контрасту) перед покупкой -то не удастся. Конечно, не все так мрачно в отношении цвета корпуса, габаритов и веса практически все дорожащие своей маркой фирмы ведут себя безупречно.

Это никоим образом не означает, что на рынке вообще нет достойных внимания УМЗЧ их мало, но они есть. Из всех промышленных усилителей, с которыми автору довелось поработать, наиболее "точным" показался старый "Yamaha M-2" (сейчас в Японии ничего подобного не делают). Цена его, правда, немалая, да и на нагрузку 4 Ома он не рассчитан, кроме того, выходные транзисторы в нем работают с нарушением требований ТУ. Из любительских, очень хорошее впечатление оставил усилитель А. Витушкина и В. Телеснина [2]. Он работает явно лучше ("прозрачнее"), чем УМЗЧ ВВ [3]. Еще один хороший усилитель — М. Александра из РМІ [4].

Тем не менее все эти усилители далеко не полностью реализуют возможности элементной базы в отношении реального уровня искажений, быстродействия и воспроизводимости. По этим причинам, а также из соображений инженерного престижа автор настоящей статьи предпочел разработать собственную версию УМЗЧ, которая бы отражала реальные возможности элементной базы (в том числе имеющейся в России и СНГ) и была бы несложна в повторении. Параллельно разработан и "коммерческий" вариант с использованием импортной элементной базы — с еще большими возможностями и большей выходной мощностью.

Главной целью разработки стало не столько достижение высоких "паспортных" характеристик, сколько обеспечение максимально возможного качества в реальных условиях эксплуатации. Исключительные значения параметров при этом получились автоматически, как результат оптимизации схемы и конструкции.

Основной особенностью предлагаемого УМЗЧ является широкополосность, достигнутая рядом схемотехнических и конструктивных мер. Это позволило получить частоту единичного усиления по петле ООС около 6...7 МГц, что на порядок больше, чем в большинстве других конструкций УМЗЧ. Как следствие, достижимая глубина ООС во всей звуковой полосе частот оказывается более 85 дБ (на частоте 25 кГц), на частоте 100 кГц глубина ООС составляет 58 дБ и на частоте 500 кГц — 30 дБ. Полоса полной мощности превышает 600 кГц (при искажениях около 1%). Ниже приведены основные характеристики УМЗЧ (при измерении искажений и скорости нарастания входной фильтр и устройство мягкого ограничения отключены).

Основные электрические параметры УМЗЧ

Выходная мощность (долговременная) на нагрузке 4 Ом с фазовым углом до 50°, не менее	160 Вт
Номинальное входное напряжение	1,5 В
Выходная мощность, до которой сохраняется работа выходного каскада в режиме класса А, не менее	5 Вт
Скорость нарастаний выходного напряжения, не менее	160 В/мкс
Уровень интермодуляционных искажений:	
(250 Гц и 8 кГц, 4:1), не более	0.002%
(19 и 20 кГц, 1:1), не более	0.002%
(500 и 501 кГц, 1:1, на 1 и 2 кГц), не более	0,01%
Отношение сигнал/шум:	
взвешенное по МЭК-А	–116 дБ
невзвешенное в полосе от 1 до 22 кГц	–110 дБ
Энергоемкость источника питания на канал	90 Дж

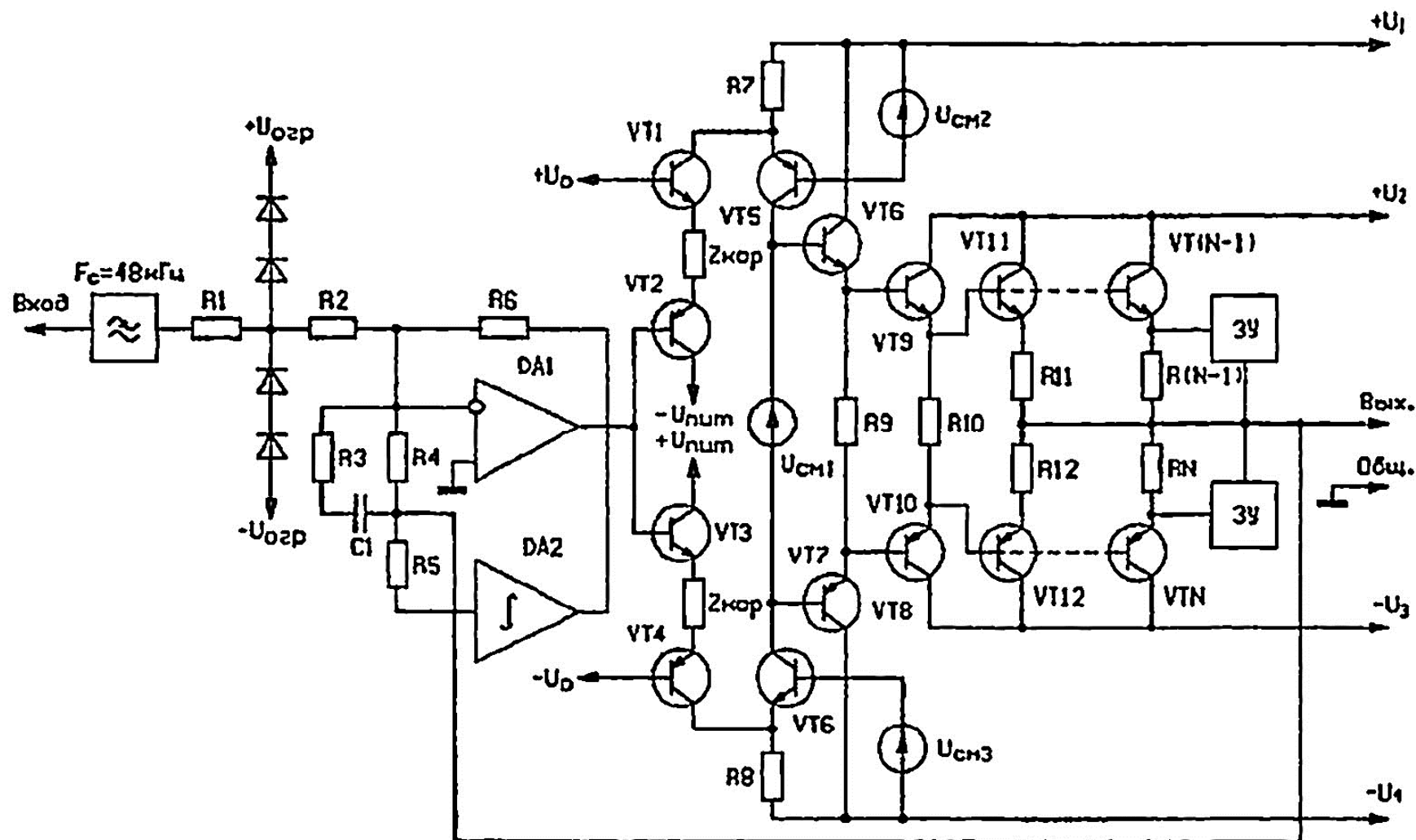


Рис. 1. Структурная схема усилителя.

Усилитель (Рис. 1) состоит из следующих узлов: входного ФНЧ второго порядка с частотой среза 48 кГц, "мягкого" ограничителя уровня сигнала, собственно усилителя мощности, выходной LRC-цепи, а также каскадов автоматической балансировки по

постоянному току и компенсации сопротивления проводов (схема четырехпроводного подключения нагрузки). Кроме того, предусмотрен вспомогательный усилитель сигнала в суммирующей точке УМЗЧ. Появление заметного напряжения на инвертирующем входе усилителя, охваченного параллельной ООС, свидетельствует о нарушении слежения в петле обратной связи и, соответственно, об искажениях, какими бы причинами они ни были бы вызваны. Этот дополнительный усилитель усиливает сигнал искажений до уровня, необходимого для работы индикатора искажений.

В сигнальном тракте усилителя используются ОУ КР140УД1101, редко применяемые в аудиоаппаратуре, но обладающие, несмотря на давность разработки (Боб Добкин разработал его прототип LM118/218/318 еще в начале 70-х годов), уникальной комбинацией характеристик. Так, перегрузочная способность для дифференциального входного сигнала у К(Р)140УД11(01) в 40 раз лучше, чем у традиционных "звуковых" ОУ. Одновременно с этим у него отличные скорость нарастания и произведение усиления на полосу ($50 \cdot 10^6$ Гц на частоте 100 кГц). К тому же этот ОУ очень быстро выходит из перегрузок, а его выходной каскад работает с большим током покоя и имеет высокую линейность еще до охвата обратной связью. Единственный его недостаток — спектральная плотность ЭДС шума у этого ОУ примерно вчетверо выше средней для малошумящих приборов. В УМЗЧ, однако, это не имеет большого значения, поскольку отношение максимального сигнала к шуму получается не хуже 110 дБ, что вполне достаточно при данной мощности. В сигнальном тракте ОУ используются в инвертирующем включении с целью устранения искажений, вызываемых наличием синфазного напряжения на входах.

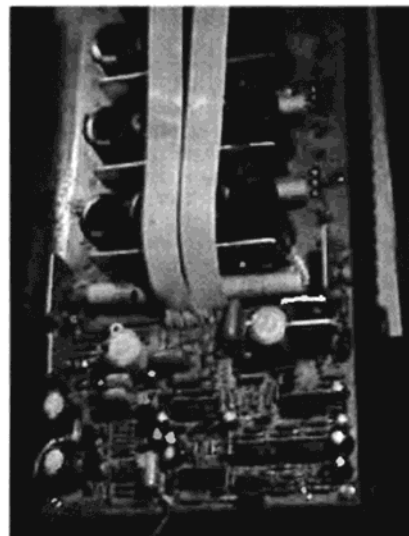


Рис. 2. Особенности конструкции УМЗЧ

Собственно усилитель мощности построен по усовершенствованной "классической" структуре [3, 5] — на входе для обеспечения высокой точности включен ОУ, затем следуют симметричный усилитель напряжения на основе "сломанного каскода" и выходной каскад на основе трехкаскадного эмиттерного повторителя. За счет, казалось бы, мелких усовершенствований и конструктивных

мер (Рис. 2) реальное качество звучания и воспроизводимость параметров этого усилителя радикально улучшены по сравнению с [3, 5, 6].

В выходном каскаде, рассчитанном на нагрузку 4 Ом, использовано не менее восьми транзисторов в плече. Несмотря на кажущуюся избыточность и громоздкость, такое решение совершенно необходимо при работе на реальную комплексную нагрузку по двум причинам. Первая, и наиболее важная, состоит в том, что при работе на комплексную нагрузку резко увеличивается мгновенная мощность, выделяемая на выходных транзисторах.

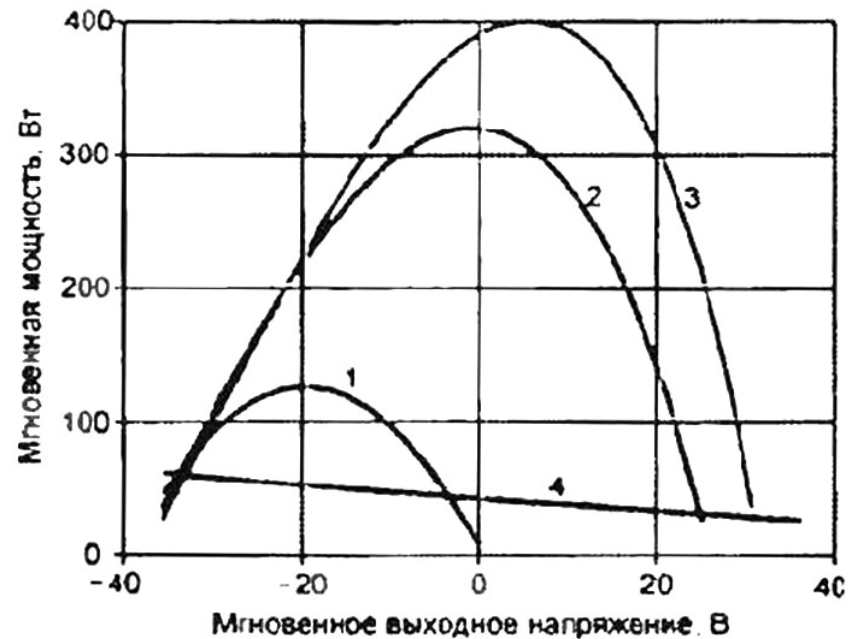


Рис. 3. График зависимостей величины мгновенной мощности, рассеиваемой на выходных транзисторах, от мгновенного значения выходного напряжения для разных нагрузок.

На Рис. 3 приведены графики зависимостей величины мгновенной мощности, рассеиваемой на выходных транзисторах, от мгновенного значения выходного напряжения для разных нагрузок (кривые 1...3) при напряжении питания ± 40 В. Кривая 1 соответствует работе УМ на чисто активную нагрузку с сопротивлением 0,6 от номинального (т. е. 3,2 Ом), кривая 2 — на комплексную нагрузку с модулем импеданса 0,8 от номинального и фазовым углом 45 град, (требование ОСТ.4.ГО.203.001-75), а кривая 3 — при фазовом угле 60 град. Из графиков видно, что при работе на комплексную нагрузку пиковая мощность, рассеиваемая выходными транзисторами, оказывается в 2,5...3 раза больше, чем при аналогичной по модулю резистивной нагрузке.

Это само по себе — проблема, но наибольшие неприятности вызывает тот факт, что максимум рассеиваемой на транзисторах мощности при работе на комплексную нагрузку приходится на моменты, когда выходное напряжение близко к нулю, т. е. когда к транзисторам приложено большое напряжение источника питания. Модуль импеданса некоторых громкоговорителей может снижаться с 4 до 1,6 Ом (в некоторой полосе частот), а фазовый угол — возрастать до 60 град. [7]. Это удваивает рассеиваемую мощность по сравнению с кривой 3.

Для биполярных транзисторов очень важно, при каком напряжении на них рассеивается мощность: при повышении напряжения допустимая мощность рассеяния существенно снижается из-за появления "горячих пятен", вызываемых локальной термической неустойчивостью, приводящих к деградации параметров и вторичному пробою. Поэтому для каждого типа транзисторов существует область безопасных режимов (ОБР), внутри которой и допускается их эксплуатация. Так, для КТ818Г1/819Г1 (они обладают наилучшей ОБР среди отечественных мощных комплементарных транзисторов) максимальная мощность рассеяния при напряжении 40 В и температуре корпуса 60...70°C составляет не 60, а 40 Вт, при напряжении 60 В допустимая мощность рассеяния падает до 32 Вт, а при напряжении 80 В — до 26 Вт.

Для наглядности на Рис. 3 приведена кривая 4 показывающая возможности этих транзисторов по рассеянию мощности в зависимости от выходного напряжения усилителя. Видно, что даже при работе на чисто активную нагрузку необходимо включить в параллель не менее двух приборов в плечо. У мощных полевых транзисторов (MOSFET, МОП-ПТ) ОБР больше, однако степень их комплементарности значительно хуже, чем у биполярных. Это приводит к тому, что искажения МОП-ПТ выходного каскада на малых уровнях сигнала (из-за разброса порогового напряжения, а также большего выходного сопротивления) и высоких частотах (из-за сильной асимметрии емкостей и крутизны) оказываются в несколько раз больше, чем у правильно спроектированного каскада на биполярных транзисторах. Тем не менее УМЗЧ с выходным каскадом, выполненным на MOSFET, в производстве за рубежом оказывается более дешевым, чем на биполярных. Причина — цены на мощные биполярные и полевые транзисторы за рубежом примерно одинаковы, а полевых требуется меньше. ОБР лучших импортных биполярных транзисторов существенно больше, чем у отечественных, однако при работе на нагрузку 4 Ом их тоже нужно включать в параллель.

Рассчитывать на кратковременность выделения мощности нельзя, поскольку время образования пятен тока измеряется десятками микросекунд, что много меньше полупериода низкой частоты. Следовательно, количество выходных транзисторов нужно выбирать, исходя из обеспечения работы каждого из них в границах ОБР для постоянного тока. Это приводит к необходимости увеличения числа выходных транзисторов, что дорого и трудоемко. Именно поэтому в большинстве коммерческих усилителей транзисторов существенно меньше, чем требуется. Однако параметры транзисторов, эксплуатируемых с нарушением ОБР, постепенно деградируют, что приводит к ухудшению звучания.

Вторая причина необходимости большого числа выходных транзисторов связана с тем, что их характеристики, в первую очередь быстродействие, с ростом тока начинают ухудшаться задолго до достижения предельно допустимых токов. Так, у широко распространенного японского транзистора 2SA1302, формально рассчитанного на 15 А, резкий спад граничной частоты начинается с 3 А, а у комплементарного ему 2SC32S1 — с 2,5 А.

Есть и другие причины, приводящие к целесообразности параллельного включения нескольких мощных транзисторов. Увеличение суммарной емкости база—эмиттер приводит к прямому прохождению сигнала с предыдущего каскада (при определенном запасе

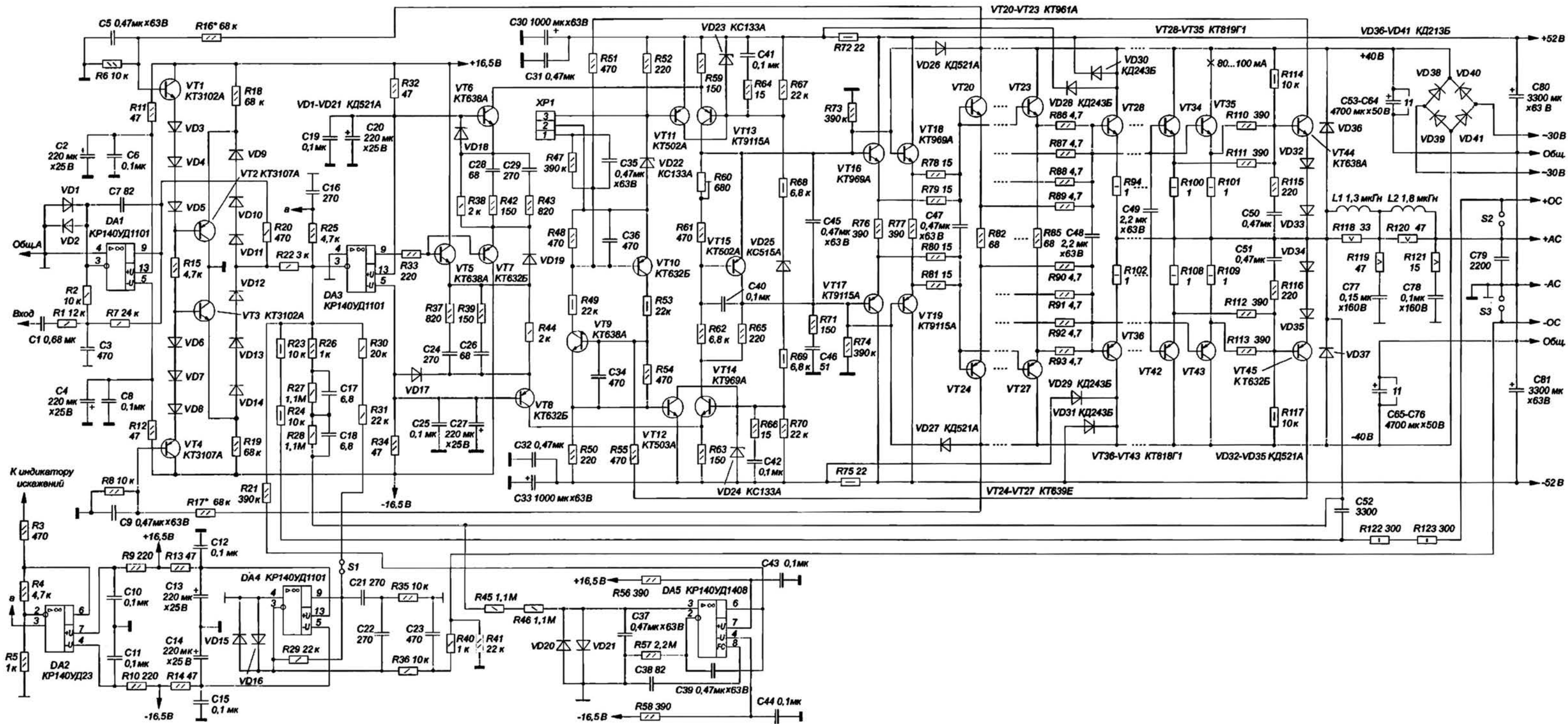


Рис. 4. Принципиальная схема УМЗЧ

по мощности) и полоса пропускания выходного повторителя фактически превышает граничную частоту выходных транзисторов. Именно поэтому в данном усилителе оказалось возможным применять относительно "медленные" выходные транзисторы без ущерба для достигаемых характеристик.

