

"Нет ничего практичнее действительно хорошей теории".

Людвиг Больцман

## Минимизация шумов предварительных усилителей

### О некоторых особенностях проектирования малошумящих усилителей при существенно реактивном импедансе источника сигнала

С. АГЕЕВ, г. Москва

**Автор, имея большой опыт в разработке измерительной техники, счел возможным попробовать объяснить "на пальцах" важные особенности построения входных каскадов чувствительных усилителей сигналов от источников с существенно реактивным импедансом. При этом для достижения максимального соотношения сигнал/шум одновременно с высокой линейностью требуется выполнение существенно более жестких условий, чем при работе от источника сигнала с резистивным сопротивлением. В качестве примера будет приведен УВ, который позволяет получить в кассетном магнитофоне отношение сигнал/шум около 70 дБА без использования шумоподавителей.**

Как известно, коэффициентом шума в подавляющем большинстве работ (Friis [1] и др.) называется отношение соотношений сигнал/шум (по мощности!) на входе и на выходе некоторого устройства. То есть коэффициент шума (иногда его называют фактором шума) может быть определен как

$$K_{ш} = (P_{с\ вх}/P_{ш\ вх})/(P_{с\ вых}/P_{ш\ вых}) \quad (1)$$

независимо от полосы частот, вида и даже физической природы сигналов. При этом он в равной степени зависит не только от свойств исследуемого устройства, но и от свойств источника сигнала (величины собственного шума источника сигнала).

Таким образом, уже по определению коэффициент шума — общий критерий, отражающий конечный результат действия некоторой системы, вне зависимости от диапазона частот и даже физической природы этой системы (необязательно "чисто" электронной).

В радиотехнических терминах коэффициент шума, по своей сути, есть отношение мощности шума в некоторой полосе частот на выходе реального шумящего приемника (усилителя) к мощности шума (в той же полосе частот) на выходе идеального нешумящего приемника (усилителя) при их работе от одинаковых источников сигнала при одинаковых АЧХ и коэффициентах усиления (т. е. при одинаковом полезном сигнале на выходе) [1].

Однако, к сожалению, авторы многих учебников (видимо, в погоне за кажущейся простотой или наглядностью) при рассмотрении понятия коэффициента шума нередко вводят допущения, резко снижающие практическую ценность этого критерия.

Во-первых, зачастую подразумевается, что относительная ширина полосы частот  $\nu = (F_{\max} - F_{\min})/(F_{\min} \cdot F_{\max})^{1/2}$  невелика, а импеданс источника сигнала постоянен. При этом нередко принимается, что импеданс источника сигнала имеет чисто активный ха-

рактер или что реактивные проводимости практически скомпенсированы (в достаточно узкой полосе это почти всегда осуществимо).

Во-вторых, спектральную плотность мощности источников шума и уровень сигнала часто принимают равномерными (постоянными) в пределах данной полосы частот.

Получаемый при таких условиях коэффициент шума в некоторой области частот, как правило, и приводится в качестве характеристики прибора (устройства). Иногда его явно называют узкополосным коэффициентом шума или, чаще, коэффициентом шума на данной частоте [2].

Происхождение этих допущений вполне объяснимо, учитывая историю развития радиотехники — впервые задача измерения и минимизации шумов возникла при проектировании радиоприемников, относительные полосы пропускания которых тогда (да и сейчас в большинстве случаев) не превышали 1...2 %, и для этих случаев понятие коэффициента шума, измеренного в узкой полосе, вполне адекватно.

Однако в настоящее время малошумящие усилители требуются далеко не только и даже не столько в радиоприемниках, сколько при усилении сигналов от различных датчиков физических величин, т. е. при сопряжении электронных устройств с источниками сигналов. Полное сопротивление (импеданс) большинства датчиков, как правило, не только имеет существенную частотную зависимость, но и существенно реактивно (фазовый угол импеданса может вплотную приближаться к 90 градусам).

Примером могут служить наиболее распространенные индуктивные (трансформаторные) и емкостные датчики. В этих датчиках либо непосредственно генерируется полезный сигнал (как, например, в пьезоэлементах, в приборах с зарядовой связью, в ГВ

магнитофона или магнитострикционных преобразователях), либо используется изменение характеристик датчика (индуктивности, емкости, сопротивления потерь, коэффициента трансформации) при воздействии измеряемой величины (например, в тензочувствительных датчиках). Последнее обстоятельство требует введения цепей питания датчика, которые в общем случае вносят дополнительные шумы, но это мы здесь рассматривать не будем.

Вторым важным для практики обстоятельством является тот факт, что из-за значительно большей относительной полосы частот выходное отношение сигнал/шум (то есть отношение сигнал/помеха в терминах интересующей нас величины) редко однозначно соответствует выражению (1). Причин тому две. Во-первых, интересующий нас полезный сигнал в терминах измеряемой величины обычно получается не как результат простого (масштабного) усиления сигнала с датчика, а как результат его интегрирования, дифференцирования или более сложной частотной обработки. Одним из наиболее наглядных примеров может служить УВ аналогового магнитофона, на АЧХ которого (рис. 1) имеются участки интегрирования (примерно в интервале 30...2000 Гц), приблизительно постоянной АЧХ (2000...10000 Гц) и участок компенсации контактных и щелевых потерь (10...20 кГц). Относительная ширина рабочей полосы частот

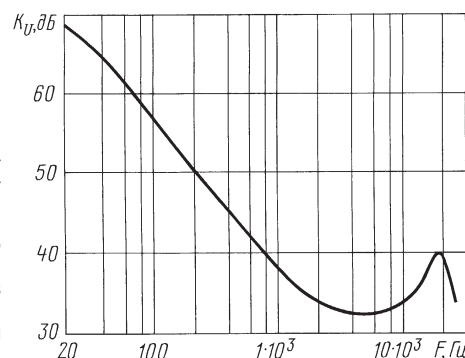


Рис. 1

в данном случае достигает 500:1 и более, а для многих датчиков нередко полоса пропускания должна начинаться от постоянного тока (например, для датчиков силы или положения). В последнем случае относительная полоса частот формально бесконечна.

Существенно здесь то, что при сколько-нибудь широкой относительной полосе выходного сигнала, как правило, уже нельзя пренебрегать ни частотной зависимостью спектральных плотностей мощности различных источников шумов, ни частотной зависимостью "заметности" этих шумов. Последнее обстоятельство исторически ранее всего выявилось в электроакустике, вследствие чего были введены так называемые взвешивающие фильтры для измерения шумов [3].

"Классический" (т. е. узкополосный) коэффициент шума, приводимый

в справочниках, при этом перестает быть информативным, так как, во-первых, он оказывается неравномерным в пределах рабочей полосы частот и, во-вторых, не учитывает степень нежелательности шумов в различных участках спектра.

В то же время для осмысленного проектирования совершенно необходим однозначный критерий совершенства шумовых характеристик.

Поэтому представляется логичным и обоснованным в дополнение к классическому "узкополосному" коэффициенту шума ввести понятие широкополосного коэффициента взвешенного шума (или просто коэффициента взвешенного шума), представляющего собой отношение надлежащим образом частотно-взвешенного выходного шума реальному устройству к частотно-взвешенному выходному шуму "идеального" устройства, естественно, обладающего тождественными АЧХ и коэффициентом передачи.

Здесь необходимо снова отметить два обстоятельства.

Во-первых, поскольку коэффициент шума, по сути, показывает *относительное* приращение мощности шума, то он, естественно, зависит от величины шума самого источника сигнала. Чем *больше* собственный шум источника сигнала, тем (при прочих равных условиях) *меньше* оказывается относительное приращение шума из-за шума усилителя. То есть при "шумном" источнике сигнала коэффициент шума снижается.