В усилителе использована элементная база отечественного производства.

В сигнальном тракте каждого канала применены ОУ К(Р)140УД1101 (3 шт.), во вспомогательных цепях — К(Р)140УД14(08) и КР140УД23 (по 1 шт.). В предварительных каскадах использованы комплементарные транзисторы серий КТ3102 и КТ3107 (по 2 шт.), КТ632 и КТ638 (по 4 шт.), КТ502 и КТ503 (2 и 1 шт.), КТ9115 и КТ969 (по 3 шт.). В ступенях выходного каскада усилителя установлены КТ961А и КТ639Е (4 и 5 шт.), а также КТ818Г1 и КТ819Г1 (по восемь транзисторов в плече). В усилителе также использованы диоды серий КД521 или КД522, КД243Б и КД213Б.

На Рис. 4 приведена принципиальная схема УМЗЧ. Входной ФНЧ выполнен на ОУ (DA1) в инвертирующем включении. Сигнал с выхода ФНЧ проходит через "мягкий ограничитель" ("soft clipper"), реализованный на транзисторах VT1...VT4 и диодах VD3...VD14, а затем поступает на входной каскад собственно усилителя мощности, выполненный на ОУ DA3. За ним следуют симметричный каскодный транзисторный усилитель напряжения на VT5...VT8, VT13...VT15 и усилитель тока (выходной повторитель) на транзисторах VT16—VT45. ОУ DA2 выполняет функцию усилителя сигнала в суммирующей точке УМЗЧ для работы индикатора искажений.

Усилитель напряжения, следующий за ОУ DA3, имеет высокую линейность за счет симметричности структуры и весьма глубокой (более 40 дБ) местной ООС. Цепи этой ООС совместно с R71C46 и DA3 использованы также для формирования требуемой АЧХ петлевого усиления УМЗЧ в целом.

В таком каскаде есть одна тонкость: для минимизации потерь усиления падение напряжения на резисторах в эмиттерных цепях последних транзисторов каскада (на Рис. 4 это — R59, R63) должно быть не менее 2,5 В, или же эти резисторы следует заменить на источники тока. В противном случае ухудшается линейность усилителя напряжения. Заметим, что в УМЗЧ, описанных в [5] и особенно в [3], это условие не выполняется. С целью дальнейшего повышения линейности (особенно на высоких частотах) напряжение питания усилителя выбрано на 10...12 В большим, чем напряжение питания выходного каскада. Диоды VD17...VD19 предназначены для ускорения переходных процессов при выходе усилителя из перегрузки, а также для защиты от деградации эмиттерных переходов транзисторов VT5...VT8.

Цепи R64C41, R66C42 исключают паразитное самовозбуждение VT13 и VT14, а диоды VD26, VD27 предотвращают насыщение транзисторов выходного каскада (эти диоды должны выдерживать обратное напряжение не менее 100 В при токе 10 мкА; большинство экземпляров КД521А или 1N4148 этому условию удовлетворяют). Необычная схема параллельного включения транзисторов в первых двух каскадах повторителя обеспечивает эффективное выравнивание токов через транзисторы, избавляя от необходимости их подбора. Конденсаторы C45, C47...C49 предотвращают появление динамической асимметрии выходного каскада.

Стабилитрон VD25 задерживает включение транзисторов VT13 и VT14 во время зарядки накопительных конденсаторов источника питания, чтобы к моменту их включения напряжение питания ОУ достигло $\pm 5...7$ В и они вошли в нормальный режим. Эта мера

предотвращает скачки выходного напряжения при включении питания. С этой же целью диапазон автоподстройки нуля на выходе УМЗЧ ограничен величиной $+0,7$ В.

Может показаться необычным последовательное соединение резисторов в цепях ООС (R23, R24, цепи R27C17 и R28C18, а также R45, R46). Это сделано с целью снижения нелинейности цепей ООС (величины сопротивления резисторов и емкости конденсаторов, хотя и в весьма малой мере, зависят от приложенного к ним напряжения). По той же причине резисторы R23, R24, а также R122 и R123 выбраны с большим запасом по мощности рассеяния.

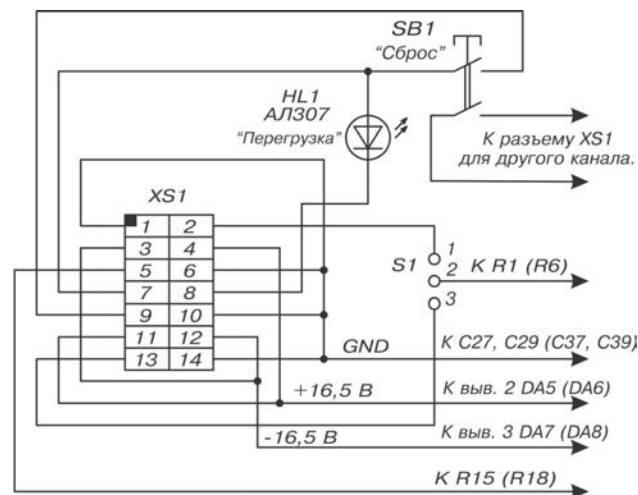
Среди других заслуживающих внимания особенностей следует отметить устройство начального смещения на базы трехкаскадного повторителя, построенное на VT15 (он смонтирован на радиаторе выходных транзисторов) и резисторах R60...R62 и R65. Температурный коэффициент напряжения смещения выбран несколько больше обычного для учета разницы в температуре радиатора и кристаллов мощных транзисторов.

Не совсем обычно использование конденсатора C40. Отсутствие этой детали в большинстве конструкций приводит к динамическому изменению напряжения смещения и росту нелинейности усилителей на сигналах со скоростью нарастания или спада более $0,2...0,5$ В/мкс. А это весьма существенно сказывается на величине интермодуляционных искажений в области высших частот. Кстати, использование в качестве VT15 "медленного" транзистора (типа КТ502 или КТ209) предотвращает еще один часто возникающий, но редко замечаемый дефект — самовозбуждение транзистора на частотах порядка $50...200$ МГц из-за индуктивности проводов. Наличие такого самовозбуждения проявляет себя повышенным уровнем шума и интермодуляционных искажений на звуковых частотах.

Устройство "мягкого ограничения" на транзисторах VT1...VT4 и диодах VD3...VD14 отличается тем, что его порог зависит от напряжения питания выходного каскада тем самым достигается максимальное использование выходной мощности усилителя.

Для обеспечения надежной работы УМЗЧ устройство защиты учитывает не только ток, протекающий через мощные транзисторы, но и напряжение на них. Триггерный вариант использован потому, что ограничители тока обычного типа ("прикрывающие" выходные транзисторы в аварийных ситуациях) не гарантируют сохранности усилителя, а, кроме того, ухудшают работу выходного каскада на высоких частотах. Немаловажен и диагностический эффект: срабатывание защиты говорит о том, что в системе что-то не в порядке.

Индикатор срабатывания защиты "Перегрузка" и кнопка SB1 сброса защиты размещены вне платы усилителя и подключены к ней через разъем XP1 (XS1 на Рис. 5).



S1 позволяет выбирать источник сигнала индикации искажений.
Замыкание контактов 1-2 - индицируется "мягкое" ограничение,
Замыкание контактов 2-3 - индицируется только ограничение УМ.

Рис. 5. Индикатор срабатывания защиты и схема выбора типа индикации

Ток покоя каждого из транзисторов VT28...35, VT36...VT43 выходного каскада выбран в пределах 80...100 мА, поскольку при меньшей величине недопустимо ухудшаются частотные свойства мощных транзисторов.

Как видно из схемы, выпрямительные диоды и накопительные конденсаторы источника питания отнесены к усилителю и расположены на печатной плате — См. Рис. 2. Это позволило резко (в десятки раз) снизить величину паразитной индуктивности цепей питания, что необходимо для обеспечения малого излучения помех выходным каскадом, а также повышения быстродействия усилителя.

Суммарная емкость накопительных конденсаторов в блоке питания усилителя составляет 56400 мкФ на каждое плечо и может показаться слишком большой по сравнению с обычно встречающимися значениями (10...20000 мкФ). Тем не менее это — не роскошь: для обеспечения пульсаций напряжения в пределах 1,5...2 В при токе до 9 А нужна емкость не менее 45...60000 мкФ (энергоемкость — 75...100 Дж на канал). Недостаточная емкость конденсаторов в блоках питания большинства коммерческих усилителей объясняется исключительно экономическими причинами.

Влияние выходных цепей кабелей и прочего на передачу сигнала от усилителя к громкоговорителю практически полностью устранено. С этой целью использовано четырехпроводное подключение нагрузки, заимствованное из измерительной техники (обычное включение обеспечивается установкой перемычек между контактами S2 и S3 соответствующих линий АС и ОС). Кроме того, на выходе усилителя установлена RLC-цепь, оптимизированная с помощью компьютера и эффективно изолирующая на

частотах выше 100...200 кГц выходной каскад усилителя от любых паразитных воздействий. Это одна из мер, позволивших практически реализовать столь большую широкополосность ООС (6...7 МГц).

Вопреки распространенному представлению, следует заметить, что между глубиной ООС и склонностью усилителя к появлению динамических искажений прямой связи в действительности нет. Более того, расширение полосы пропускания в петле ООС и увеличение ее глубины за пределами диапазона звуковых частот на самом деле облегчает выполнение условий отсутствия динамических искажений и перегрузки входных каскадов. Их перегрузка большим разностным сигналом приводит к срыву слежения в петле обратной связи и "выключению" ООС. Для предотвращения этого явления необходимо уменьшать величину разностного сигнала. Лучшим средством следует признать увеличение глубины ООС на высоких частотах.

Теперь о применении ООС для повышения линейности. Анализ схемотехники многих усилителей приводит к выводу, что большинство разработчиков, по всей видимости, не отдают себе отчета в том, что способность ООС исправлять искажения зависит не только от ее глубины, но и от места возникновения этих искажений.

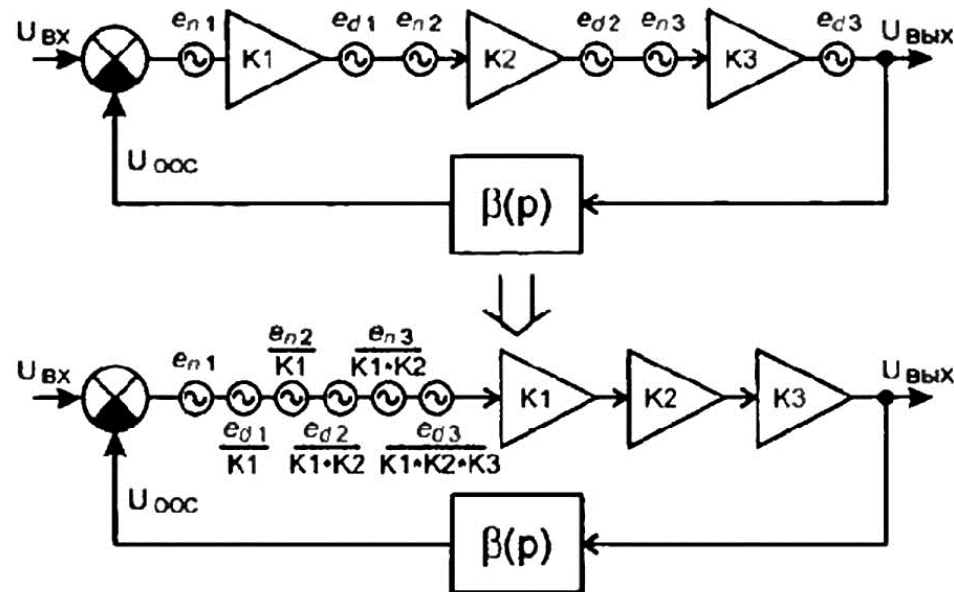


Рис. 6. Модель трехкаскадного усилителя с ООС

Рассмотрим простейшую модель трехкаскадного усилителя с ООС (Рис. 6), где сверху изображена его структурная схема с источниками ЭДС шумов (e_n) и искажений (e_d) в каждом каскаде. Ниже приведена эквивалентная ей схема, где все источники шумов и искажений пересчитаны на вход (т. е. в суммирующую точку усилителя). При этом становится очевидным, что абсолютный уровень приведенных ко входу продуктов искажений при введении ООС в первом приближении остается неизменным, а степень ослабления искажений и шумов прямо пропорциональна усилению от суммирующей точки до места возникновения этих

искажений и шумов, снижение же относительного уровня искажений при введении ООС происходит за счет того, что общее ("внешнее") усиление системы снижается, и относительная доля шумов и искажений падает. Если искажения, вносимые выходным каскадом, имеющим единичное усиление, действительно ослабляются во столько раз, какова глубина ООС на частоте соответствующего продукта искажений, то искажения первого каскада, приведенные к его входу, не ослабляются совсем. Именно это обстоятельство вынуждает до предела повышать исходную линейность всех каскадов усилителя, охватываемого ООС, особенно входных. В противном случае может получиться, что после введения ООС произойдет резкое расширение спектра интермодуляционных искажений. Механизм этого явления прост: спектр разностного сигнала, поступающего на вход собственно усилительных каскадов, всегда оказывается расширенным за счет продуктов искажений. При этом, если глубина ООС с ростом частоты убывает быстрее, чем спадают уровни продуктов искажений {это характерно для большинства усилителей), то доли высокочастотных продуктов искажений в разностном напряжении на входе при замкнутой ООС превосходит долю полезного сигнала. Поскольку с ростом частоты линейность усилительных каскадов обычно снижается, возникает масса продуктов интермодуляции, часть из которых попадает и в область звуковых частот. Именно для того, чтобы это явление не возникало, и необходим достаточный запас по линейности входных каскадов, особенно в отношении асимметричных нелинейностей.

Диапазон линейности (по входному дифференциальному напряжению) у примененного в усилителе ОУ КР140УД1101 составляет $\pm 0,8$ В, что больше, чем у практически всех ОУ со входом на полевых транзисторах. Линейность входного дифференциального каскада у КР140УД1101 благодаря глубокой местной ООС (в виде относительно высокоомных резисторов в эмиттерных цепях) также значительно выше, а входная емкость в несколько раз меньше, чем у ОУ с полевыми транзисторами на входе. В то же время напряжение сигнала на входе ОУ DA3 (при работе усилителя без перегрузки) не превышает 1 мВ.

Размах сигналов на выходе DA3 при нормальной работе усилителя не превышает 0,5 В от пика до пика. По данным измерений при этих условиях ОУ КР140УД1101 еще до охвата ООС имеет на частотах до 50 кГц нелинейность менее 0,05 %. Следующий за ОУ усилитель напряжения на транзисторах VT5...VT14 также обладает очень высокой линейностью — его интермодуляционные искажения на средних частотах при полном размахе сигнала составляют примерно 0,02...0,03%.

Как следствие, общая ООС в данном усилителе, в отличие от большинства других, оказывается в состоянии эффективно подавлять гармонические и интермодуляционные искажения, вносимые выходным каскадом и не вносит сколько-нибудь заметных побочных эффектов. Остаются искажения, связанные с особенностями конструкции УМЗЧ, почти полностью определяющиеся монтажными наводками от токов выходного каскада на входные цепи усилителя. Опасность этих наводок состоит в том, что формы токов, проходящих по цепям питания половин выходного каскада, работающего в режиме класса АВ, значительно искажены по сравнению с током в нагрузке. Как следствие, если наводки от этих токов попадают во входные цепи не в точной симметрии (чего на практике все равно добиться невозможно), то возникают заметные искажения, особенно на высоких частотах, где паразитные связи усиливаются.

Для борьбы с этим явлением при разработке печатной платы данного усилителя был принят ряд мер, причем некоторые из них не имеют прецедента в звукотехнике и характерны для разработки прецизионной измерительной аппаратуры. Например, с целью предельной минимизации паразитной индуктивности силовых цепей в цепях питания вместо традиционных "банок" применены распределенные по плате конденсаторы меньшей емкости, а фольга одной из сторон выполняет роль общего провода

{на схеме соединения с ним показаны утолщенными линиями). Цепи мощных транзисторов выходного каскада разведены предельно компактно, что вместе с распределенным по плате общим проводом более чем на порядок снизило излучение помех выходным каскадом по сравнению с традиционной конструкцией. Далее, во избежание проблем с наводками на соединительные провода, на одной плате смонтированы все цепи усилителя, включая даже диоды выпрямителя питания (VD38...VD41).

Все эти меры позволили создать усилитель, отличающийся не только очень высоким качеством, но и высокой воспроизводимостью характеристик. Эти достоинства сохраняются в широком диапазоне условий эксплуатации (температура окружающей среды, нагрузка, источники сигналов и т.д.). Описаний или промышленных образцов усилителей столь же высокого класса автору обнаружить не удалось.

О заменах полупроводниковых приборов

Вместо транзисторов КТ818Г1 подойдут КТ818Г в количественном соотношении 2:3 (т.е. 12 шт. вместо 8), а также КТ864А, 2Т818А, КТ818ГМ, 2SA1302, КП964А, 2SA1294, 2SA1215, 2SA1216; вместо КТ819Г1 — транзисторы КТ819Г (также в количественном соотношении 2:3) и КТ865А, 2Т819А, КТ819ГМ, 2SC3281, КП954А, 2SC3263, 2SC2921, 2SC2922. Применяя комплементарные импортные транзисторы 2SA1302 и 2SC3281, 2SA1294 и 2SC3263, а также КП964 и КП954 при напряжении питания ± 40 В, их число можно сократить до четырех в плече с одновременным удвоением тока покоя каждого транзистора и уменьшением номинала резисторов в эмиттерных цепях до 0,5 Ом.

Применяя транзисторы 2SA1215 и 2SC2921 при том же напряжении питания (+40 В), их достаточно ставить по три на плечо, а транзисторы 2SA1216 и 2SC2922 на большом радиаторе можно ставить всего по два, естественно, с соответствующим уменьшением сопротивления упомянутых резисторов. Суммарная площадь ребер радиаторов для каждого канала должна составлять не менее 1500...2000 см².

Транзисторную пару КТ961, КТ639 можно заменить на BD139 и BD140, КП961А(Б) и КП965А(Б), 2SD669 и 2SB649, 2SA1837 и 2SC4793. Пару КТ969, КТ9115 вполне заменят КП959А(Б) и КП960А(Б) или BF871 и BF872.

Что касается транзисторов КТ632Б и КТ638А, то их заменять нет смысла. Тем не менее в позиции VT8 допустимо применить КТ9115, КП960, 2SA1538, 2SA1433, КТ9143, в позиции VT7 — 2N3906, в позициях VT10, VT45 — 2N5401. Транзистор КТ638А в позиции VT6 заменим на КТ969А, КП959, 2SC3953, 2SC3504, КТ9141, в позиции VT5 — на 2N3904, в позициях VT9, VT44 — на 2N5551, КТ604, КТ605, КТ602. Транзисторы КТ3102А можно заменить на любые из этой серии или на BC546 — BC550 (с любым индексом), а комплементарные им КТ3107А — на КТ3107 с любым другим индексом и на BC556 — BC560.

ОУ KP140УД1101 в УМЗЧ (DA3) допустимо заменять только на К(Р)140УД11 или LM118/218/318 (отечественный, правда, работает лучше), в остальных местах — на AD841 (что, однако, неоправданно дорого). ОУ KP140УД1408 можно заменить на К140УД14, LM108/208/308 или на AD705, ОР-97. Во входном ФНЧ для снижения шума полезно использовать LF356 (KP140УД22), ОР-176. Для ОУ KP140УД23 аналогом является LF357, возможно применение и ОР-37 (KP140УД26).

Блок питания. Устройство защиты и индикации искажений

При высокой энергоемкости конденсаторов блока питания важен правильный выбор его трансформатора. Связано это с тем, что выпрямитель, работающий на батарее конденсаторов большой емкости, создает в обмотках трансформатора отнюдь не синусоидальный ток, который подразумевается в большинстве методик расчет трансформаторов. Пиковая величина (до 50 А) и скорость нарастания тока в этом случае оказываются существенно больше, чем при резистивной нагрузке. Это резко увеличивает излучение помех цепями питания. Кроме того, падение напряжения на обмотках оказывается большим, чем при работе трансформатора на равную по мощности активную нагрузку. Потери в обмотках определяются пиковым током, а выходная мощность выпрямителя — средним. Поэтому трансформатор для УМЗЧ должен быть очень мощным, с малым сопротивлением обмоток. Для уменьшения помех индукции магнитного поля в этом трансформаторе должна быть снижена по сравнению с обычными значениями [8]. Надо также учитывать, что потребляемая усилителем мощность при работе на комплексную нагрузку оказывается заметно выше, чем на активную (См. Рис. 3).