И наоборот, при охлаждении источника сигнала до гелиевых температур (мощность его теплового шума при этом упадет почти в 80 раз) или при источнике сигнала с практически чисто реактивным импедансом (с очень малой активной — шумящей — частью) нетрудно попасть в ситуацию, когда даже у предельно маломушящего электронного усилителя фактор шума будет не около 1, а составлять десятки и более. В случае, если это недопустимо (например, в радиоастрономии), приходится использовать усилители на иных физических принципах (на основе квантовых эффектов или параметрические).

Во-вторых, из формул Эйнштейна [4], полученных в 1907 г., следует, что в любой системе, в том числе электрической, независимо от номиналов элементов на каждую из степеней свободы приходится средняя энергия теплового шума  $E$ , равная  $(1/2) kT$ , где  $T$  — эффективная абсолютная температура диссипативных элементов, демпфирующих данную моду колебаний. В этом выражении  $k$  — так называемая постоянная Больцмана ( $1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/К);  $T$  — абсолютная температура в кельвинах (комнатной температуре  $20...25^\circ\text{C}$  соответствуют  $293...298$  К). Диссипативными (рассеивающими энергию) элементами в электротехнике являются резисторы и потери в реактивных элементах. Степенью свободы применительно к электрической системе является независимый контурный ток или узловое напряжение, общее число степеней свободы при этом есть сумма числа независимых контурных токов

и числа независимых узловых потенциалов. Так, изолированный резистор, конденсатор или индуктивность имеют одну степень свободы (напряжение между их выводами, или заряд для конденсатора, или энергия магнитного поля — ток через индуктивность), тогда как колебательный контур имеет уже две степени свободы — напряжение на обкладках конденсатора и контурный ток в индуктивности. Соответственно, полная энергия флуктуаций в колебательном контуре составит  $kT$  (сами по себе реактивные элементы не имеют теплового шума, источником шумов в них является их неидеальность).

Существенно, что, согласно равенству Парсевала, интегральное по спектру значение энергии шумов (именно энергии шумов, а не электрических напряжений или токов!) для каждой из степеней свободы также не зависит от степени

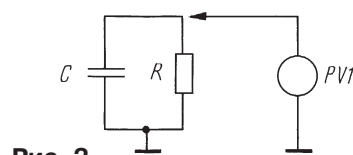


Рис. 2

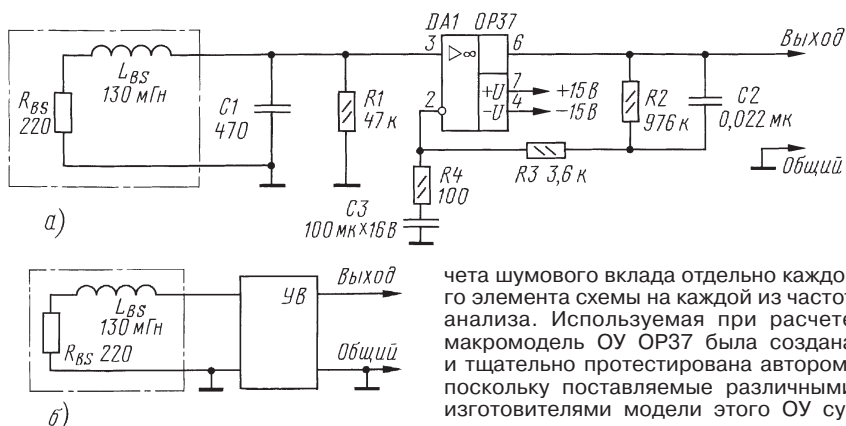


Рис. 3

демпфирования степеней свободы, т. е. более задемпфированный резонанс даст более широкую, но менее "высокую" шумовую полосу. К примеру, в частном случае параллельной RC-цепи (рис. 2), как показано в [4], усредненное во времени значение квадрата шумового напряжения не зависит от номинала  $R$  и определяется только величиной емкости  $C$ :  $U^2_{\text{ср}} = kT/C$ . (Отсюда, используя предельный переход при  $C \rightarrow 0$  и понятие шумовой полосы, легко вывести формулу Найквиста для квадрата спектральной плотности шумового напряжения резистора:  $e^2_{\text{ш}} = 4kTR$ .)