Максимальная величина пульсаций на оксидных конденсаторах изготовителями нормируется и для конденсаторов большой емкости при комнатной температуре и частоте пульсаций 100 Гц редко допускается более 8...10% от рабочего напряжения. Срок службы даже лучших конденсаторов при таких пульсациях и указанной на корпусе температуре (85 или 105°C) обычно не превышает 2000 ч, увеличиваясь примерно в два с половиной раза при снижении температуры на каждые 10°C [9], немаловажная подробность: обычно полагают, что более высокотемпературные конденсаторы имеют и лучшие электрические характеристики. На самом деле это не так. Наоборот, эквивалентное последовательное сопротивление (ESR — англоязычная аббревиатура) конденсаторов, рассчитанных на температуру до 105°C, при прочих равных условиях почти вдвое выше, а допустимые токи — ниже, чем у менее термостойких (до 85°C).

Тем не менее концертные и бытовые усилители по экономическим соображениям проектируют с сильно заниженной емкостью конденсаторов (и завышенными пульсациями), поскольку считается, что концертный усилитель дольше гарантийного срока не проживет (его раньше сожгут или разобьют), а бытовой у большинства владельцев, как правило, используется не более чем на 10% его мощности.

В описываемом усилителе относительная величина пульсаций на конденсаторах фильтра при полной нагрузке выбрана равной примерно 5%, что и привело к суммарной емкости в плече в пределах 50-60000 мкФ.

Предположим, что уменьшение выходного напряжения выпрямителя под полной нагрузкой не превышает 5...7% (напряжение холостого хода — 42...43 В, при токе 9...10 А оно снижается до 39...40 В, что соответствует потере 10...15% мощности). В этом случае нетрудно определить, что выходное сопротивление выпрямителя не должно превышать 0,2...0,25 Ом. При выбранной величине пульсаций это требует приведенного к выходу суммарного сопротивления первичной и вторичной обмоток не более 0,05...0,06 Ом на плечо. С этой точки зрения лучше применить два отдельных для каждого канала трансформатора, поскольку легче будет разместить обмотки.

Общеизвестно, что для обеспечения надежной работы АС в конструкции УМЗЧ должны быть предусмотрены меры их защиты от подачи на них постоянного напряжения и сигналов инфразвуковой частоты. Кроме того, из-за большой суммарной емкости конденсаторов питания и низкого сопротивления обмоток трансформатора включение подобного БП в сеть без ограничения тока

недопустимо — ток зарядки конденсаторов может вызвать срабатывание предохранителей, выход из строя диодов выпрямителей. Поэтому предлагаемый УМЗЧ снабжен автоматикой, обеспечивающей "мягкую" зарядку конденсаторов блока питания, перезапуск при кратковременном пропадании сетевого напряжения, а также отключение АС на время пуска усилителя и при появлении постоянного напряжения на выходе УМЗЧ.

Особенность схемотехники БП и автоматики состоит в том, что во времязадающих цепях оксидные конденсаторы не применяются. По мнению автора, они снижают надежность работы подобных устройств и стабильность их характеристик. Эксплуатационная надежность всего усилителя за счет соблюдения всех ограничений на режимы работы транзисторов, по оценке автора, существенно повышена, поэтому защита АС от постоянного напряжения при наличии разделительного конденсатора С1 на входе УМЗЧ (См. схему на Рис. 4) в любительской версии усилителя необязательна. Тем не менее при подготовке данной публикации эта функция была введена.

Как видно из принципиальной схемы (Рис. 7). для питания УМЗЧ используются два трансформатора. Первый — мощный Т1 — имеет независимые обмотки для питания выходных каскадов двухканального усилителя, второй — маломощный Т2, от него питаются предварительные каскады с ОУ и блок автоматики. Это улучшило помехозащищенность и снизило стоимость блока, поскольку облегчается подбор стандартных трансформаторов.

Требования к трансформатору Т1 для стереоусилителя таковы: ток холостого хода — не более 40 мА (это при сетевом напряжении 242 В), сопротивление первичной обмотки не должно быть более 1,2 Ом, суммарное сопротивление между концами обеих половин обмотки 2×30 В — не более 0,07...0,08 Ом. Напряжение холостого хода между средней точкой и каждым из концов обмотки при этом должно быть в пределах 29...31 В (при напряжении сети 220 В). Дополнительные обмотки для получения выпрямленных напряжений ±52...54 В должны иметь напряжение холостого хода по 8...9 В и сопротивление не более 1 Ом каждая. Суммарная асимметрия напряжения обмоток не должна превышать 0,3 В.

При самостоятельном расчете трансформатора Т1 под имеющийся в наличии магнитопровод сечением не менее 10 см² (не менее 6 см² для отдельных трансформаторов) целесообразно воспользоваться рекомендациями в [8]. Заметим, что стержневые магнитопроводы (ПЛ) с тщательно пришлифованными стыками не уступают кольцевым (ОЛ) по ряду показателей при более технологичной намотке катушек.

Ток холостого хода трансформатора Т2 не должен превышать 10 мА (при напряжении сети 242 В), а сопротивление его первичной обмотки — 150 Ом. Две вторичные обмотки, соединенные с VD20, VD26, должны иметь напряжение холостого хода между крайними выводами 34...38 В и сопротивление до 3...4 Ом, а третья обмотка — 25...29 В и сопротивление не более 2 Ом. Все три обмотки имеют отвод от средней точки, асимметрия напряжений на их половинах допускается не более 0,2 В.

Весьма желательно, чтобы трансформаторы имели экранирующие обмотки.

Например, мощный трансформатор Т1 можно выполнить на стержневом магнитопроводе ПЛМ 32×50×90 из высококачественной стали Э330А (при пиковой величине индукции 1,1 Тл).

Все мощные обмотки разделены так, что их секции, размещенные на двух одинаковых катушках, соединены последовательно, при этом ток любой из обмоток проходит через обе катушки — в этом случае наводки минимальны.

В каждой секции сетевая обмотка (крайние выводы 1-2) содержит по 285 витков провода $\varnothing 1,4$ мм. Вторичные обмотки 4-5, 5-6 и 9-10, 10-11 также разделены пополам, при этом в каждой из восьми секций содержится по 40 витков провода $\varnothing 2...2.1$ мм; обмотки 3-4, 6-7, 8-9, 11-12 не секционированы, имеют по 24 витка и намотаны в два провода $\varnothing 0,5$ мм.

Для обмоток следует использовать провод ПЭВ-2 или аналогичный. Экранная обмотка — незамкнутый виток из алюминиевой фольги, ламинированной лавсаном. Контакт с ней достигается с помощью, закладываемой под нее полоски луженой сетки. Экранная обмотка размещается между первичной и вторичной обмотками. Намотку катушек производят на гильзе с предельной плотностью укладки.

Рассмотрим работу автоматики. Пусковой ток трансформатора Т1 при включении усилителя кнопкой SB1 ограничивается резисторами R11 и R12 (рис. 7). Далее, по истечении примерно 20 с. эти резисторы шунтируются встречно-параллельной парой оптотиристоров VS1 и VS2, затем через 8 с подключается АС. Временная последовательность задается с помощью простейшего конечного автомата на микросхемах DD3 и DD4, а триггер DD5.2 используется для привязки момента включения оптотиристоров к моменту малого мгновенного напряжения в сети. Триггер DD5.1 фактически использован как инвертор.

После включения SB1 на выходе элемента DD1.4 за счет действия цепи R10C9 в течение примерно 2 с сохраняется напряжение низкого уровня, через инвертор DD3.2 оно обнуляет счетчики DD4. В этом состоянии оптотиристоры (а также реле К1) выключены, трансформатор Т1 подключен к сети через балластные резисторы, а нагрузка от усилителя отключена. По окончании режима сброса включаются генератор импульсов и делитель частоты в составе DD4. При этом на выходе первой секции делителя (выв. 1 DD4) появляются импульсы с частотой примерно 2 Гц, через элемент DD3.1 они проходят на вход второй секции делителя частоты. По прохождении 32 импульсов высокий уровень на выводе 5 DD4, следуя через DD5.2, открывает VT1, управляющий оптотиристорами VS1 и VS2. Еще через 16 последующих импульсов низкий уровень на выходе DD3.3 блокирует дальнейший счет и после инверсии в D-триггере DD5.1 открывает VT2, включающий обмотку реле К1.

Устройство контроля сетевого напряжения выполнено на резисторах R20 - R22, конденсаторе C8, диодах VD12 - VD14 и элементах DD1.3. DD1.4. Если в сетевом напряжении появляются пропуски периодов или резкие "провалы" напряжения, то напряжение в точке соединения R22 и C8 становится меньше порогового для DD1.3 (4...5 В), что приводит к сбросу DD4 через элементы DD1.4 и DD3.2. Импульсы с частотой сети для тактирования D-триггеров DD5 снимаются с выхода DD3.4. Появление в процессе пуска на выходе УМЗЧ постоянной составляющей величиной более 0,6...0,7 В вызывает срабатывание какого-либо из компараторов DA4, и через DD3.2 также сбрасывает DD4, что блокирует процесс включения.

Применение двух оптотиристоров вместо одного оптосимистора вызвано тем, что, во-первых, оптотиристоры менее дефицитны, а во-вторых, симисторам присуща асимметрия падения напряжения, вызывающая подмагничивание магнитопровода трансформатора постоянным током. Это резко увеличивает наводки.

Подключение АС к усилителю осуществляется двумя группами нормально разомкнутых контактов реле К1. Оптимальное (с точки зрения минимизации искажений) место включения контактной пары реле — в разрыв между собственно усилителем и выходным RLC-фильтром (конденсатор C52 остается подключенным к L1, R118 — См. схему на Рис. 4). На печатной плате усилителя для этого предусмотрены точки подпайки ленточного кабеля (ленточный кабель с чередующимися "прямым" и "обратным" проводниками использован для снижения паразитной индуктивности), идущего к контактам реле. Практически же, в случае

четырёхпроводного подключения нагрузки, контакты реле можно подключать и к выходу RLC-фильтра. в разрыв провода между точкой соединения L2, R120, R121 и выходной цепью УМЗЧ (+АС) с конденсатором С79 (он размещен на клеммах для подключения АС). Надо сказать, что реле — не очень надежный элемент, поскольку его контакты могут "пригореть".

Более надежное решение — построение защиты АС на основе шунтирования выхода усилителя мощным симистором, способным выдержать силу тока через пробитые транзисторы выходного каскада. Однако емкость столь мощного симистора весьма велика и, что самое главное, нелинейна (зависит от напряжения). Поэтому применение такого элемента увеличивает интермодуляционные искажения на высших звуковых частотах до сотых долей процента.

Отличительной особенностью устройства обнаружения постоянного напряжения на выходе усилителя является применение двухзвенного ФНЧ. Благодаря этому снижены постоянные времени фильтров и исключены оксидные конденсаторы, повышены надежность, чувствительность и быстродействие устройства защиты. Время его срабатывания с момента появления постоянного напряжения 2 В не превышает 0,25 с, при напряжении 20 В — не более 0,08 с. При срабатывании защиты АС отключаются также и оптодиоды.

Устройство индикации искажений в каждом канале представляет собой комбинацию из порогового узла с зоной нечувствительности (его еще называют "оконным" компаратором), построенного на двух элементах DA3.1. DA3.2, и цифрового ждущего мультивибратора с перезапуском (на соответствующей "половинке" DD2). Принцип его действия основан на том, что в исходном состоянии счет заблокирован высоким уровнем на выходе четвертого триггера счетчика. При сбросе счетчика, вызываемом срабатыванием любого из двух объединенных по выходу компараторов, низкий уровень на выходе четвертого триггера одновременно разрешает счет и зажигает светодиод индикации искажений (HL1 или HL2 соответственно). По приходу восьмого тактового импульса счетчик возвращается в исходное состояние, блокируя дальнейший счет. Одновременно гаснет соответствующий светодиод. Таким образом, индикация перегрузки действует в течение всего времени, когда напряжение на входах компараторов выходит за пределы зоны нечувствительности и сохраняется еще 7 - 8 периодов тактовых импульсов (3...3,5 с) после возвращения компараторов в исходное состояние.

Аналогичные "оконные" компараторы на элементах DA4 использованы и для определения наличия постоянной составляющей на выходе УМЗЧ. Опорные напряжения (0,5...0,6 В) компараторам заданы параметрическими стабилизаторами R18VD18 и R28VD19. Преобразование выходных уровней компараторов, питающихся от напряжений ± 12 В, к уровням логических микросхем, питающихся от источника +12 В, выполнено на резисторах R3 и R4, R7 и R8, R19 и R29. Цепь R25C12 обеспечивает форсированное включение и выключение реле К1. Использованное автором реле фирмы Omron имеет номинальное напряжение срабатывания 12...15 В и ток 40 мА. Однако можно подобрать отечественное реле, при необходимости изменив номиналы элементов R25, R45, C12. Единственное принципиальное требование к нему — его контакты должны быть рассчитаны на ток не менее 15 А при напряжении не менее 50 В.

Стабилизаторы источников питания для ОУ обоих каналов усилителя выполнены на микросхемах DA5 - DA8. Использование микросхем регулируемых стабилизаторов KP142ЕН12 (LM317) и KP142ЕН18 (LM337) вызвано двумя причинами. Во-первых, для повышения частотных характеристик и динамического диапазона ОУ их напряжение питания выбрано близким к максимально разрешенному (± 18 В) и нестандартно — $\pm 16,5...17$ В. В данном усилителе это вполне допустимо, поскольку ОУ по выходу

нагружены слабо. Требуемое выходное напряжение стабилизаторов задано внешними резисторами. Во-вторых, за счет применения конденсаторов C25, C28, C35 и C38 на порядок улучшено подавление пульсаций и шумов стабилизаторов (по сравнению с микросхемами на фиксированное выходное напряжение) — они не превышают 0,2 мВ. С целью предотвращения образования "земляных" контуров для каждого канала использованы отдельные изолированные источники питания.

Ввод напряжения сети производится через фильтр, образованный элементами C17 - C20 и T3 — так называемым синфазным трансформатором (или синфазным дросселем). Последний представляет собой обмотку из сложенных вместе жгутом трех проводов на ферритовом кольце большого типоразмера. Число витков обмотки не критично; для кольцевого магнитопровода сечением примерно 1 см² из феррита, например, марки 1500НМ, достаточно около 20 витков. Этот фильтр существенно улучшает защиту усилителя от помех, проникающих из сети. Все соединения в цепях ввода сети нужно выполнять проводом сечением не менее 2 мм. Фильтр R35R36C21 предотвращает проникание помех от работы тиристоров VS1, VS2 в малосигнальные цепи через трансформатор T2. Выключатель SB2, в зарубежной аппаратуре обозначаемый как "Ground Lift" (отсоединение "заземления"), позволяет при необходимости отключить корпус усилителя от защитного заземления сети, если оно имеется. Кстати, с той же целью повышения помехозащищенности данного усилителя предусмотрено включение синфазных трансформаторов и во входных сигнальных цепях. Об этой весьма полезной детали при конструировании аппаратуры зачастую забывают или экономят на ней. Поэтому некоторые мелкие фирмы (например, Transparent Audio Technology) организовали весьма прибыльный бизнес по торговле межблочными кабелями со встроенными синфазными трансформаторами (иногда с помехоподавляющими фильтрами) для улучшения помехозащищенности аппаратуры. Польза от этого действительно есть, но на \$500 (цена не самого дорогого межблочника вышеупомянутой фирмы) никак не тянет.

О возможных заменах элементов.

Микросхема K1401CA1 - точный аналог LM339 (BA10339, KA339, K1A339, HA17339, μ PC339). При их отсутствии можно использовать K554CA3. Аналогом KP1157EH1202 (в корпусе КТ-26) является микросхема 78L12 (другие аналоги могут иметь различие в цоколевке выводов), а KP1168EH12 — 79L12. Вместо KP142EH12 вполне подойдут LM317, KA317, а вместо KP142EH18 — LM337, KA337 (все в корпусах ТО-220). При монтаже их надо установить на радиаторы площадью 15...25 см². Транзисторы КТ972 (VT1, VT2) могут быть заменены на любые составные транзисторы структуры *n-p-n* (например, КТ829), рассчитанные на ток не менее 150 мА, или транзисторы, сохраняющие большой коэффициент передачи тока (более 60) при токе 100 мА, например, на КТ815. Диоды КД243 — это аналог 1N4002 - 1N4007, КД521 — 1N4148.

Резисторы R11, R12 — типа С5-16 или группы ПЭ. Основное требование к ним — способность выдерживать кратковременные перегрузки во время зарядки конденсаторов блока питания. С этой точки зрения отечественные резисторы оказываются более надежными. Конденсаторы C1, C2, C6, C7, C24, C27, C34, C37 — керамические, на напряжение 25 В, например, КМ-6, К10-17, К10-23 или аналогичные импортные, группа ТКЕ — Н30, хотя допустима и Н70. Конденсатор C16 — пленочный (К73-9) или керамический (К10-17) группы ТКЕ не хуже М1500. Конденсаторы C4, C5, C8 - C11, C13, C14 — К73-17 или аналогичные импортные. Помехоподавляющие конденсаторы C17 - C21 — типа К78-2 или аналогичные импортные, специально предназначенные для работы в цепях фильтрации (их корпус обычно усеян значками сертификации безопасности).

Оксидные конденсаторы — К50-35 или импортные аналоги. Резисторы R37 - R44 должны быть либо точными (серий С2-13, С2-26, С2-29 и т. п.), либо подобранными из близких по номиналу МЛТ, ОМЛТ, С2-23. Резисторы повышенной мощности, 2 Вт — МЛТ, ОМЛТ С2-23 или их импортные аналоги. Остальные маломощные резисторы могут быть углеродистыми — С1 -4, ВС и прочие. Выпрямительные мосты КЦ405 заменимы на КЦ402, КЦ404 или на набор диодов КД243 (1N4002 - 1N4007). В качестве оптотиристоров VS1, VS2 применимы любые из серии ТО125 с классом по напряжению 6 и более (ТО125-10-6. ТО125-10-8. ТО125-10-10, ТО125-12,5-6, ТО125-12,5-10 и т. п). Можно также использовать и серию ТО132.

Выпрямительные мосты серии КЦ407 также могут быть заменены на набор диодов КД243 (1N4002 - 1N4007).

Если усилитель планируется часто использовать на полной мощности, выпрямительные мосты в усилителе (VD38 - VD41 на Рис. 4) полезно упрочнить, включая параллельно в каждое плечо моста по паре диодов КД213, а при возможности — заменить на более мощные КД2997. Использовать низкочастотные выпрямительные диоды не следует из-за явно выраженного эффекта "скачкообразного восстановления": выключение диода происходит с задержкой на рассасывание накопленных носителей заряда. Окончание этого процесса порождает большие помехи. Шунтирование диодов конденсаторами при этом помогает слабо. С высокочастотными диодами (КД213, КД2997, КЦ2995 и т. п.) этой проблемы не возникает.

Можно также использовать диоды Шоттки, рассчитанные на напряжение не менее 100 В. Что касается применения импортных высокочастотных диодов, то их нужно брать на ток не менее 30 А, поскольку эта величина, как правило, для зарубежных высокочастотных диодов представляет собой либо допустимый пиковый ток, либо средневыпрямленный ток на активную нагрузку, а не средневыпрямленный ток при работе на емкостный фильтр, как для большинства отечественных диодов. В частности, можно порекомендовать диоды 40CPQ100 и 50CPQ100 (IR), однако розничная цена их составляет около 6...7\$.

Чтобы при повторении усилителя уйти от проблем, вызванных использованием дефектных и некондиционных компонентов, рекомендуем обратить внимание на их проверку. Поиск неисправной детали в широкополосном усилителе с глубокой ООС и непосредственной связью десятков транзисторов почти наверняка потребует больше сил, чем предварительный контроль элементов.

Проверка компонентов

Несмотря на то, что схемотехника и конструкция представленного усилителя гарантирует получение заявленных характеристик (при настройке только одного параметра — тока покоя резистором R60). это отнюдь не означает, что компоненты не нуждаются о проверке перед установкой.

Такая ситуация вызвана тем, что "растворение" небольшого количества бракованных изделий среди годной продукции практикуется отнюдь не только юго-восточными, но и многими западными фирмами, особенно при поставке в розничную сеть и в Россию. Отечественные предприятия также нередко "сбрасывают" в розничную пролажу или на радиорынки наряду с годными и бракованные изделия.

В результате вероятность покупки некондиционных элементов для частного лица, по оценкам и личному опыту автора, вряд ли ниже 2...4%. Иными словами, в среднем два-три элемента из сотни оказываются бракованными, и это при том, что в каждом канале усилителя более двухсот деталей.

Если учесть, что поиск неисправных элементов в уже собранной конструкции отнимает массу времени и сил, а также то, что один неисправный элемент может повлечь за собой неисправность других, необходимость входного контроля компонентов становится очевидной.

Проблема надежности осложняется тем, что в ТУ на многие как отечественные, так и зарубежные компоненты введен лишь небольшой (и зачастую недостаточный) набор параметров, удобных для контроля в массовом производстве. При этом ряд важных характеристик, например, таких, как критический ток и объемное сопротивление коллектора биполярных транзисторов, просто не нормируются и не проверяются при производстве, несмотря на то что их влиянием пренебрегать нельзя. Поэтому вполне возможна ситуация, когда, например, некий экземпляр транзистора формально исправен, но устанавливать его в конструкцию нежелательно, поскольку какой-либо из его параметров, не регламентированных в ТУ на поставку, оказывается намного хуже, чем в среднем для компонентов данного типа.

Именно поэтому при сборке устройств высокого класса необходима тщательная проверка компонентов. Что касается основной части пассивных элементов (резисторов, конденсаторов малой емкости, диодов, стабилитронов), то их проверка не вызывает проблем. Резисторы проверяют омметром на допустимое отклонение от номинала, а также на надежность контакта (у отечественных резисторов типов С1-4 и ВС бывают некачественно навальцованы контактные колпачки). Кроме того, выводы отечественных резисторов зачастую требуют облуживания перед сборкой. Применять активные флюсы при этом недопустимо, а для зачистки выводов лучше использовать "чернильный" ластик. Рекомендуемые типы маломощных резисторов — МЛТ, ОМЛТ, С2-23.

Наиболее высокие требования предъявляются к резисторам R1, R2, R7, R20, R22...R24, R29...R31, R36, R40, R122, R123. Эти резисторы обязательно должны быть металлодиэлектрическими или, что еще лучше, металлопленочными (Metal Film) — МЛТ, ОМЛТ, С2-23, С2-13, С2-26, С2-29В.

При подборе резисторов, если они с допуском $\pm 2\%$ и более, желательно выдержать следующие соотношения:

$$[(R23 + R24 + R122 + R123)/(R30 + R31)] \times [R29/(R36 + R40)] = 1 \text{ — с отклонением не более } 1...3\%;$$

$$[(R23 + R24 + R122 + R123)/R30] \times [R29/(R36 + R40)] = 2 \text{ — с отклонением не более } 2...3\%.$$

Большинство продаваемых в России импортных резисторов являются углеродистыми (Carbon), поэтому при приобретении импортных резисторов вместо вышеупомянутых есть риск купить под видом металлодиэлектрических углеродистые или композиционные. При этом лучше ориентироваться на резисторы с допуском 1% и менее, которые бывают углеродистыми только в подделках. Основные недостатки углеродистых и композиционных резисторов — большая нелинейность (до 0,05...0,1%) и повышенный шум при протекании через них тока.

Шумы резисторов складываются из термодинамического (со спектральной плотностью $\bar{e} = \sqrt{4kTR}$ и избыточного (токового) шума, проявляющегося при протекании тока через резистор и вызываемого флуктуациями сопротивления. В диапазоне звуковых частот

величина этого шума у углеродистых резисторов может превосходить 10 мкВ (на декаду частоты при падении напряжения 1 В). Как правило, это на порядок и более превышает тепловой шум такого резистора.

Из-за избыточного шума резисторов собственные шумы усилителя с увеличением уровня сигнала возрастают, и при использовании в качестве R1, R7, R22, R23. R24 углеродистых резисторов этот прирост может достигать 20...30 дБ! Применение металлопленочных резисторов снимает эту проблему: их шум составляет 0,1...0,5 мкВ/В. у металлодиэлектрических он несколько выше — 0,5...2 мкВ/В.

Резисторы R1, R2, R7, R20...R31, R35...R40, R42...R46, R59, R63, R94...R109, R122, R123 желательно использовать металлодиэлектрические (МЛТ, ОМЛТ, С2-23). Желательно также попарно подобрать R38, R44 и R59, R63, чтобы они отличались не более чем на 2...3%.

Требования к остальным резисторам значительно ниже. Так, резисторы R3...R6, R8...R19, R32, R34, R47...R58, R61, R62, R64...R93, R110...R117 и даже R33, R37, R39, R42, R43 могут быть углеродистыми без ущерба для характеристик усилителя. Подстроенный резистор R60 — керметный СПЗ-19а (из импортных также пригоден керметный или "полимерный"). Применять другие подстроечные резисторы, особенно открытой конструкции, не рекомендуется из-за низкой надежности. В качестве резисторов R118...R121 автором применены имевшиеся в наличии импортные (типа SQP), но они заменимы на С5-16 или параллельно соединенные двухваттные МЛТ, С2-23 и т. п.

Конденсаторы с емкостью до 1000 пФ целесообразно использовать керамические — К10-7В, К10-17, К10-43а, К10-47а, К10-50б (групп ТКЕ ПЗЗ...М75), из импортных — конденсаторы группы NP0. Конденсаторы менее термостабильных групп изготавливают из сегнетоэлектриков, обладающих нелинейными свойствами, пьезо- и пирозффектами и другими "достоинствами". Дурная слава керамических конденсаторов в звуковых цепях связана именно с этими особенностями. Конденсаторы с малым ТКЕ ведут себя, как правило, безупречно. Можно также использовать стеклоэмалевые конденсаторы СКМ, К22У-16, К22-5. Из пленочных конденсаторов малой емкости допустимо применение полистирольных (ПМ, К70-6) и аналогичных импортных, однако присущая им паразитная индуктивность может уменьшить запасы устойчивости.

Контроль конденсаторов малой емкости сводится к проверке их сопротивления утечки (не менее 100 МОм), величины емкости (допуск до $\pm 5\%$) и пробивного напряжения не менее 25 В (кроме С46, который должен выдерживать 50 В). Если используемый измеритель емкости позволяет определить добротность (или обратный ей тангенс угла потерь), то для исправных конденсаторов добротность на частотах 0,1...1 МГц должна быть не менее 2000. Меньшие значения свидетельствуют о дефекте в конденсаторе. Рекомендуемые приборы — Е7-12, Е7-14.

Конденсаторы С6, С8, С10...С12, С15, С19, С25, С40...С44 — блокировочные, поэтому особых требований к ним не предъявляется. Тем не менее желательно использовать керамические конденсаторы КМ-5, К10-17, К10-23 и аналогичные с группой ТКЕ не хуже Н30 (Х7R для импортных конденсаторов). Связано это с тем, что у конденсаторов групп Н70— Н90 (Z5U, V5V) на частотах выше нескольких мегагерц заметно падает реальная емкость. Проверять их имеет смысл только на отсутствие обрыва (наличия омкости) и пробоя при напряжении 25...30 В.

Разделительный конденсатор С1 — пленочный, лучше полипропиленовый, полистирольный или поликарбонатный (К78-26, К71-4, К71-5, К71-7, К77-1, К77-2а). Однако габариты у них, кроме К77-2, весьма велики, и поэтому автор применил лавсановые

конденсаторы K73-17, отобранные по добротности на частотах 100 Гц (не менее 700) и 1 кГц (не менее 200). Разница в емкости на частотах 100 Гц, 1 кГц и 10 кГц не должна превышать 3%.

К сожалению, вероятность брака у низковольтных K73-17 в отдельных партиях бывает весьма велика, поэтому при отсутствии измерительных приборов рекомендуется применять более высоковольтные (на 160 или 250 В). По той же причине в качестве C77, C78 использованы высоковольтные конденсаторы. Кстати, замечу, что исследование импортных конденсаторов популярных у аудиофилов марок (например, MIT, SOLEN) показало отсутствие преимуществ даже перед хорошими экземплярами K73-17, не говоря уже о K78-2 и особенно K71-7.

Номинал C1 выбран из условия получения частоты среза около 20 Гц, но при использовании усилителя с малогабаритной АС имеет смысл повысить частоту среза до 40...50 Гц во избежание перегрузки низкочастотных головок громкоговорителей. Качество, а зачастую и "количество" басов при этом даже улучшается за счет снижения искажений, вызываемых чрезмерным ходом диффузора. Разброс емкости конденсаторов C1 в каналах УМ не должен превышать 5%

Конденсаторы C5, C9, C31, C32, C35, C37, C39, C45, C47...C51, C77, C78 - лавсановые — K73-17 или аналогичные импортные (майларовые, полиэфирные). Основное требование к ним — малые габариты и умеренная паразитная индуктивность (не более 0,02...0,04 мкГн). После приобретения конденсаторов желательно проверить их эквивалентное сопротивление на высоких частотах (См. далее), поскольку встречается дефект контакта алюминиевой металлизации обкладок с торцевой заливкой конденсатора на основе цинка или оловянно-свинцового припоя. Наиболее это важно для C47...C49, C77 и C78. Активная составляющая их сопротивления не должна превышать 0,2...0,3 Ом.

Конденсаторы C52 и C79 — полипропиленовые, K78-2 или аналогичные импортные с малой индуктивностью (помехоподавляющие). Их замена на конденсаторы других типов нежелательна, емкость же не критична: номинал C52 — в пределах 4700...2200 пФ, C79 — 1500...3300 пФ. Проверка сводится к контролю по допустимому напряжению (не менее 50 В), емкости и добротности (не менее 1000 на частоте 100 кГц или 1 МГц).

Оксидные конденсаторы C2, C4, C13, C14, C20, C27, C30, C33, C53...C76, C80, C81 — отечественные K50-35, K50-68. При выборе импортных конденсаторов важен не столько изготовитель, сколько реальные их характеристики. Наилучшими являются конденсаторы с малой индуктивностью и малым эквивалентным последовательным сопротивлением — ЭПС (в импортных это группа "Low ESR"). В основном они предназначены для импульсных блоков питания. Подобные конденсаторы выпускаются многими изготовителями, но они дороже обычных и их приобретение нередко возможно только под заказ. Из обычных конденсаторов можно рекомендовать изделия Hitachi, Marcon, Nichihon, Rita, Rubicon, Samsung. Кстати, внимательный анализ каталогов фирм-изготовителей оксидных конденсаторов показывает, что так называемые конденсаторы "For Audio" с большой емкостью в лучшем случае оказываются ничем иным, как конденсаторами группы "Low ESR" с измененной маркировкой.

Проверка оксидных конденсаторов относительно малой емкости (C2, C4, C13, C14, C20, C27) сводится к замеру их тока утечки при номинальном напряжении (не более 10...20 мкА), а также оценке их индуктивности и ЭПС. Способ измерения тока утечки очевиден, а определение последовательного сопротивления и индуктивности проводят следующим образом.

Через конденсатор, подключенный последовательно с непроволочным резистором сопротивлением $R = 300...750 \text{ Ом}$ (0,5...1 Вт) к генератору синусоидального сигнала с выходным напряжением не менее 5 В. пропускается переменный ток различной частоты, а

напряжение на нем измеряют милливольтметром или осциллографом. График зависимости напряжения на конденсаторе от частоты в диапазоне 1 кГц...1 МГц строят в логарифмических координатах по обеим осям (Рис. 8). Обычно он имеет вид тупого угла вершиной вниз, причем ход левой ветви определяется эффективной емкостью конденсатора, рост напряжения на более высоких частотах связан с паразитной индуктивностью конденсатора, а "острота" угла зависит от последовательного сопротивления.

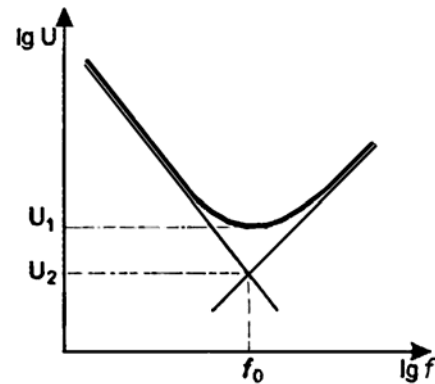


Рис. 8. График зависимости напряжения на конденсаторе от частоты

Эти величины с достаточной для практики точностью можно определить по графику следующим способом.

Во-первых, находят напряжение U_1 , соответствующее минимуму кривой. Во-вторых, строят касательные к поднимающимся вверх "ветвям" кривой и отмечают точку их пересечения (рис. 8). Напряжение и частота, соответствующие точке пересечения, обозначают как U_2 и f_0 соответственно.

После этого нетрудно найти ЭПС. эффективную емкость и паразитную индуктивность конденсатора по формулам:

$$R_{ЭП} = R \times U_1 / U_G;$$

$$C_{ЭФФ} = 2\pi f_0 R \times U_G / U_2;$$

$$L_{ПАР} = R \times U_2 / (2\pi f_0 R \times U_G);$$

где $R_{ЭП}$ — ЭПС. U_G — напряжение генератора.

Естественно, график достаточно построить только для одного-двух экземпляров конденсаторов, импеданс остальных проверяют в двух-трех точках на частотах, соответствующих минимуму последовательного сопротивления, и на частоте около 1 МГц. Допустимая величина ЭПС — не более 0,1...0,15 Ом для конденсаторов на 4700 и 3300 мкФ и не более 1,5 Ом для конденсаторов на 220 мкФ. Их допустимые индуктивности — соответственно не более 0,02...0,05 мкГн.

При невозможности проверки оксидных конденсаторов большой емкости для "подстраховки" их можно зашунтировать пленочными или керамическими на соответствующее напряжение с номиналом в несколько микрофард.

Проверка маломощных диодов, кроме контроля прямого напряжения (не более 0,7 В при токе 20 мА), сводится к оценке их тока утечки при небольшом обратном напряжении — 3...6 В. Для этой цели подходит, например, стрелочный вольтметр с пределом

измерения не менее 100 МОм. например. ВК7-9, ВК7-15. Так. у ВК7-9 на пределе 100 МОм ток полного отклонения стрелки составляет 60 нА, а заметное ее отклонение возникает уже при токе 1 нА. При измерении обратного тока диоды надо защищать от света.

Наиболее жесткие требования в отношении тока утечки предъявляются к VD1, VD2, VD15, VD16 (не более 2...3 нА при температуре +60...80°C); для VD9...VD14 допустим ток не более 10...15 нА. Особо стоит отметить требования к диодам VD26, VD27 — это прямое падение напряжения не более 0,7 В (при температуре 20°C и токе 20 мА). и ток утечки не более 3...5 мкА при обратном напряжении 120 В и температуре +60...80°C. В отношении остальных малосигнальных диодов достаточно ограничиться простой проверкой с помощью омметра.

Выпрямительные диоды VD28...VD31, и особенно VD36...VD41, должны быть проверены на пробивное обратное напряжение — не менее 100 и 150 В соответственно (при величине обратного тока до 100 мкА и температуре +60...80°C). Кроме того, необходимо проверить прямое напряжение на диодах VD36...VD41 при протекании импульса тока 50...60 А.

Схема для такой проверки приведена на Рис. 9. Наблюдаемая на осциллографе величина прямого напряжения на диодах для моста VD38...VD41 не должна превышать 1,3...1,5 В. Для диодов VD36, VD37 это напряжение допускается большим — до 2 В. Выпрямительные диоды с завышенным падением напряжения на предельных токах являются потенциально ненадежными.

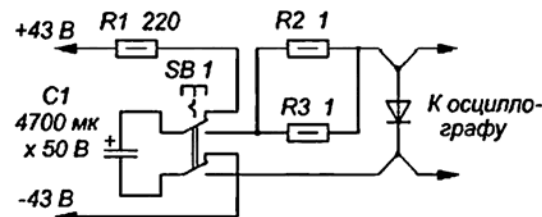


Рис. 9. Схема проверки выпрямительных диодов

Стабилитроны VD22...VD25 проверяют обычным способом на напряжение стабилизации при токе 7...8 мА. При установке стабилитронов в усилитель желательно, чтобы напряжение стабилизации VD23 было равным или примерно на 70... 100 мВ большим, чем у VD24.

Транзисторы VT1—VT10, VT44, VT45 достаточно проверить на коэффициент передачи тока базы и пробивное напряжение $U_{КЭ}$. Коэффициент $h_{21Э}$ для VT1...VT4 должен быть в пределах 80...600, VT5...VT12 — в пределах 50...250 при токе коллектора 5...10 мА. Пробивное напряжение для VT1...VT4 при отключенной базе и температуре 80... 100°C должно быть не менее 25 В. для VT5, VT8, VT9, VT10, VT44, VT45 — не менее 80 В. а у VT6, VT7 — не менее 40 В. Критерием начала пробоя считается увеличение тока свыше 50 мкА. При выборе транзисторов экземпляры с наибольшим коэффициентом $h_{21Э}$ лучше использовать в качестве VT6, VT7. Транзисторы VT11, VT12 и VT15 должны иметь $h_{21Э}$ не менее 50 и начальный ток коллектора $I_{КЭ0}$ не более 5 мкА при температуре 60...80°C и напряжении $U_{КЭ} = 6...10$ В.

Коэффициент передачи тока для VT13, VT14 не критичен; важно лишь, чтобы при токе коллектора 10 мА и $U_{КЭ} = 6...10$ В он был больше 40. Требования к транзисторам VT16...VT19 более жесткие — их $h_{21Э}$ при токе коллектора около 10 мА и $U_{КЭ} = 5$ В должен быть не менее 60 (лучше 70...100). Аналогичное требование предъявляется и к VT20...VT27. Подбирать транзисторы по коэффициенту $h_{21Э}$ нет надобности, достаточно, если разброс не превышает 50...80%.

Для выходных транзисторов (VT28...VT43) коэффициенты $h_{21Э}$ должны быть не менее 40 при токе 1 А. Применять транзисторы с $h_{21Э} > 80$ нежелательно, поскольку их область безопасной работы меньше. Напряжение пробоя $U_{КЭ0}$ при отключенной базе должно быть не менее 100 В при токе 20 мкА для VT13, VT14, VT16...VT19 и не менее 80 В для VT20...VT43 (при токе начала пробоя 0,2 мА для VT20...VT27 и 2 мА для VT28...VT43). Температура проверки напряжения $U_{КЭ0}$ — 60...80°C.

Для VT13, VT14, VT16...VT43 требуется более тщательная проверка. Это связано с тем, что дефекты в любом из этих транзисторов с большой вероятностью приводят к выходу из строя ряда других.

В связи с этим у них дополнительно желательно проверить критический ток и объемное сопротивление коллектора. Чрезмерно высокое сопротивление (характерное для высоковольтных транзисторов) приводит к раннему входу транзистора в режим квазинасыщения. Транзистор в этом режиме сохраняет работоспособность, но его усилительные и частотные свойства резко снижаются: граничная частота падает на один, а то и на два порядка, уменьшается коэффициент передачи тока и возрастает эффективная емкость коллектора. Столь резкое увеличение инерционности транзисторов, помимо ухудшения характеристик усилителя, приводит к риску его самовозбуждения на частотах 0,6...2 МГц с последующим выходом из строя из-за перегрева сквозными токами. В связи с этим попадание транзисторов VT13, VT14, VT16...VT42 в режим квазинасыщения исключено за счет выбора их режимов с относительно малыми рабочими токами. Дальнейшее уменьшение токов приведет к снижению скорости нарастания и запаса устойчивости усилителя.

Тем не менее, поскольку разброс объемного сопротивления коллектора изготовителями транзисторов не нормируется, необходима проверка. В любительских условиях она заключается в определении зависимости $h_{21Э}$ от напряжения $U_{КЭ}$.

Методика состоит в установке заданного тока коллектора транзистора при напряжении $U_{КЭ} = 5...10$ В регулировкой тока базы и последующем снижении этого напряжения до величины, соответствующей снижению тока коллектора на 10...15% (при том же токе базы). Это напряжение, при котором начинается резкое падение тока коллектора, и будет пороговым для начала квазинасыщения транзистора (при данном токе коллектора).