Подобные обстоятельства могут сильно ухудшить характеристики при работе от существенно реактивных источников сигнала, что, как мы увидим далее, нередко имеет место на практике.

Для иллюстрации вышесказанного рассчитаем реальный коэффициент взвешенного шума типового УВ кассетного магнитофона высшего класса, построенный на маломушящем ОУ ОР37 (рис. 3,а). Заметим, что в большинст-

ве "топовых" моделей кассетных магнитофонов применены менее качественные ОУ, в лучшем случае это NJM4580,  $\mu\text{PC4570}$ , NJM2114, но встречаются и M5238 или даже M5218. Для "взвешивания" шума мы будем использовать самую распространенную кривую МЭК-А, в отдельных примерах будет использована более реалистичная кривая CCIR-468-2 [5]. Во всех случаях мы будем рассматривать среднеквадратичное значение шума, а источником сигнала будем считать головку воспроизведения (ГВ) с частотно-независимой активной частью импеданса (LR-модель).

Наиболее наглядно расчет коэффициента взвешенного шума УВ можно выполнить средствами программы схемотехнического моделирования SPICE. Связано это с тем, что, во-первых, с помощью SPICE очень удобно создавать "идеальные" элементы, в том числе четырехполюсники с произвольными АЧХ и ФЧХ (например, для моделирования идеальных усилителей и взвешивающих фильтров), а во-вторых, постпроцессор PROBE, даже в DOS-версиях, обладает очень богатыми возможностями представления информации. Кроме того, в SPICE есть возможность рас-

чета шумового вклада отдельно каждого элемента схемы на каждой из частот анализа. Используемая при расчете макромодель ОУ ОР37 была создана и тщательно протестирована автором, поскольку поставляемые различными изготовителями модели этого ОУ существенно отличаются по шумовым свойствам, тогда как сами микросхемы ОУ очень похожи.

Далее мы должны принять типичные для кассетных магнитофонов параметры ГВ. Так, для лучших по комплексу характеристик отечественных головок (ЗД24.750, ЗД22.750)  $R \approx 220$  Ом,  $L \approx 130$  мГн (максимум), типовая ЭДС воспроизведения  $0,22$  мВ на частоте  $400$  Гц при уровне записи  $0$  дБ, величина потерь воспроизведения на частоте  $20$  кГц — от  $5$  до  $10$  дБ [6]. Большинство аналогичных головок японского производства имеют практически такое же или даже худшее отношение ЭДС воспроизведения к индуктивности обмотки. Постоянную времени воспроизведения примем равной  $85$  мкс, поскольку частотная зависимость слойных потерь магнитной ленты с двуокисью хрома соответствует постоянной времени  $70$  мкс RC-аналога только в грубом приближении. Составив соответствующее описание схем на языке SPICE, рассчитаем квадратичные значения взвешенного напряжения шумов на выходе "идеального" (рис. 3,б) и "реального" УВ.

Тип УВ	Выходное напряжение, соответствующее 0 дБ для типовой ГВ, мВ	Напряжение выходного шума (МЭК-А), мкВ	Квадрат напряжения выходного шума (взвеш. по МЭК-А), В <sup>2</sup>	Коэффициент шума (взвеш. по МЭК-А)	Относительный уровень шума по МЭК-А, дБ
ОР37, рис. 3	40,48	37,09	$1,375668 \cdot 10^{-9}$	9,15	-60,76
"идеальный"	40,48	12,28	$1,507984 \cdot 10^{-10}$	1,005*	-70,36

\* Коэффициент взвешенного шума "идеального" УВ чуть больше 1 из-за ненулевой температуры резисторов в цепях формирования АЧХ.