Пороговое напряжение транзисторов КТ9115 должно быть не более 5 В при токе коллектора 14 мА, а КТ969 — 3 В при том же токе. В качестве VT13 желательно использовать транзисторы с наименьшим напряжением порога квазинасыщения. Величину $h_{21Э}$, принимаемую за начальную, для них нужно измерять при $U_{КЭ} = 10...12$ В.

Транзисторы КТ961 и КТ639 проверяют на токе 100...150 мА, измеряя начальный коэффициент $h_{21Э}$ при $U_{КЭ} = 5$ В. Пороговое напряжение при этом токе не должно превышать 1,5 В для КТ639 и 1,2 В для КТ961.

Транзисторы КТ818 и КТ819 проверяют при токе 2 А, при этом начальный $h_{21Э}$ нужно измерять при $U_{КЭ} = 5$ В, а пороговое напряжение не должно превышать 1,8 В для КТ818 и 1,5 В для КТ819.

Проверка критического тока для транзисторов КТ818 и КТ819 состоит в измерении $h_{21Э}$ при $U_{КЭ} = 5$ В и двух значениях тока коллектора: 1 А и 3 А. Уменьшение $h_{21Э}$, измеренного на токе 3 А, допустимо до 65% от значения, соответствующего току 1 А.

Транзисторы КТ818 и КТ819 с индексами Г1 являются точными аналогами КТ818ГМ и КТ819ГМ и отличаются только типом корпуса (пластмассовый — КТ43-1).

Поскольку при проверке транзисторов и токах более 50 мА на них выделяется достаточно большая для нагрева мощность, измерения нужно производить либо очень быстро (в течение нескольких секунд), либо установив транзисторы на теплоотвод. Проверка ОУ DA1, DA3, DA4 состоит в следующем.

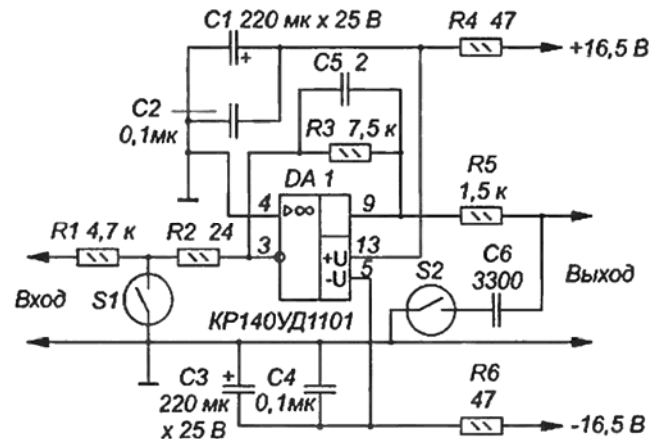


Рис. 10. Схема проверки частотных и скоростных характеристик ОУ

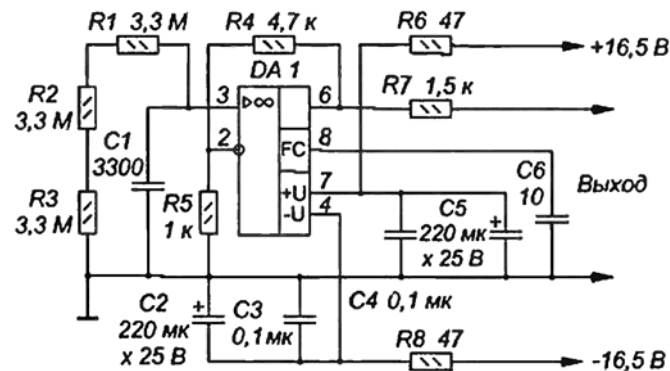


Рис. 11. Схема проверки ОУ DA2, DA5

Частотные и скоростные характеристики проверяют по схеме на Рис. 10 с помощью осциллографа и генератора. Критерием годности является скорость нарастания и спада прямоугольного сигнала большой амплитуды (5 В на входе) не менее 60 В/мкс и отсутствие видимых искажений формы синусоидального сигнала амплитудой 4 В вплоть до частоты 1,5...2 МГц. Ток потребления

ОУ без сигнала (измеряется по падению напряжения на резисторах фильтра питания) должен быть в пределах 5...10 мА, амплитуда максимального выходного напряжения на частоте 20 кГц — не менее ± 14 В. Выход из ограничения не должен сопровождаться переходными процессами.

Шумы и напряжение смещения проверяют при короткозамкнутом входе и замыкании контактов S1 и S2, переводящих ОУ в режим масштабного усилителя с коэффициентом передачи, равным 50 дБ (включение S2 ограничивает полосу шума до 50 кГц). Напряжение шума на выходе не должно превышать 1,4 мВ (7 мВ от пика до пика на экране осциллографа), а смещение по постоянному току — не более $\pm 1,5$ В.

Проверку ОУ DA2 проводят, включив его по схеме, показанной на Рис. 11. Критерием годности является присутствие на выходе постоянного напряжения не более 200 мВ и появление на выходе ОУ сигнала наводок при касании рукой вывода 3 DA2.

ОУ DA5 проверяют по аналогичной схеме. На его выходе в установившемся режиме (через 1...2 мин) постоянное напряжение не должно превышать 80 мВ, а размах напряжения шума на экране осциллографа — не более 1 мВ (от пика до пика). При измерении шумов должна быть обеспечена хорошая экранировка.

Особенности печатной платы и монтажа усилителя

Плата размерами 310 x 120 мм (См. Рис. 12) выполнена из двустороннего фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,5...2 мм с металлизацией отверстий. Она рассчитана на установку в выходном каскаде до 12 штук на плечо мощных транзисторов в корпусах КТ-28 (например, КТ818Г и КТ819Г) или ТО-220 (с шагом выводов 2,5 мм).

На Рис. 13 представлено расположение элементов на плате одного канала (См. Рис. 12). Помимо большинства элементов, указанных на принципиальной схеме (Рис. 4), на плате предусмотрена установка ряда дополнительных компонентов. Для сохранения соответствия нумерации прежних и новых элементов на плате им присвоены очередные порядковые номера или буквенные индексы, например, VT23A, R86B.

Плата рассчитана на установку более распространенных мощных транзисторов КТ818Г и КТ819Г до 12 штук на плечо. В связи с этим увеличено число транзисторов во второй ступени повторителя (VT20...VT27B) с четырех до шести на плечо, а также увеличены токи покоя VT16...VT27B. Кроме того, потребовалось изменить номиналы ряда резисторов: R76, R77 теперь — 130...150 Ом (вместо 390 Ом), R78...R81 — по 8,2...10 Ом (вместо 15 Ом). Номинал R64, R66 также имеет смысл уменьшить до 10 Ом. Транзисторы VT16...VT19 надо снабдить пластинчатыми теплоотводами из алюминиевого сплава толщиной 1,5...2 мм и площадью поверхности не менее 25 см² — по одному на каждую пару транзисторов. Для VT13 и VT14 также предусмотрены небольшие теплоотводы (8...10 см²). Для уменьшения нагрева VT13, VT14 можно также слегка увеличить номиналы R59 и R63 до 160 Ом (вместо 150 Ом).

Далее, номиналы R82...R85 снижены до 13 Ом (вместо 68 Ом), а R86...R93 — до 3,3 Ома (вместо 4,7 Ома). Изменения коснулись также номиналов цепей коррекции — C16 теперь имеет емкость 470 пФ (вместо 270), R25 и R26 — по 2,7 кОм (вместо 4,7 кОм и 1 кОм соответственно). R33 теперь имеет номинал 47 Ом (вместо 220). R38 и R44 — по 2,2 кОм (вместо 2 кОм). R64 и R66 — по 10 Ом (вместо 15). Конденсаторы C17, C18 могут быть либо заменены одним трубчатым на 3...3,3 пФ, либо двумя по 6,2 пФ (при необходимости подбирается по виду переходного процесса).

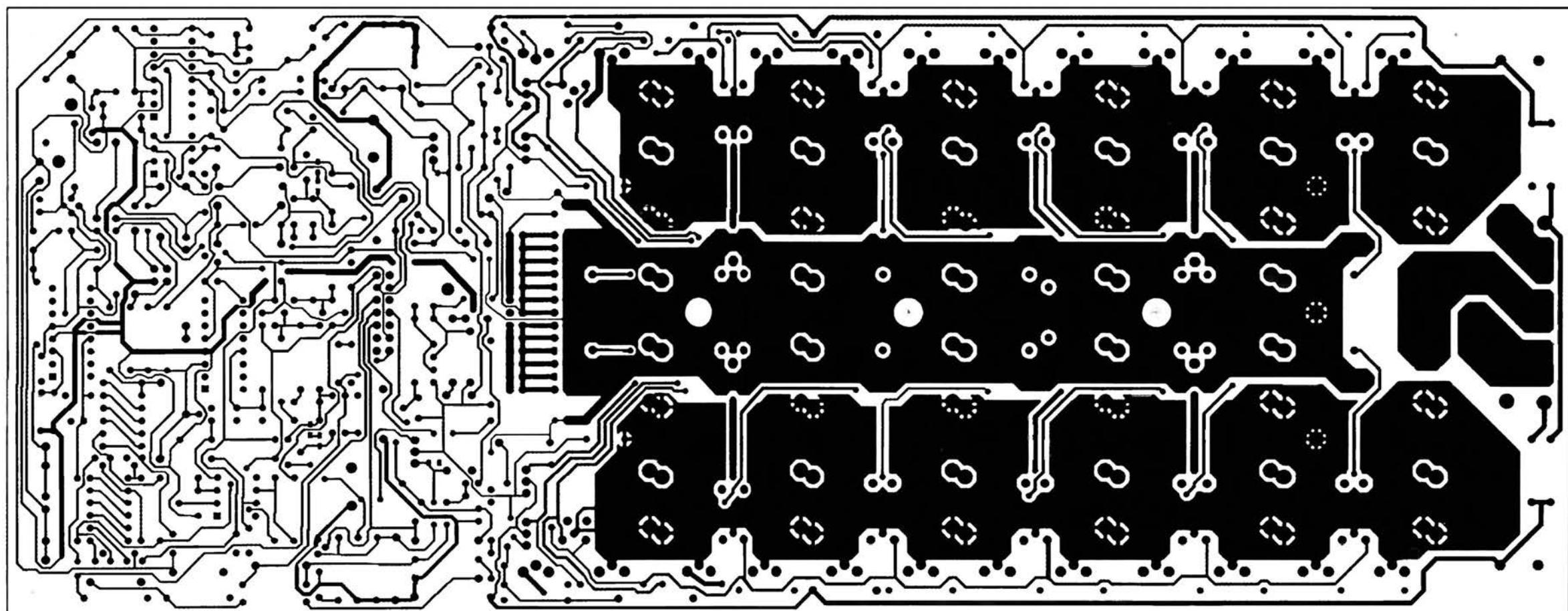
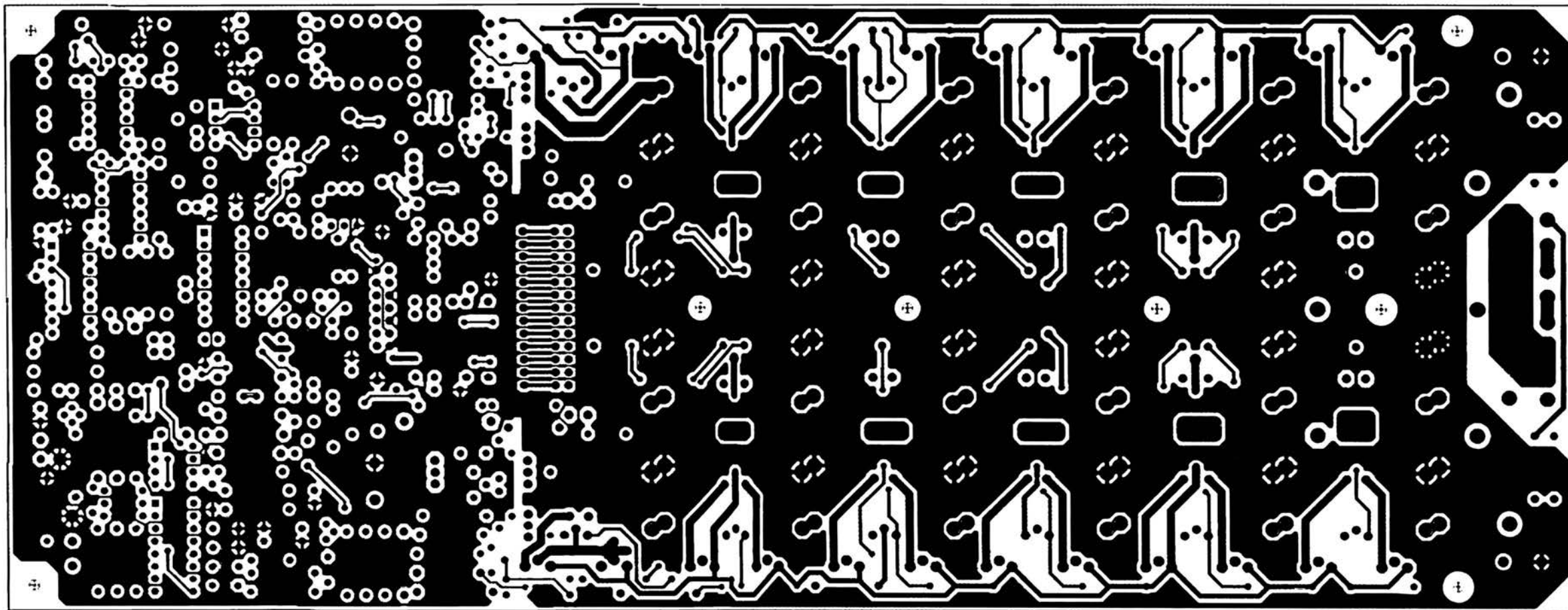


Рис. 12. Топология печатной платы

Для увеличения минимального падения напряжения на VT20...VT43 при открывании VD26, VD27 желательно последовательно с эмиттером транзисторов VT16...VT19 включить по диоду типа КД521А в прямом направлении. На плате места для них нет, поэтому диод удобнее всего впаять в разрыв между соответствующим выводом эмиттера и контактной площадкой.

В дополнение к индикации искажений собственно УМ (вызываемых "жестким" ограничением выходного сигнала) введена возможность индикации срабатывания "мягкого" ограничителя. Это достигается за счет изменения его схемы (См. Рис. 14). При срабатывании "мягкого" ограничителя на резисторе R126 появляется напряжение соответствующего знака, абсолютная величина которого достигает величины 0,6 В при превышении порога мягкого ограничения всего на 90...100 мВ. Дальнейшее увеличение этого напряжения выше 1,2...1,3 В блокируется диодами VD46...VD49.

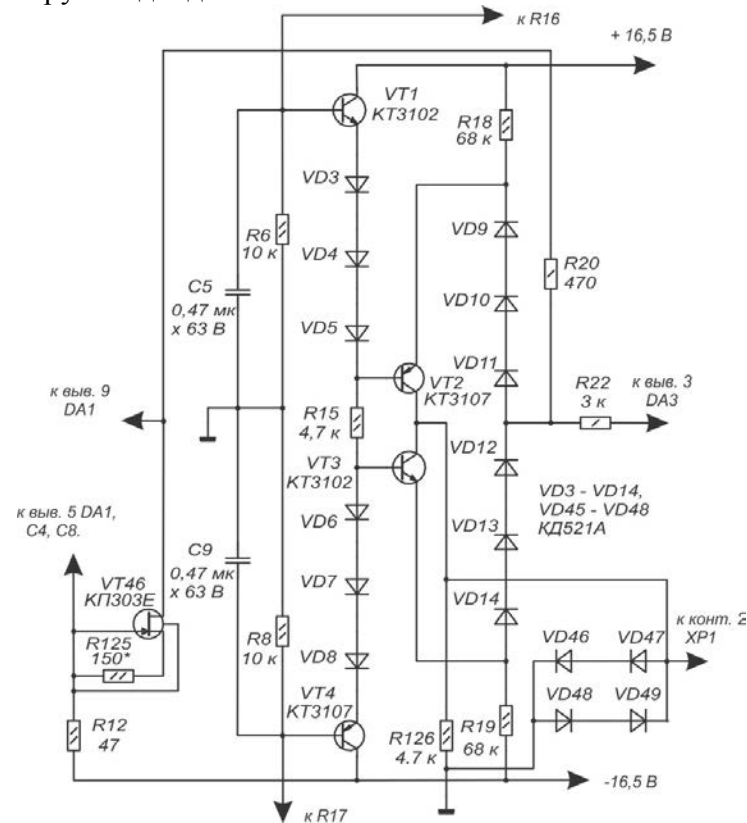


Рис. 14. Схема индикации "мягкого" ограничителя

Кроме того, предусмотрена возможность вывода выходного каскада ОУ DA1 в режим класса "А" для снижения его нелинейности и эффектов детектирования ВЧ помех при работе на относительно низкоомную (3,5 кОм) нагрузку. Источник тока величиной

Для предельного уменьшения паразитной индуктивности монтажа выводы транзисторов выходного каскада VT20...VT43 запаены непосредственно в печатную плату. Эта мера вызвана тем, что паразитная индуктивность эмиттерного вывода мощного транзистора снижает его фактическую граничную частоту. С учетом этого становится очевидным, что для реализации быстродействия даже сравнительно "медленных" выходных транзисторов с граничной частотой 5...8 МГц необходимо всемерное снижение паразитной индуктивности монтажных проводников за счет уменьшения площади петель протекания тока и размещения их вблизи проводящих плоскостей.

-

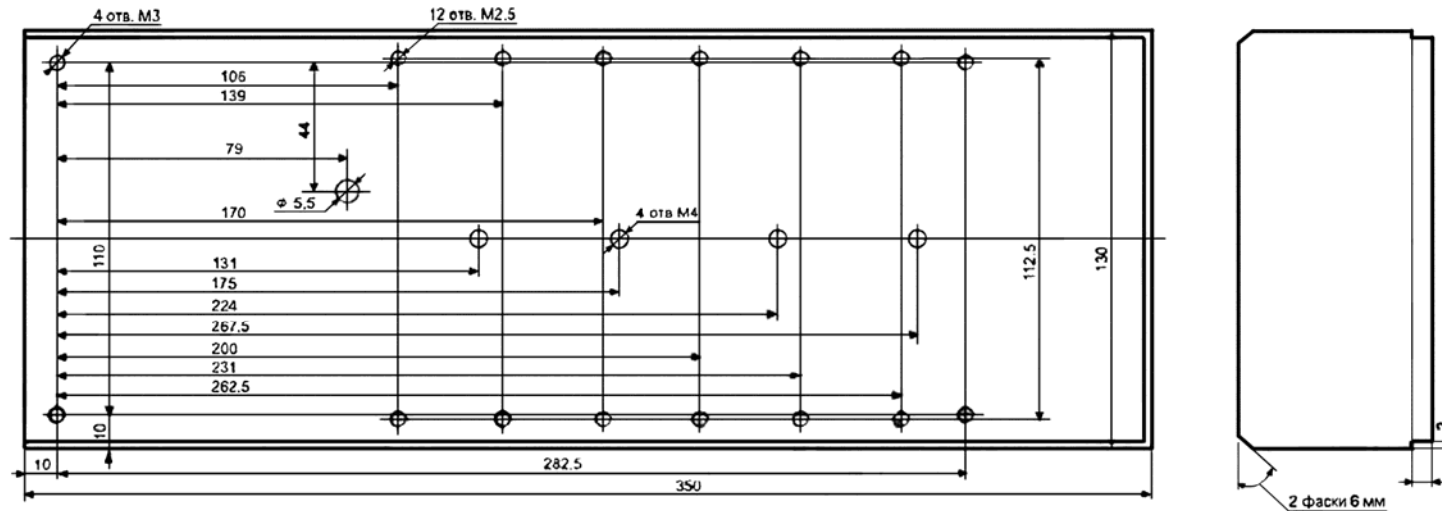


Рис. 15. Чертеж теплоотвода

С этой целью, в частности, выходные транзисторы, как и диоды VD37...VD41 (на рис. 13 они показаны красным цветом), размещены под печатной платой со стороны теплоотвода и изолированы от него прокладкой из теплопроводящей резины типа "Номакон" или аналогичной, в крайнем случае, из лавсана. Можно также применить слюду, бериллиевую или алюмонитридную керамику в сочетании с теплопроводящей пастой. При использовании прокладок, особенно тонких, нужно очень тщательно проверять чистоту сопрягаемых поверхностей для предотвращения попадания на них металлических опилок или заусенцев.