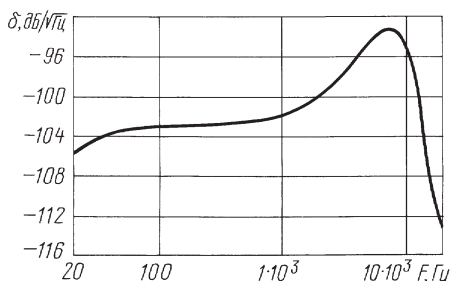


Рис. 4

Как видно из **таблицы**, в которой приведена сводка результатов расчета, квадратичные значения взвешенного напряжения шумов на выходе реального и идеального УВ отличаются более чем в 9 раз. Иными словами, коэффициент шума УВ, собранного по типовой схеме на одном из самых малошумящих для такого применения ОУ, составляет 9,15. Это соответствует потере отношения сигнал/шум в 9,6 дБ.

Здесь уместно напомнить, что собственный шум паузы высококачественных кассетных лент (BASF TP-II, Maxell XL-II-S, TDK SA-XS), по данным измерений автора, не превышает -66...-68 дБА относительно значения остаточного магнитного потока 250 нВб/м (соответствующего уровню 0 дБ), т. е. почти на 10 дБ ниже, чем реальные шумы УВ большинства магнитофонов! Иными словами, вопреки устоявшемуся мнению, при использовании качественных лент основным источником шума в канале воспроизведения оказывается не лента, а тракт воспроизведения (УВ и ГВ).

Реальные шумы канала воспроизведения у лучших моделей кассетных магнитофонов эпохи 80—90-х годов при  $\tau = 70$  (85) мкс и учете погрешностей АЧХ воспроизведения составляли, по измерениям автора, -57...-62 дБА относительно уровня записи 0 дБ. Это зачастую хуже, чем указывается в описаниях, так как там обычно приводится отношение сигнал/шум при  $K_{\Sigma} = 3\%$  на частоте 315 Гц, т. е. для уровня сигнала не 0 дБ, а для +4...+7 дБ, в зависимости от перегрузочной способности использованных лент. Отсюда и возникают дополнительные 4...7 дБ. Из просмотревшихся в то время (лет 10 назад) моделей наиболее объективные спецификации приводились фирмами Philips, Sony и Nakamichi. В то же время, например, ReVox (Studer) для одной из лучших моделей вообще не оговорил шумы при отключенном шумопониже-

нии (Dolby), хотя в остальных отношениях магнитофон был очень хорошим.

Учитывая, что при использовании высококачественных лент основным источником шума оказывается канал воспроизведения, очевидна потребность снижения шума УВ. С этой целью на первый (и ошибочный!) взгляд напрашивается попытка применить ОУ с наименьшей спектральной плотностью ЭДС входного шума, например, LT1115, LT1028 или AD797. Однако намного больший, чем у ОР37, входной ток шума этих ОУ, проходя через индуктивность ГВ, приведет к росту высокочастотных составляющих шума на выходе УВ, ухудшая отношение сигнал/шум. Причиной подобной ситуации является именно существенная реактивность источника сигнала, когда модуль импеданса источника сигнала оказывается много большим, чем его шумящая (активная) часть.

Даже при использовании ОР37 на выходе в действительности доминирует высокочастотный шум, как видно из **рис. 4**, где изображена относительная спектральная плотность выходного шума УВ после "взвешивания" фильтром с характеристикой CCIR-468-2. Кстати, это хорошо согласуется и с субъективными впечатлениями. Высота подъема составляет примерно 8...10 дБ, указывая на то, что для получения субъективно равномерного ("ровного") шума необходимо обеспечить дополнительное подавление шума в этой области. Насколько известно, подобный результат в свое время послужил отправной точкой при выборе параметров системы шумопонижения Dolby-B.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Friis H. T. Proc. Inst. Radio Engrs., 1944, v. 32, p. 419.
2. Ван-дер-Зил А. Шум. (источники, описание, измерение). Пер. с англ. п/р А. К. Нарышкина. — М.: Сов. Радио, 1973.
3. Moir J. Electrical noise measurement in audio engineering. — Wireless World, August 1978, p. 45—48.
4. Эйнштейн А. О границе применимости теории о термодинамическом равновесии и о возможности нового определения элементарных квантов. // Собр. науч. тр. — М.: Наука, 1966, т. 3, с. 145—151.
5. Ареев С. Методики измерения звуковых сигналов и шумов. — Радио, 1998, № 10, с. 38—40.
6. Сачковский В. Ферритовые магнитные головки для звукозаписи и особенности их применения. — Радио, 1998, № 3, с. 16—18; № 4, с. 20—22; № 5, с. 16—18.