Два теплоотвода для двух каналов интегрированы в корпус усилителя в виде его боковых стенок. Чертеж теплоотвода приведен на Рис. 15. Прижим VT28...VT43 и VD36...VD41 осуществляется с помощью стальной пластины (Рис. 16).

При "планарном" размещении мощных полупроводниковых приборов плата конструктивно объединяется с теплоотводом. Это обстоятельство требует использования особой технологии сборки усилителя.

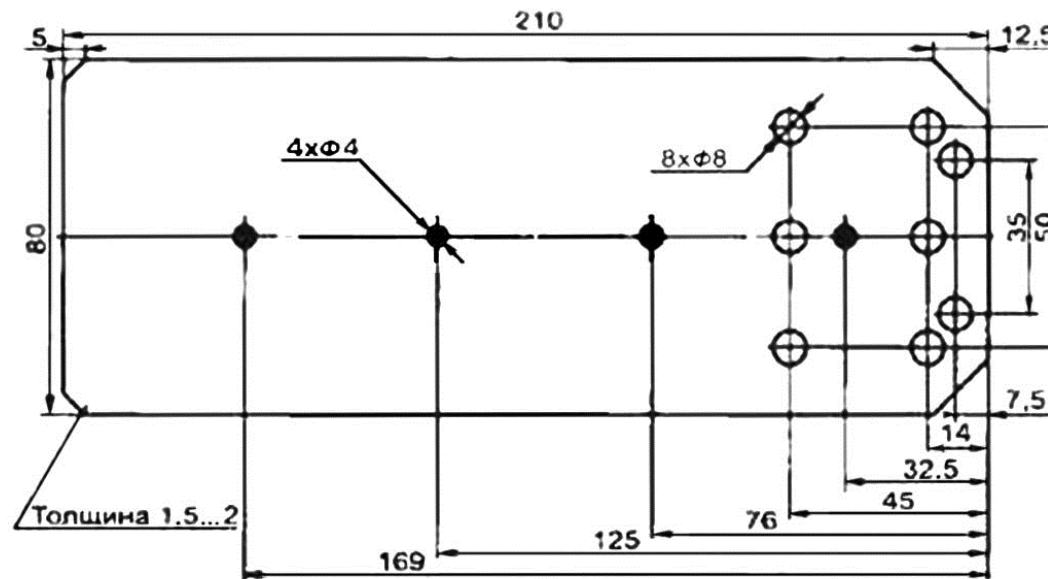


Рис. 16. Чертеж прижимающей стальной пластины

Сначала на печатную плату монтируют все детали, кроме конденсаторов С80, С81, транзисторов VT15, VT20...VT43 и диодов VD36...VD41. Далее эти транзисторы (кроме VT15) и диоды с отформованными выводами раскладывают по посадочным местам на теплоотводе, например, с помощью кондуктора и прижимают пластиной (о ней ниже) так, чтобы оставалась возможность их перемещения при небольшом усилии. Затем на их выводы надевают плату, используя для совмещения выводов с отверстиями подвижность элементов. После этого плату фиксируют на крепежных стойках высотой 10 мм (четыре отверстия вблизи углов платы) или на нескольких временных опорах, например, десятимиллиметровых кубиках из твердого дерева. Далее пропаивают все выводы VT20...VT43 и VD36...VD41. После этого освобождают прижим, и плату вместе с диодами и транзисторами снимают с

радиатора. Проверяют качество пайки VT20...VT43, VD36...VD41 (выводы VD40, VD41, оказывающиеся под C80, C81. не должны выступать из платы более чем на 0,6 мм) и монтируют конденсаторы C80, C81. Установку транзисторов и диодов можно проводить в несколько приемов, начинать удобнее с VT28...VT43. Транзистор VT15, выполняющий функцию датчика температуры, впаивают в плату так, чтобы его корпус входил в глухое отверстие, просверленное в теплоотводе. Подобная конструкция обеспечивает наименьшую паразитную емкость этой высокоомной цепи усилителя. Затем остается только смазать все контактирующие поверхности тонким слоем теплопроводящей пасты, заполнить пастой отверстие в теплоотводе для VT15 и аккуратно все собрать "начисто".

При раскладке транзисторов следует руководствоваться правилом: транзисторы с наименьшим $h_{21Э}$ располагаются со стороны малосигнальной части платы усилителя, а с наибольшим — со стороны XP4.

Транзисторы VT20...VT27 крепят к теплоотводу через изолирующие прокладки, используя шпильки с гайками или болты M2,5 с шестигранной головкой. Гайки (или болты) затягивают рожковым ключом. Для предотвращения замыканий крепежа с коллектором транзистора на шпильки надевают отрезки тонкостенной изоляционной трубки диаметром 2,8...3 мм и длиной 2 мм. Такую трубку нетрудно изготовить, намотав, например, несколько витков лавсановой липкой ленты ("скотч") на слегка смазанной машинным маслом оправке диаметром 2,5...2,6 мм.

Посадочные плоскости транзисторов и диодов перед установкой нужно шлифовать на бруске. После этого с целью предотвращения надрезания прокладок снимают небольшие фаски (0,2...0,3 мм) с кромок крепежных отверстий и корпусов транзисторов.

Для подключения реле коммутации нагрузки на плате установлена 26-контактная секция штыревого разъема XP2 типа PLS [10], применяемого в компьютерах, к четным контактам разъема подключена цепь выходного фильтра, к нечетным контактам — выход мощного каскада усилителя. Если есть сомнения относительно качества имеющихся разъемов, кабель, идущий от реле, можно распаять непосредственно на плате.

Выходной сигнал с платы каждого канала усилителя тоже подается по 26-жильному ленточному кабелю через разъем XP3. "Сигнальными" служат нечетные контакты, а четные контакты соединены с общим проводом. При этом элементы выходного фильтра L1, L2, R118...R121, C77...C79, а также переключки S2 и S3 расположены на небольшой экранированной плате, размещаемой вблизи выходных клемм усилителя так, чтобы был обеспечен доступ к переключкам со стороны задней панели. Расстояние между катушками — не менее 25 мм, причем их лучше располагать под прямым углом друг к другу.

Катушка L1 (1,3 мкГн) имеет 11, а L2 (1,8 мкГн) — 14 витков провода ПЭВ диаметром 1,7...2 мм. Они намотаны виток к витку на каркасе диаметром 18 мм. Витки фиксируют эпоксидной смолой.

Экран платы фильтра выполнен из немагнитного материала. Он должен быть удален от катушек не менее чем на 25 мм. Для сохранения устойчивости усилителя длина ленточных кабелей не должна превышать 350 мм.

С целью упрощения монтажа усилителя диодные мосты выпрямителей ± 53 В (VD8, VD9 — на Рис. 7) перенесены из блока автоматики на платы УМ. Каждый мост (на плате — VD42...VD45) собран на отдельных диодах КД243Б, КД243В или КД247Б. Для уменьшения пикового тока конденсаторы C80, C81 надо взять меньшей емкости — 1000 мкФ.

Выводы обмоток трансформатора питания Т1 подключены к плате усилителя через восьмиконтактный разъем ХР4 типа МРW-8 [11] с шагом выводов 5.08 мм. Надежность и малое переходное сопротивление достигается дублированием контактов силовых цепей. Вместо разъема можно установить клеммный соединитель или просто впаять провода в отверстия печатной платы.

Таблица 1. Назначение и нумерация контактов разъема ХР1

№ контакта ХР1	Назначение
1	Общий провод источника питания
2	Сигнал срабатывания мягкого ограничителя
3	Напряжение питания –16,5 В
4	Напряжение питания +16,5 В
5	Контроль выхода УМЗЧ
6	Общий провод источника питания
7	Анод светодиода индикации перегрузки
8	Катод светодиода индикации перегрузки
9	Цепь кнопки SB1 "Сброс"
10	Общий провод источника питания
11	Напряжение питания +16,5 В
12	Напряжение питания –16,5 В
13	Выход усилителя DA2 к индикатору искажений
14	Общий провод источника питания

Для удобства монтажа все соединения между платой усилителя и блоком автоматики выведены на один разъем — ХР1. Поэтому вместо разъема с тремя контактами (ХР1 — на Рис. 4) на плате установлен один разъем типа IDC14 с 14-ю контактами. Назначение и нумерация его контактов изменены в соответствии с Табл. 1. Соответственно корректируют и нумерацию контактов ответной части разъема (XS1 — на рис. 5), через которые индикатор перегрузки и кнопка "Сброс" соединены с платой усилителя. Резистор R16 (R26 — для другого канала) фильтра НЧ устройства обнаружения постоянного напряжения (См. Рис. 7) подключен к выходу усилителя через контакт 5 разъема ХР1 и дополнительный защитный резистор R124 (сопротивлением 0,3...4,7 кОм — на схеме он не показан, но на плате он есть). Сигнал срабатывания мягкого ограничителя (См. Рис. 14) поступает на индикатор (о нем в следующей части статьи) через дополнительный пороговый узел, выполненный аналогично индикатору искажений.

В варианте, когда индикатор мягкого ограничения не вводится, диоды VD46— VD49 на плату усилителя не устанавливают, а вместо резистора R126 впаивают перемычку. Элементы VT46, R125 не устанавливают, если ОУ DA3 не требуется переводить в режим класса "А".

Вместо переключки S1 (См. Рис. 4) на плате установлена четырехштырьковая секция разъема PLS, выполняющая сразу несколько функций. Во-первых, можно менять режим работы компенсатора падения напряжения на проводах к АС. Установка переключки между контактами 2 и 1 соответствует четырехпроводному режиму, а переключка между контактами 2 и 4 включает трехпроводный режим (как в [3]). Во-вторых, при проверке усилителя этот разъем служит для подачи испытательного сигнала на усилитель через резистор R30 в обход входного ФНЧ и мягкого ограничителя. Это позволяет суммировать сигналы от двух генераторов для измерения интермодуляционных искажений и наблюдать переходные процессы в усилителе при импульсном сигнале прямоугольной формы.

Эксперименты с двумя опытными образцами усилителя показали, что у оказавшихся в нашем распоряжении транзисторов КТ9115 и КТ969 более 70% проверенных транзисторов имели существенно меньшую граничную частоту. Рекомендуемая замена для КТ9115 — 2SA1380, для КТ969 — КТ602БМ или 2SC3502. Эти транзисторы значительно менее склонны к самовозбуждению, чем 2SA1538 и 2SC3953.

Кроме того, во время тестирования усилителей в предельных режимах выявилась недостаточная надежность транзисторов предоконечного каскада — как КТ639, так и BD139, BD140. Исследование области безопасной работы имевшихся экземпляров этих транзисторов, проведенное автором, показало, что она недостаточна для гарантии надежной работы усилителя при повышенной температуре.

Для повышения надежности работы усилителя, особенно в населенных пунктах с нестабильной электросетью, рекомендуется понизить напряжение питания исходя из реально необходимой максимальной мощности в нагрузке. При питании выходного каскада усилителя напряжением более ± 28 В вместо КТ639Ж и КТ961А следует использовать недорогие импортные транзисторы 2SB649, 2SB649А (структуры *p-n-p*) и 2SD669, 2SD669А (структуры *n-p-n*), а при питании ± 40 В — 2SA1837 и 2SC4793.

При использовании в усилителе компонентов, отличающихся от рекомендованных, может возникнуть непрерывная или, что еще хуже, зависящая от полезного сигнала ВЧ генерация отдельных транзисторов. Этот дефект наиболее вероятен у VT13, VT14, VT6 и VT8. Для подавления генерации транзисторов VT13 и VT14 предусмотрены цепи R64C41 и R66C42 соответственно, однако применение стабилитронов VD23, VD24 с большой емкостью совместно с высокочастотными транзисторами (2SA1538 и 2SC3953) может потребовать включения в базовые цепи резисторов сопротивлением 22...47 Ом. Поэтому на обратной стороне платы предусмотрены площадки под эти резисторы (типоразмер 0805 для монтажа на поверхность). С той же целью предусмотрены места под установку между базой и эмиттером транзисторов VT5, VT8 последовательных RC-цепочек с номиналами 10...20 Ом и 100...300 пФ соответственно.

Для гарантии от возможности деградации *p-n*-переходов VT6, VT8 во время переходных процессов при подаче питания в их коллекторные цепи необходимо включить по диоду КД521А в прямом направлении; одним выводом его запаивают в отверстие для коллектора (VT6, VT8). а к другому выводу подключают коллектор соответствующего транзистора.

Мощность резисторов R94...R109, R122, R123 можно снизить до 0,5 Вт. Кстати, конструкция платы позволяет применить резисторы мощностью 0,25 вместо 0,125 Вт.

Для повышения плотности монтажа на плате использовано размещение ряда элементов под другими (например, диод VD19 расположен под транзисторами VT5, VT7). Поэтому крупногабаритные элементы, например, пленочные конденсаторы, устанавливают после монтажа резисторов и диодов.

Установочные места для конденсаторов C53...C76 допускают монтаж двух наиболее распространенных типоразмеров: диаметром 22 или 25 мм с расстоянием между выводами 10,3 или 12,7 мм соответственно. Возможна и установка конденсаторов с когтеобразными выводами.

При использовании неполного комплекта конденсаторов C53...C76 их лучше разместить ближе к осевой линии платы. Конденсаторы C30, C33, C80 и C81 должны иметь диаметр не более 18 мм и расстояние между выводами 7,5 мм.

Установочное место под C1 рассчитано на монтаж конденсаторов K73-17, K77-2, K78-2 или импортных (расстояние между выводами 3, 5, 15 или 22,5 мм).

Выводы керамических конденсаторов формуют так, чтобы расстояние между ними было 5 мм. Дополнительно введенные конденсаторы C11A, C19A — блокировочные по цепям питания $\pm 16,5$ В. их емкость — 0,1 мкФ.

Из-за того, что одна из сторон печатной платы практически полностью занята слоем общего провода, проверка ее "на просвет" при поиске замыканий между дорожками затруднена, поэтому ее нужно делать с предельной внимательностью.

После сборки двух опытных образцов плат проведены предварительные испытания усилителя, собранного с учетом перечисленных рекомендаций. При этом, в отличие от ранее проводившихся измерений собственно усилителя мощности (без входного фильтра и мягкого ограничителя), измерены искажения сквозного тракта — вместе с фильтром и ограничителем. Испытания происходили на комплексе Audio Precision System One, являющемся фактически мировым стандартом в аудиотехнике. Используемые в этом комплексе методики измерений искажений, стандартизованные МЭК, учитывают не только продукты искажений, но и широкополосный шум (в полосе 22, 80 или 200 кГц). Эта особенность, хотя и завышает уровень искажений при уменьшении уровня сигнала (они маскируются шумом), но зато позволяет обнаружить продукты всевозможных параметрических эффектов: от возрастания шума при увеличении уровня сигнала до выявления динамической неустойчивости и монтажных наводок.

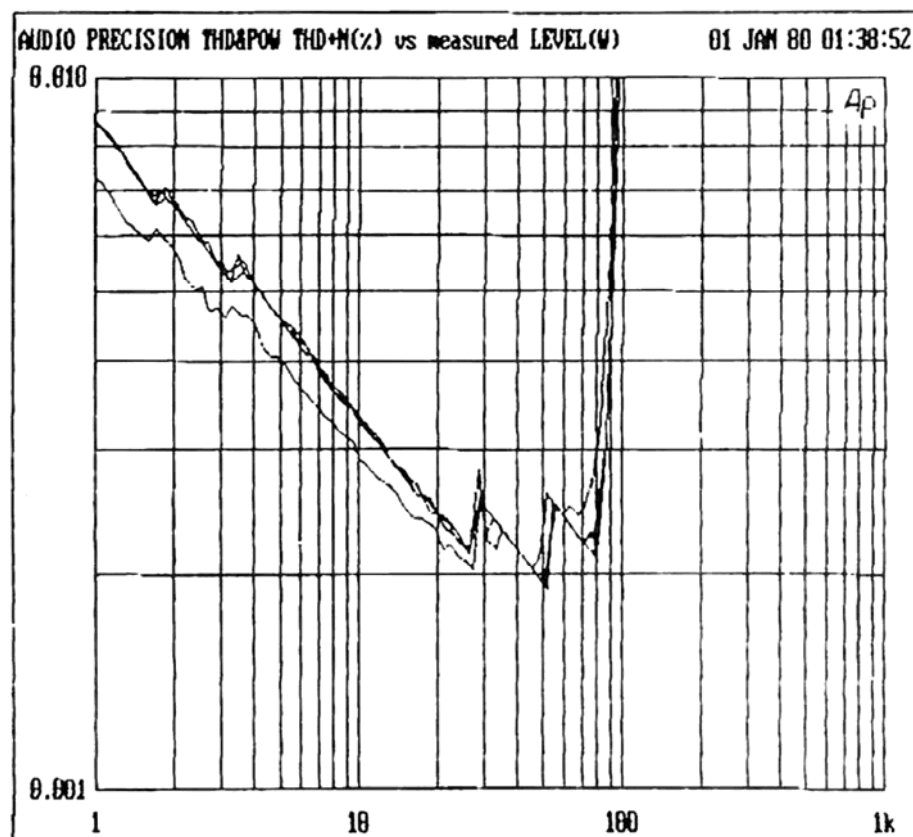


Рис. 17. Измеренная зависимость коэффициента гармоник плюс шум (THD+N) как функции уровня мощности в нагрузке сопротивлением 4 Ом при напряжении питания ± 38 В на частотах 1 и 20 кГц

Результаты измерения коэффициента гармоник плюс шум (THD+N) как функции уровня мощности в нагрузке сопротивлением 4 Ом при напряжении питания ± 38 В на частотах 1 и 20 кГц показаны на Рис. 17. На этом графике хорошо виден пилообразный ход характеристик, вызываемый автоматическим переключением пределов при максимальной чувствительности анализатора. Началу работы "мягкого ограничителя" соответствует мощность примерно 80...100 Вт, а при выходной мощности от 12 до 60 Вт значение THD+N в полосе до 200 кГц не превышает 0,003%, причем уровень искажений на частоте 20 кГц (нижняя кривая) оказывается

даже несколько меньше, чем на частоте 1 кГц. При мощности 1 Вт суммарный фон, шум, наводки и искажения в полосе до 200 кГц платы УМЗЧ (без экранировки и корпуса) не превысили уровня 0,0085% (–81) дБ.

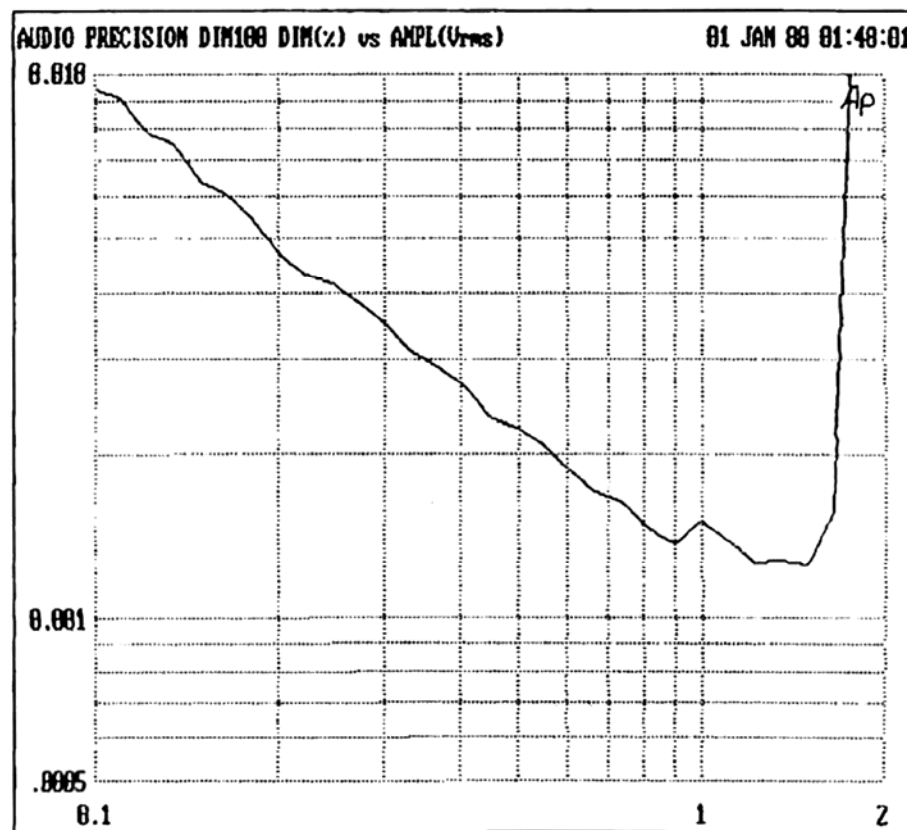


Рис. 18. Измеренная зависимость уровня динамических интермодуляционных искажений (DIM-100) для частоты 15 кГц от напряжения входного сигнала

Из других характеристик представляет интерес зависимость уровня динамических интермодуляционных искажений (DIM-100) для частоты 15 кГц от напряжения входного сигнала (Рис. 18).