(Продолжение следует)

Редактор — А. Соколов, графика — Ю. Андреев

# Минимизация шумов предварительных усилителей

## О некоторых особенностях проектирования малошумящих усилителей при существенно реактивном импедансе источника сигнала

С. АГЕЕВ, г. Москва

В предыдущей части статьи были приведены результаты расчета уровня взвешенных шумов двух УВ: на ОР37 и "идеального", причем коэффициент взвешенного шума УВ на ОУ составил почти 10 дБ. Это немало.

Естественно, возникает желание разобраться, откуда "набирается" столько шумов. В этой связи стоит напомнить, что SPICE (и его клоны) предоставляет возможность не только расчета итогового уровня шумов, но и анализа вклада каждого элемента усилителя в спектральную плотность выходного (или входного) шума. Только имея эти количественные данные, можно обоснованно судить о целесообразности модификации схем.

Плотность выходного шума при этом возрастает в большей степени, чем полезный сигнал. То есть использование контура на входе в данном случае (при достаточно малой спектральной плотности ЭДС шума ОУ) приводит к ухудшению отношения сигнал/шум. Образование на входе УВ настроенного LC-контура для формирования ВЧ подъема АЧХ унаследовано из ламповой эпохи, когда наибольшие проблемы создавало напряжение шума самих ламп. К сожалению, эта ошибка до сих пор повторяется в большинстве промышленных УВ.

Наиболее рациональным решением в такой ситуации является устранение демпфирующего резистора ( $R_1$  на рис. 3) одновременно с выводением ре-

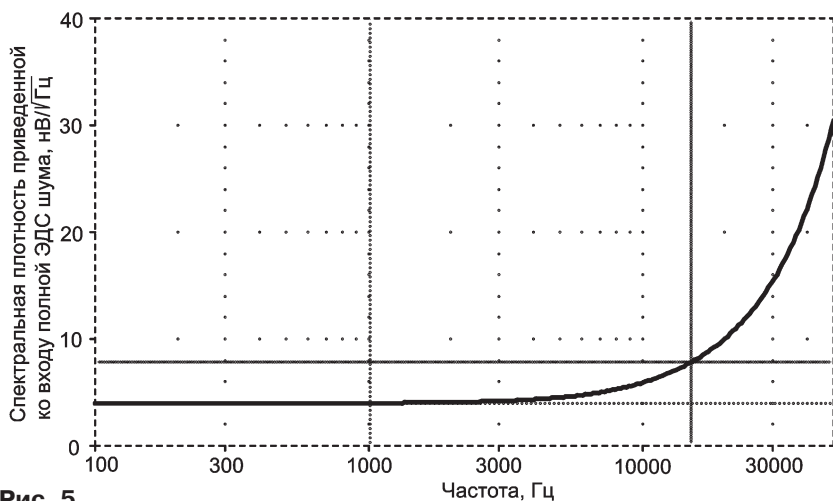


Рис. 5

При первом же взгляде на результаты соответствующего расчета для УВ на ОР37 становится очевидным, что основным источником ВЧ шума является резистор  $R_1$  (см. рис. 3 в предыдущей части), ограничивающий подъем АЧХ, создаваемого колебательным контуром на основе индуктивности ГВ. Шумовой ток этого резистора (его спектральная плотность почти в 1,5 раза больше спектральной плотности входного тока шума ОУ и равна  $0,56 \text{ пА/Гц}^{1/2}$ ), вместе с шумовым током ОУ, "раскачивает" контур и увеличивает спектральную плотность шума, приведенного ко входу УВ, в полном соответствии с законами термодинамики. В итоге спектральная плотность приведенной ко входу УВ суммарной ЭДС шума растет с частотой и на 15 кГц возрастает вдвое (рис. 5). Важно, что спектральная

зональной частоты входного контура ( $L_{\text{BC}}C_1$ ) вверх за пределы рабочей полосы частот. Интегральный (в широкой полосе частот, включающей резонансную частоту) уровень шума УВ при этом почти не изменится, но максимум спектральной плотности шума станет узкополосным и сместится в ультразвуковую область. "Перенесенный" в узкую ультразвуковую полосу шум перестает быть слышимым, кроме того, его легко подавить с помощью ФНЧ или режекторного фильтра, практически не влияющих на полезный сигнал.