При тщательном изучении макетов усилителей выявилось и подтвердилось много других интересных особенностей, например, исчезновение "ступеньки" в выходном каскаде по мере увеличения частоты сигнала еще до включения ООС.

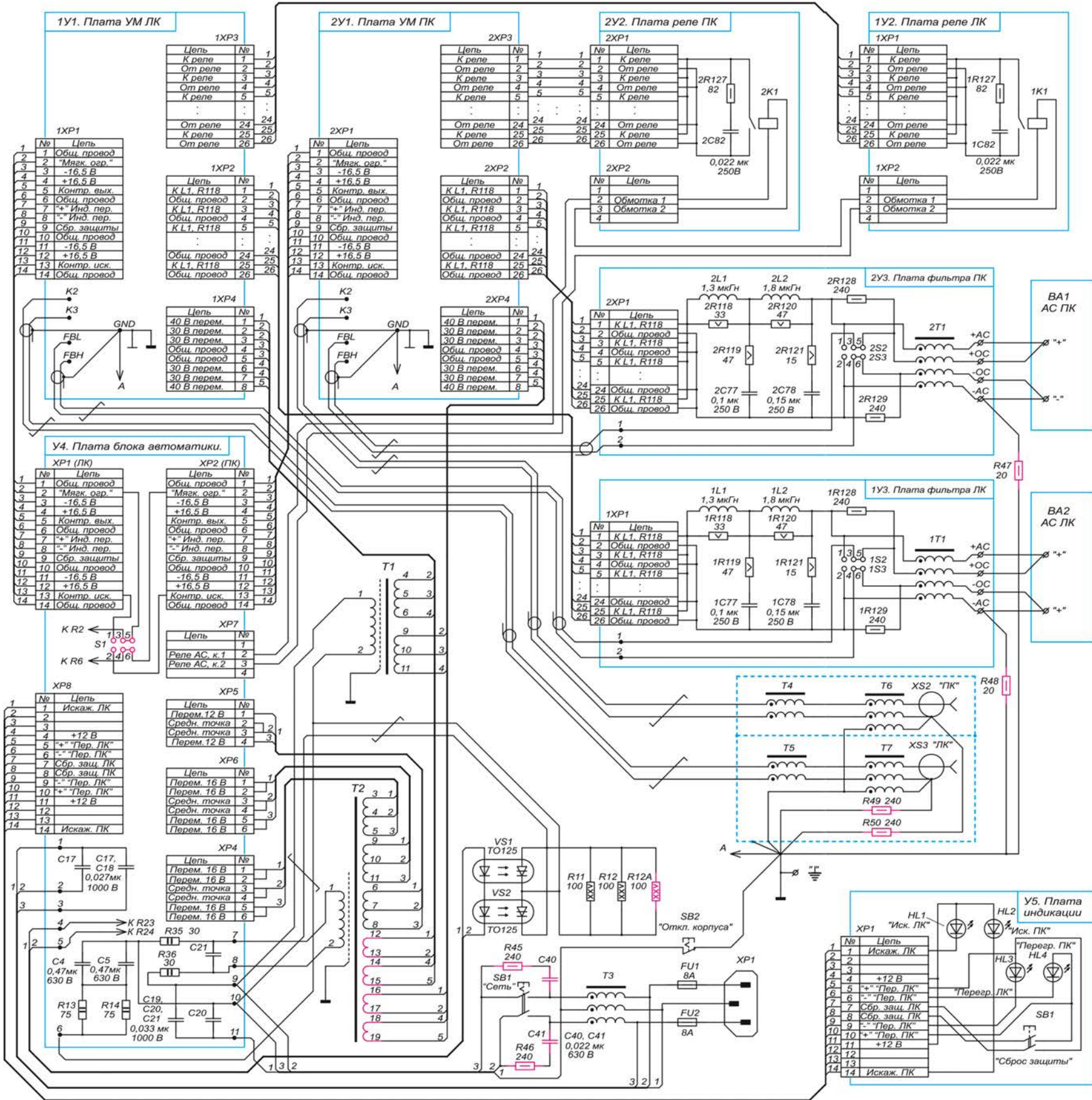


Рис. 19. Монтажная схема УМЗЧ

Конструкция

Конструктивно усилитель мощности выполнен в металлическом корпусе, разделенном на несколько отсеков. Элементы расположены в основном на печатных платах. Помимо плат усилителей мощности, смонтированных на боковых стенках радиаторах, в корпусе установлены платы выходных фильтров, платы реле защиты нагрузки, плата автоматики. Плата со светодиодами HL1...HL4 индикации искажений и срабатывания защиты и кнопкой SB1 сброса триггера защиты (См. схему на Рис. 19) вынесена на переднюю панель усилителя. Все платы соединены между собой через разъемы серии IDC и плоские кабели с числом проводников 14 и 26. Паяные соединения использованы только в сигнальных цепях и силовых цепях питания.

Трансформаторы питания (Т1, Т2) закреплены непосредственно на шасси усилителя в одном из экранированных отсеков. Оптотиристоры VS1 и VS2 установлены через изолирующую прокладку на пластинчатом теплоотводе площадью около 100 см², который расположен в том же отсеке, что и трансформаторы. Он изолирован и от корпуса усилителя. Для подавления искрообразования на контактах выключателя сети параллельно контактам дополнительно введены последовательные RC-цепочки (0.022 мкФ, 240 Ом).

Входные цепи усилителя имеют дополнительную экранировку. Для повышения помехозащищенности усилителя в его входных и выходных цепях предусмотрены синфазные трансформаторы (Т1, Т4...Т7 на Рис. 19). Синфазные трансформаторы Т1 в каждом канале должны быть выполнены на крупногабаритных (диаметром 40...80 мм) кольцах из феррита с магнитной проницаемостью не менее 1000 и площадью сечения не менее 1 см². Число витков обмоток из четырех вместе сложенных проводов — в пределах 10...15, причем силовые проводники должны иметь сечение не менее 1.5 мм². Обмотки для цепи ОС проще всего выполнить из провода МГТФ-0,12. Синфазные трансформаторы Т4...Т7 могут быть выполнены проводом МГТФ-0.07 на кольцах из феррита К17х8х5 или аналогичных, число витков — около 20 (намотка до заполнения окна). Для демпфирования паразитных резонансов введены также резисторы R47...R50. Изменена также конструкция переключателей S2 и S3 (См. Рис. 4) — они сведены в единую шестиконтактную группу. Для включения усилителя в четырехпроводный режим замыкают контакты 3 и 5, 4 и 6, в двухпроводном режиме — 1 и 3, 2 и 4.

Настройка усилителя

Описанный усилитель имеет большое количество активных элементов с непосредственной связью, поэтому в любительских условиях настраивать его целесообразно поэтапно.

Для настройки необходимо следующее оборудование: осциллограф с полосой пропускания минимум 20 МГц (лучше — 150...250 МГц) и чувствительностью не хуже 5 мВ на деление (например, С1-64, С1-65, С1-70, С1-91, С1-97, С1-99, С1-114, С1-122), генератор прямоугольных импульсов амплитудой 3...10 В с частотой повторения 10...250 кГц и длительностью фронта не более 15 нс, генератор синусоидального сигнала с амплитудой до 5 В и верхней границей частотного диапазона не менее 1 МГц (лучше до 10...20 МГц, например, ГЗ-112). Коэффициент гармоник этого генератора не имеет значения. Кроме этого, потребуются цифровой или стрелочный мультиметр, а также два проволочных резистора сопротивлением 3,9... 10 Ом на мощность рассеивания не менее 25 Вт (они включаются в шины питания при проверке работоспособности). Разумеется, необходим и эквивалент нагрузки.

Генератор импульсов можно собрать на элементах быстродействующих микросхем КМОП, например, серий КР1564, КР1554, КР1594, 74АНС, 74АС, 74АСТ лучше всего использовать триггер Шмитта из микросхем ТЛ2 (или аналогичных). Собственно, генератор (мультивибратор) может быть собран по любой из известных схем, но для формирования крутых фронтов его сигнал нужно пропустить через несколько последовательно включенных логических элементов.

Для проверки каскадов усилителя на отсутствие всплесков самовозбуждения на ВЧ нужен осциллограф с полосой пропускания не менее 250 МГц (С1-75, С1-104, С1-108) при его отсутствии можно попробовать обойтись вольтметром с детекторной головкой, имеющей полосу не менее 250 МГц (ВК7-9, ВК7-15).

Если есть желание оценить величину и характер нелинейных искажений, вносимых усилителем, потребуются генератор синусоидального сигнала с малыми шумами и искажениями (ГЗ-102, ГЗ-118, ГС-50), укомплектованный режекторным фильтром, а также высокочувствительный (не хуже 100 мкВ на деление) осциллограф для наблюдения остаточного сигнала. Полезен также анализатор спектра с динамическим диапазоном не менее 80 дБ (СК4-56). Нелишне напомнить, что при всех перепадах в усилителе его необходимо отключать от сети.

В первую очередь проверке подлежит блок питания и автоматики. Как уже говорилось в предыдущей части, в него введена возможность выбора источника сигнала для индикации искажений. С этой целью используется контактная группа S1 (Рис. 19). Установка перемычек между контактами 1 и 3, 2 и 4 соответствует индикации искажений собственно УМ, а между контактами 3 и 5, 4 и 6 — индикации срабатывания "мягкого" ограничителя.

Сначала необходимо проверить значения стабилизированных напряжений (они должны быть в пределах $\pm 16...17.2$ В), амплитуду пульсаций (размах не более 1 мВ) и отсутствие самовозбуждения стабилизаторов DA5...DA8 при нагрузке примерно 100 мА (резистор 160 Ом мощностью 2 Вт). Пульсации и возможную генерацию проверяют осциллографом при "закрытом" входе.

Затем проверяют блок автоматики. Для этого временно выводы 7 и 8 (или 4 и 11) DA3 и DA4 соединяют перемычками из монтажного провода (МГТФ-0.07 и т.п.) с общим проводом. Далее, включив питание блока автоматики, проверяют прохождение импульса сброса на вывод 6 DD3, наличие импульсов на выводах 12 и 8 DD3 и прохождение последовательности включения оптодиодов и реле (См. Рис. 7). Заметим, что в связи с увеличением суммарного тока покоя усилителя количество "пусковых" резисторов (R11, R12) увеличено до 3, а номинал их снижен до 100...120 Ом. Для проверки узлов диагностики на компараторах DA3, DA4 снимают соединение их входов с общим проводом. После снятия соответствующей перемычки с выводов DA3 на его входе за счет входных токов появляется сигнал и включаются светодиоды HL1 или HL2 (плата У5. См. Рис. 19), исключение любой из двух перемычек с выводов DA4 должно спустя несколько секунд привести к выключению реле и оптодиодов.

По окончании проверки удаляют все перемычки с DA3 и DA4. Нелишне также проверить правильность маркировки выводов трансформатора Т1 — неправильное подключение обмоток может иметь далеко идущие последствия, вплоть до выхода из строя мощных транзисторов и "салюта" из батареи оксидных конденсаторов.

После проверки блока питания и автоматики можно приступить к наладке собственно усилителя (естественно, отдельно каждого канала).

Прежде всего движок подстроенного резистора R60 нужно установить в положение, соответствующее максимальному его сопротивлению (до упора против часовой стрелки). Для разрыва петли ООС при проверке выходных каскадов усилителя временно

выпаивают R33. Чтобы при настройке исключить влияние "мягкого" ограничителя, сопротивление резисторов R16, R17 нужно уменьшить до 56...62 кОм. И еще нужно запастись одним многооборотным переменным или подстроенным резистором на номинал 10...22 кОм и одним обычным (однооборотным) переменным или подстроенным резистором — на 10 кОм. Никаких перемычек в контактной группе S1 при наладке усилителя стоять не должно.

Первый этап — оценка работоспособности каскадов на VT5...VT43. Сначала проверяют режимы по постоянному току и исправность узла защиты. Для этого к общему проводу перемычкой подключают выводы базы транзисторов VT5, VT7, используя при этом отверстие от выпаянного вывода R33 (базы VT5, VT7 соединены на плате): затем замыкают на общий провод цепи питания ± 40 В и подключают к разъему XP1 блок питания и автоматики, а к XP4 — обмотку трансформатора, обеспечивающую питание ± 53 В (крайние контакты). При этом обмотки для выпрямителя ± 40 В должны быть ОТКЛЮЧЕНЫ от XP4. Выходную RLC-цепь и нагрузку пока не подключают.

После этого включают блок питания и проверяют режимы по постоянному току транзисторов VT13, VT14. Напряжение питания каскада (его удобно измерять на выводах резисторов R72 и R75 соответственно) должно быть $\pm 52...55$ В или на 12...15 В выше, чем фактическое напряжение питания выходного каскада. Напряжение на стабилитронах VD23 и VD24 должно составлять примерно 3 В, на резисторах R59 и R63 — примерно по 2,4 В, на R44 и R38 — около 15 В. Напряжение на коллекторах VT13, VT14 относительно общего провода не должно превышать 1 В. При измерениях необходимо соблюдать осторожность во избежание случайных замыканий проверяемых цепей с общим проводом щупом прибора (предпочтительны платы с изолирующим покрытием — "зеленкой"). Транзисторы VT9...VT12, VT44, VT45 после включения питания должны оставаться закрытыми.

Чтобы проверить порог срабатывания защиты, между базой VT44 и проводом питания +53 В подключают переменный резистор сопротивлением 10 кОм, движок которого соединен с одним из выводов через ограничительный резистор (1...1,5 кОм) и установлен в положение максимального сопротивления. Далее, включив питание, медленно поворачивают движок резистора до срабатывания триггера защиты и включения светодиода HL3 (или HL4) на плате индикации, присоединенного параллельно VD22 на соответствующей плате усилителя.

Затем замеряют напряжение между выходом усилителя и базой транзистора VT44: значение в интервале 1,7... 2,2 В считается нормальным. Далее пробуют сбросить триггер защиты кнопкой SB1 (на плате индикации, См. Рис. 19), при этом сброса происходить не должно. После этого выключают питание, отпаивают переменный резистор и замеряют его сопротивление между крайними выводами. При напряжении питания ± 53 В оно должно быть около 5 кОм.

Далее аналогичным образом проверяют порог переключения VT45, с той лишь разницей, что для подключения резисторов используется цепь питания -53 В. Пороги срабатывания защиты должны быть примерно одинаковыми. Необходимо также проконтролировать падение напряжения на стабилитронах VD23 и VD24 после срабатывания защиты — оно не должно превышать 0,4 В.

После этого проверяют прохождение сигнала через ОУ DA1. Постоянная составляющая на выходе DA1 не должна превышать 25 мВ, а при касании рукой выводов конденсатора C1 на выходе DA1 должен появляться сигнал помех и наводок с частотой сети. При необходимости можно воспользоваться генератором для контроля прохождения сигнала и оценки АЧХ фильтра (частота среза по уровню -3 дБ должны составлять примерно 48 кГц). На частоте 1 кГц его коэффициент передачи равен 2.

Следующий этап — проверка работоспособности и установка тока покоя каскадов на транзисторах VT5...VT8, VT13...VT43.

Для этого потребуется генератор синусоидального сигнала, осциллограф (лучше двухканальный), мультиметр, способный измерять постоянное напряжение 80... 100 мВ с погрешностью не более 5 мВ, и упоминавшийся ранее многооборотный переменный резистор. Проверка состоит в следующем. Базы VT5 и VT7 теперь отсоединяют от общего провода и подключают к движку многооборотного резистора, два других вывода резистора подключают к шинам +16,5 и –16,5 В. Устранив на плате ранее сделанные соединения цепей ± 40 В с общим проводом, выводы обмотки трансформатора, предназначенной для питания выходного каскада, подключают к соответствующим контактам ХР4 (контакты 2, 3 и 6, 7) через резисторы сопротивлением 3,9...10 Ом и мощностью не менее 25 Вт. Чтобы случайно не обжечься, каждый резистор полезно положить в отдельный стакан с водой.

Включив питание, проверяют наличие и симметрию выпрямленного напряжения на шинах питания ± 40 В (оно может быть в пределах 9...25 В), а также напряжение между коллектором и эмиттером VT15. Если оно превышает 4,5 В, необходимо сразу же выключить питание и увеличить сопротивление R61.

Далее подключают вольтметр к коллектору VT14 и снова включают питание. Вращая движок многооборотного переменного резистора, устанавливают на коллекторе VT14 напряжение –2.5...–3.5 В относительно общего провода, при этом напряжение на базах VT5 и VT7 не должно выйти за пределы ± 1 В. Асимметрию устраняют подбором в небольших пределах резистора R59. стабилитрона VD23 (при отклонении в "плюс") или R63, VD24 (при отклонении в "минус"). Если симметрию не удастся установить или требуемое для балансировки напряжение на базах VT5, VT7 превышает 3...4 В, необходимо проверить монтаж и заменить неисправные элементы. Косвенными признаками неисправности могут служить чрезмерный разогрев резисторов или транзисторов.

Достигнув симметрии в усилителе напряжения, приступают к установке тока покоя выходного каскада. Эту процедуру также лучше делать в несколько приемов. В первую очередь, включив питание, проверяют напряжение между базами транзисторов VT20...VT23 и VT24...VT27. Если оно более 2,5 В — скорее всего, пробит какой-то из транзисторов VT20...VT27. Затем проверяют напряжения на переходах база-эмиттер VT16, VT18 и VT17, VT19 — они должны быть смещены в прямом направлении. Далее проверяют отсутствие обратного смещения на переходах база-эмиттер VT20...VT23 и VT24...VT27. После этого, осторожно вращая движок R60 по часовой стрелке, устанавливают напряжение между базами транзисторов VT20...VT23 и VT24...VT27 в пределах 2,2...2,3 В. Выходные транзисторы при этом останутся в режиме класса В.

После этого проверяют работоспособность выходного каскада. Синусоидальный сигнал от генератора подают на базы VT5, VT7 через разделительный конденсатор емкостью не менее 0,33 мкФ (можно керамический), а "открытый" вход осциллографа подключают к шине, соединяющей эмиттерные резисторы выходного каскада (R94...R108). Для подключения удобно использовать разъем ХР2, на контакты которого при наладке устанавливают перемычку, замыкающую между собой все контакты.

При использовании двухканального осциллографа второй канал удобно подключить к базам VT5, VT7. После включения питания проверяют постоянное напряжение на выходе усилителя — оно должно установиться в пределах ± 4 В, в противном случае нужно подстроить многооборотный резистор, задающий напряжение на базах VT5, VT7.

Установив частоту генератора, равную 10 кГц, и плавно увеличивая уровень его выходного сигнала до 0,2...0,5 В, наблюдают ограничение выходного сигнала усилителя. Вход и выход из ограничения должны быть без переходных процессов. Коэффициент

передачи от баз VT5, VT7 до выхода усилителя на частоте 10 кГц может быть в пределах 110...160. Уменьшив уровень выходного сигнала до 1...2 В и подключив нагрузку к усилителю, проверяют резкое уменьшение "ступеньки" на выходном сигнале при увеличении его частоты до 50... 100 кГц.

Убедившись в исправности выходного каскада, приступают к окончательной установке тока покоя, контролируя его по напряжению на эмиттерных резисторах. Для этого подключают вольтметр между эмиттерами какой-либо пары выходных транзисторов, например, VT28 и VT36, и регулировкой резистора R60 устанавливают это напряжение равным 180 мВ. Когда сигнал от генератора не подается, напряжение на выходе каскада не должно превышать $\pm 3...4$ В (при необходимости подстраивают многооборотным резистором). Ток покоя данного усилителя, в отличие от большинства других, с прогревом уменьшается, поэтому окончательно регулировать его нужно после прогрева усилителя.

После установки тока покоя проверяют падение напряжения на других эмиттерных резисторах каскада. Оно должно быть в интервале 70...120 мВ. Транзисторы, на эмиттерных резисторах которых напряжение аномально мало или чрезмерно велико, лучше заменить, однако добиваться точного равенства напряжений не нужно. Разброс значений напряжения база-эмиттер у параллельно включенных выходных транзисторов способствует более плавному переключению плеч выходного каскада и, соответственно, снижению искажений (относительно случая, когда все транзисторы переключаются одновременно).

После установки тока покоя целесообразно проверить усилитель на вспышки ВЧ генерации отдельных, транзисторов. Для этого к концу щупа 1:10 высокочастотного осциллографа (такой щуп имеет входное сопротивление 500 Ом, но пренебрежимо малую входную емкость) припаивают конденсатор емкостью 2,2...3,9 пФ. Затем на базы VT5, VT7 от генератора подают сигнал с частотой 0,3...1 кГц и, плавно увеличивая уровень сигнала, просматривают наличие вспышек ВЧ колебаний в следующих точках: на эмиттерах VT5, VT7, на эмиттерах и коллекторах VT6, VT8, на базах VT13, VT14, на коллекторах VT13, VT14, на эмиттерах VT16...VT19. Если осциллограф достаточно чувствительный, щуп лучше не подключать, а просто подносить, так как ВЧ напряжения отлично наводятся на него.

Нелишне также проверить отсутствие ВЧ напряжения на шинах, соединяющих базы транзисторов выходного и предыдущего каскадов. Просмотр в каждой точке нужно проводить во всем диапазоне амплитуд сигнала, подаваемого на базы VT5, VT7 — от его отсутствия до глубокого ограничения. При отсутствии высокочастотного осциллографа можно использовать широкополосный вольтметр, однако он может дать ложные показания из-за гармоник низкочастотного сигнала при его ограничении.

При выявлении самовозбуждающихся транзисторов их лучше заменить на исправные из другой партии. Если замена не дает нужного эффекта, между выводами базы и эмиттера устанавливают последовательные RC-цепочки с номиналами от 33...68 Ом и 100 пФ для маломощных транзисторов до 470 пФ и 10 Ом для транзисторов средней мощности. Можно также попробовать включить последовательно в цепь базы генерирующего транзистора малогабаритный резистор номиналом 10...39 Ом.

После выполнения проверок на пониженном напряжении питания резисторы в цепях выпрямителя ± 40 В исключают и заново проверяют отсутствие самовозбуждения на ВЧ при полном питании.

При наличии генератора синусоидальных сигналов, перекрывающего диапазон частот до 10 МГц, весьма желательно проконтролировать малосигнальные АЧХ и ФЧХ тракта от VT5, VT7 до XP2.

В любительских условиях это удобнее всего делать с помощью двухканального осциллографа. На один канал подают входной сигнал (с базы VT5, VT7), на другой — сигнал с разъема XP2. Пользуясь одноканальным осциллографом, придется перевести его развертку в режим внешней синхронизации сигналом от генератора (многие генераторы сигналов имеют и выход для синхронизации осциллографа), чтобы оценивать фазовый сдвиг по смещению осциллограмм. При снятии малосигнальных АЧХ и ФЧХ размах выходного напряжения от пика до пика нужно поддерживать в пределах 0,5... 1 В. Для устойчивости усилителя наиболее важен интервал частот 1...10 МГц. допуски и номинальные значения АЧХ и ФЧХ приведены в Табл. 2.

Таблица 2 Допуски и номинальные значения АЧХ и ФЧХ

Частота, МГц	Модуль коэффициента передачи, дБ	Допустимое отклонение, дБ	Фаза коэффициента передачи, град.
1	14,5	$\pm 1,5$	-56
2	10,5	$\pm 1,5$	-60
3	9	± 1	-60
4	7	± 1	-60
5	6,8	$\pm 0,8$	-62
6	6,4	$\pm 0,8$	-64
7	6,6	$\pm 0,8$	-68
8	6,6	$\pm 1,5$	-72
9	7,6	± 1	-78
10	8,6	$\pm 1,5$	-85

Примечание: неравномерность АЧХ в диапазоне от 4 до 10 МГц должна укладываться в интервале $-0.7...+2$ дБ относительно значения на частоте 4 МГц, а подъем АЧХ на частотах выше 10 МГц не должен превышать 3...3,5 дБ.

Измерения нужно провести, до трех значений постоянной составляющей выходного напряжения — один раз для напряжений около нуля, а два других — при выходном напряжении, не доходящем на 2...4 В до порога ограничения с каждой стороны. Увеличение фазового сдвига из-за изменения постоянной составляющей выходного напряжения до частоты 7 МГц не должно превышать 6...9°. Если при измерениях обнаруживается чрезмерный фазовый сдвиг, то, как правило, это связано с недостаточной граничной частотой транзисторов VT13...VT19, реже — VT20...VT23 или VT24...VT27.

Паразитные резонансы некачественных конденсаторов C53...C76 также могут привести к аномалиям на АЧХ и ФЧХ. поэтому имеет смысл плавно "пройти" генератором интервал частот 1...10 МГц, наблюдая изменения выходного напряжения, чтобы убедиться в отсутствии резких скачков на АЧХ и выбросов ФЧХ. Подключать нагрузку при измерении АЧХ и ФЧХ на высоких частотах не следует, поскольку выходная RLC-цепь выше 500 кГц практически отделяет нагрузку от выхода собственно усилителя. При желании можно проверить максимальную скорость нарастания усилителя, подав на базы VT5, VT7 сигнал частотой 0,8...1,2 МГц и, плавно увеличивая его уровень, заметить момент появления ограничения по скорости нарастания (полуволны синусоиды теряют симметрию). Этот эксперимент, однако, крайне рискованный и может привести к выходу из строя мощных транзисторов.

Связано это с тем, что максимально допустимая скорость нарастания напряжения коллектор-эмиттер для транзисторов серий КТ818, КТ819 составляет 150 В/мкс (для лучших импортных транзисторов — 250...300 В/мкс), а усилитель способен развивать скорость до 160-200 В/мкс. Напряжение питания выходного каскада на время этой проверки рекомендуется снизить до ± 30 В.

После успешного завершения проверок впаивают на место резистор R33, подключая предварительный каскад на ОУ DA1, и вновь вводят защитные резисторы в цепи выпрямителя ± 40 В. На разъеме ХР2 устанавливают перемычку, замыкают выводы С52, а вход усилителя соединяют с общим проводом. Вход осциллографа должен быть подключен к ХР2. После включения питания усилителя, охваченного теперь общей ООС, установившееся значение постоянной составляющей на выходе усилителя не должно превышать нескольких мВ, а амплитуда широкополосного выходного шума — 10 мВ, причем основная часть этого шума — ВЧ наводки от радиостанций и фон с частотой сети. Если питание ОУ появляется позже или спадает раньше, чем нарастает или спадает питание выходного каскада, то при включении и выключении усилителя возможны вспышки самовозбуждения по петле ООС. Опасности они не представляют, нежелательно только включать усилитель сразу после выключения. Для задержки спада напряжения питания ОУ емкость конденсаторов С22, С23 и С32, С33 в блоке автоматики рекомендуется повысить до 2200 мкФ.

Если усилитель после включения питания входит в состояние непрерывной генерации, а проведенная ранее проверка ФЧХ каскадов от VT5, VT7 до разъема ХР2 дала положительные результаты, то, скорее всего, либо имеется ошибка в монтаже или номинале элементов R22...R25, R27, R28, С16...С18, либо ОУ DA3 имеет дефект — пониженный запас устойчивости. Еще одной причиной может быть изменение тока покоя выходных транзисторов после каких-либо замен (снижение тока покоя уменьшает быстродействие выходных транзисторов и увеличивает вносимый ими фазовый сдвиг). Остальные причины маловероятны.

После устранения генерации остается только проверить запас устойчивости в петле ООС. Для этого сигнал от генератора прямоугольных импульсов подается на вывод 1 группы S1 (Рис. 13) на плате усилителя. Амплитуда сигнала генератора должна составлять 5...10 В, при этом амплитуда выходного сигнала усилителя, наблюдаемого на ХР2 должна быть вдвое меньше. Относительная величина выброса на фронтах импульсов при этом не должна превышать 20% (в авторском экземпляре она составила около 8% — См. Рис. 20) и, что самое главное, "звон" после фронта должен полностью затухать не более, чем за полтора периода. Небольшая "рябь" на "полках", видимая на Рис. 20, — результат паразитного резонанса в цепи питания цифровой микросхемы, на которой собран генератор импульсов. Время нарастания или спада (по уровням 10 и 90% от установившихся значений) должно составлять примерно 70 нс (См. Рис. 21). Вид фронта и спада на выходе усилителя, если сигнал с генератора имеет одинаковые фронт и спад, на глаз должен быть совершенно симметричен. Если это не так, то велика вероятность, что в одном из плеч усилителя напряжения (VT5...VT8, VT13, VT14) или выходного повторителя имеются дефектные элементы. Дефектным может быть и DA3. Если выброс превышает 20...25% или заметен "звон" после выброса, необходимо увеличить емкость конденсатора С46 и подобрать резистор R71 по наиболее быстрому затуханию переходного процесса.

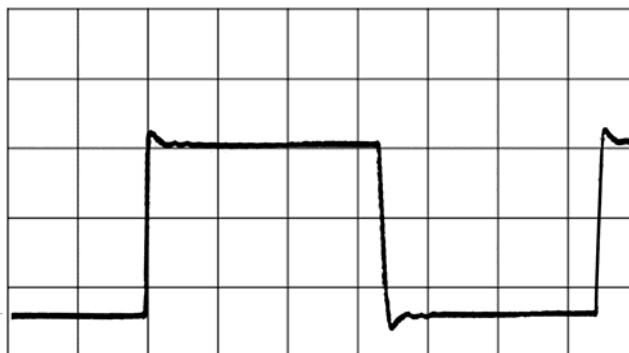


Рис. 20. Осциллограмма тестового выходного сигнала. Масштаб по горизонтали — 1 мкс на клетку, по вертикали — 2 В на клетку

Затем желательно проверить запас устойчивости усилителя во всем диапазоне выходных напряжений под нагрузкой. Для этого к ХРЗ подключают выходную RLC-цепь (L1, L2, R118...R121, C77, C78) и активную нагрузку сопротивлением 0,8 от номинального. После этого проверяют вид переходных процессов на ХР2 при подключенной нагрузке.

Далее устраняют замыкание входа усилителя с общим проводом и подают на вход усилителя низкочастотный (100...200 Гц) сигнал от генератора синусоидального сигнала. При этом генератор импульсов прямоугольной формы по-прежнему должен быть подключен к S1. Увеличивая амплитуду синусоидального сигнала, наблюдают переходный процесс на ХР2 при разных мгновенных выходных напряжениях, вплоть до порога ограничения. Если при приближении выходного напряжения к порогу ограничения не происходит чрезмерного увеличения выброса и "звона" на переходном процессе от прямоугольных импульсов, можно замкнуть предохранительные резисторы в цепях выпрямителя ± 40 В и повторить контроль при полной мощности. Шлейф, через который подключена плата выходного фильтра, не должен иметь длину, большую, чем 0,4 м. В заключение можно отключить нагрузку и проверить переходные характеристики без нагрузки.

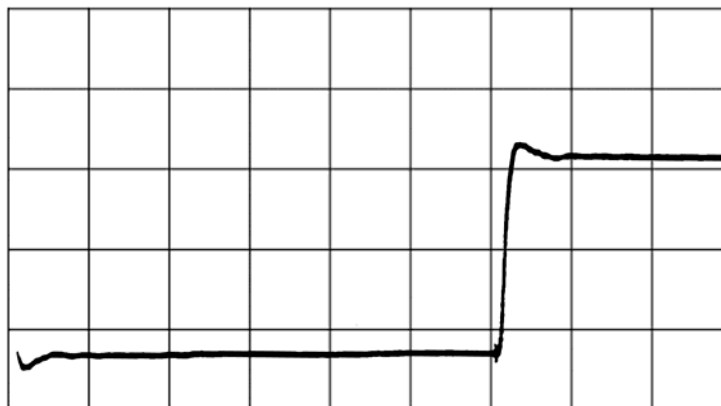


Рис. 21. Осциллограмма фронта тестового выходного сигнала. Масштаб по горизонтали — 50 нс на клетку, по вертикали — 2 В на клетку

Увеличивать запас по фазе до $80...90^\circ$ для получения переходного процесса без выброса в УМЗЧ (как и в большинстве других широкополосных усилителей) нецелесообразно. При этом в несколько раз сужается полоса действия ООС и особенно достижимая ее глубина на верхней границе диапазона рабочих частот. Подобные решения обычно аргументируются необходимостью обеспечения стабильности при работе усилителя на комплексную нагрузку, однако, как известно, гильотина — не единственное и не лучшее средство от головной боли. Несколько элементов в выходном фильтре, по мнению автора, не слишком дорогая плата за возможность на порядок расширить полосу ООС.

Последней операцией при наладке является установка порога мягкого ограничения. Перед установкой порога необходимо снять перемычку с C52 и соединить вывод +ОС — контакт FBH (на плате — между резисторами R40 и R41) с выводами XP2, сохранив на разъеме перемычку. Нелишне подключить к выходу усилителя выходной фильтр и номинальную нагрузку.

Наиболее удобный способ подгонки порога мягкого ограничения — установить резисторы R16 и R17 большего номинала (например, 75 кОм), а затем, подключая параллельно им резисторы сопротивлением 0,2... 1 МОм, добиться того, чтобы вход в ограничение собственно усилителя мощности (определяемый по появлению сигнала на выходе DA2) наступал только при перегрузке по входу в 2...3 раза (по сравнению с ситуацией отсутствия мягкого ограничителя). Несмотря на то, что порог ограничения отслеживает величину напряжения питания выходного каскада, компенсация не идеальна, поэтому настраивать ограничитель нужно при номинальном напряжении питания и подключении номинальной нагрузки. Резистор R16 отвечает за порог ограничения отрицательной полуволны (на выходе усилителя), а R17 — положительной.

При напряжении питания выходного каскада выше ± 30 В желательно также поточнее выставить порог защиты по ОБР. Для этого сопротивления R114 и R117 устанавливаются на 12...15% больше того, с которым происходит срабатывание защиты при максимальном выходном напряжении усилителя на холостом ходу без нагрузки.

После сборки и настройки усилителя возникает естественное желание определить его характеристики. Измерения мощности, АЧХ, коэффициента передачи обычно не вызывают проблем. Более аккуратно надо подходить к измерению шума — из-за весьма широкой полосы пропускания усилитель мощности усиливает наводки от радиостанций вплоть до диапазона КВ. Поэтому при измерении шума нужно ограничить полосу сигнала, подаваемого на вольтметр.

Проще всего это сделать пассивным фильтром первого порядка. Шумовая полоса такого фильтра в 1,57 раза шире его полосы пропускания, поэтому, если есть желание измерить шум в полосе 22...25 кГц, частоту среза RC-цепи нужно выбирать равной 14...16 кГц.

Другой проблемой при измерении шумов являются наводки с частотой сети. Проще всего их отфильтровать с помощью ФВЧ с частотой среза 1 кГц, но в любом случае нужно грамотно выполнить соединения и экранировать усилитель.

Для исключения появления замкнутых контуров общего провода все источники питания изолированы и соединяются только на плате усилителя, причем на плате общие проводники для цепей сигнала и питания разделены. Точка их соединения снабжена отверстием для подпайки провода (сечением не менее 0.75 мм²), соединяющего общий провод платы усилителя с корпусом, это отверстие расположено между R65 и R69. Соединение всех цепей (кроме экрана трансформаторов) с корпусом усилителя выполняется в одном месте, подбираемом экспериментально по наименьшему уровню помех.

Напряжение шума нужно измерять милливольтметром истинного среднеквадратичного значения, например, ВЗ-57. При использовании обычного милливольтметра в результат нужно вносить поправку — он занижает шум на 12...15%. В авторском макете усилителя выходной шум в полосе 1...22 кГц при замкнутом входе даже без экранировки не превышает 80...100 мкВ.

Наибольшие сложности вызывает измерение нелинейных и интермодуляционных искажений, вносимых усилителем. Связано это с тем, что благодаря малым искажениям усилителя еще до охвата ООС (не более 1...2%) и глубине ООС во всем диапазоне звуковых частот, превышающей 85 дБ, основными источниками искажений оказываются неидеальность пассивных компонентов, наводки от двухтактного выходного каскада и искажения, вносимые входным фильтром на DA1 на частотах выше нескольких килогерц, начинает вносить свою лепту нелинейность емкости диодов VD9...VD14 в схеме "мягкого" ограничителя. С учетом всех принятых мер, в итоге искажения исправного усилителя не превышают 0,002%, что ниже пределов измерения большинства измерительных приборов, а также меньше искажений и шума большинства генераторов. Динамический диапазон большинства анализаторов спектра также не превышает 90 дБ. или 0,003%. Поэтому прямое измерение нелинейных и интермодуляционных искажений подобных усилителей стандартными средствами практически неосуществимо.

Общепринятым решением в подобной ситуации является использование методики, аналогичной применяемой для поверки генераторов. Сигнал основной частоты на выходе испытываемого устройства ослабляется режекторным фильтром, а для извлечения гармоник и комбинационных составляющих из широкополосного шума используют анализатор спектра. Однако при этом возникает проблема, связанная с влиянием режекторного фильтра на характеристики испытываемого устройства. В случае УМЗЧ, имеющего низкое (и достаточно линейное!) выходное сопротивление еще без общей ООС, и фильтра с высоким входным сопротивлением при использовании аттестованных устройств (например, фильтра из комплекта генератора ГЗ-118) этим влиянием можно пренебречь.

Далее, для измерений требуется анализатор спектра. В связи с широким распространением ПК., оснащенных звуковыми платами, рядом недостаточно внимательных авторов рекомендуется применять программные анализаторы спектра (SpectraLab и т.п.). При этом игнорируется тот факт, что частотный диапазон АЦП звуковых карт не превышает 22 кГц, т.е. при частоте сигнала выше 11 кГц даже вторая гармоника выходит за пределы полосы пропускания платы.

Для экспресс-оценки искажений можно поступить следующим образом. К выходу УМЗЧ подключают ФНЧ с частотой среза 200...250 кГц и далее предварительно настроенный режекторный фильтр, входящий в комплект генератора. Затем на вход усилителя подают сигнал от генератора с малыми нелинейными искажениями, например, ГЗ-118 или ГС-50 (0,0002% на 10 кГц), а сигнал на выходе режекторного фильтра наблюдают высокочувствительным осциллографом.

ФНЧ нужен для уменьшения уровня шума, чтобы можно было увидеть продукты искажений. Тем не менее в авторском экземпляре продукты искажений оказались неразличимы на фоне шума вплоть до самого начала работы "мягкого" ограничителя даже на частоте 20 кГц.

Литература

1. Агеев С. Должен ли УМЗЧ иметь низкое выходное сопротивление? — Радио, 1997, № 4, с. 14—16.
2. Витушкин А., Телеснин В. Устойчивость усилителя и естественность звучания. — Радио, 1980, № 7, с. 36, 37.
3. Сухов Н. УМЗЧ высокой верности. — Радио, 1989, № 6, с. 55—57; № 7. с. 57—61.
4. Alexander M. A Current Feedback Audio Power Amplifier. 88-th Convention of the Audio Eng. Society, reprint #2902, March 1990.
5. Wlederhold M. Netiartige Konzeption fur einen HiFi-Leistungsfersterker. — Radio (ernsehen elektronrk, 1977, H.14. s. 459—462.
6. Акулиничев И. УМЗЧ с широкополосной ООС. - Радио. 1989, № 10. с. 56-58.
7. Baxandal P.J. Technique for Displaying the Current and Voltage Output Capability of Amplifiers and Relating This to the Demands of Loudspeakers. — JAES, 1988, vol. 36, p. 3—16.
8. Поляков В. Уменьшение поля рассеяния трансформаторов. — Радио, 1983. № 7. с. 28,29.
9. ЕСАР Theory. — Издание фирмы Evox-Rifa Co. 1997.
10. Популярные разъемы зарубежного производства. — Радио, 1997, № 4, с. 60.
11. Популярные разъемы зарубежного производства. — Радио, 1997, № 9. с. 49-51.