Подобные приемы носят название противозумовой коррекции и пришли из телевизионной техники, где впервые остро встал вопрос малошумящего усиления сигнала от источников, имеющих чисто реактивный импеданс (передающих телевизионных трубок) [6]. Применительно к УВ этот прием оказывается самым эффективным способом снижения

Продолжение.

Начало см. в "Радио", 2004, № 12



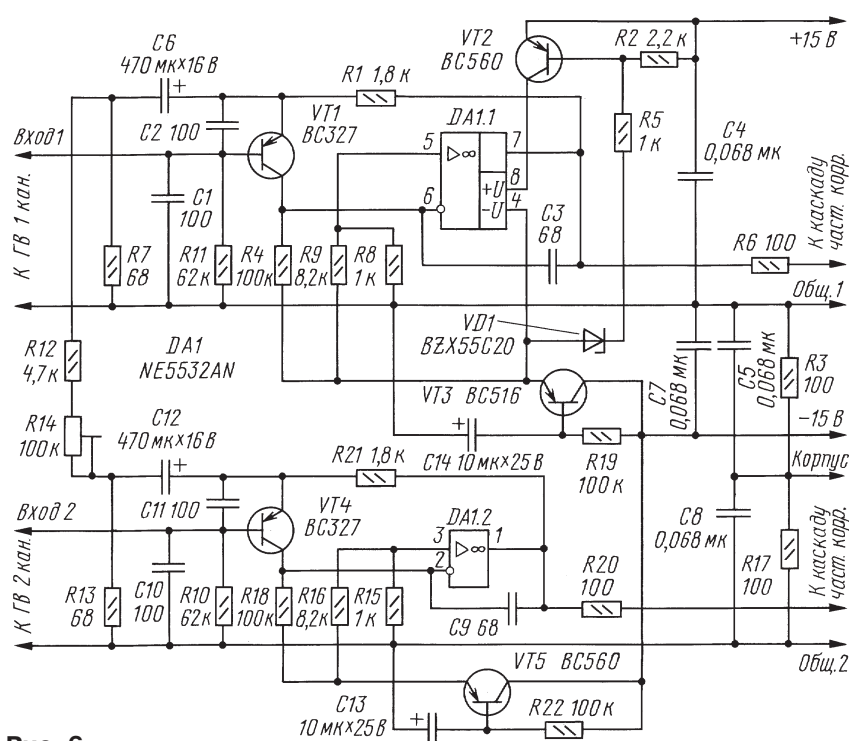


Рис. 6

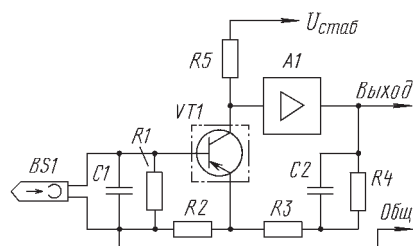


Рис. 7

ВЧ шума входной цепи, к тому же при этом почти устраняется влияние разброса и изменений индуктивности ГВ (при ее износе) на АЧХ канала воспроизведения.

Тем не менее, по оценке автора, ни один из более чем сорока известных ему серийных или описанных в литературе УВ, кроме УВ, использующих режим "виртуального замыкания" ГВ [7, 8], не способен устойчиво работать с высокодобротной ферритовой ГВ без использования шунтирующего резистора. Особенно при настройке резонанса входной цепи на частоту выше 35 кГц (добротность порядка 50...100). При ис-

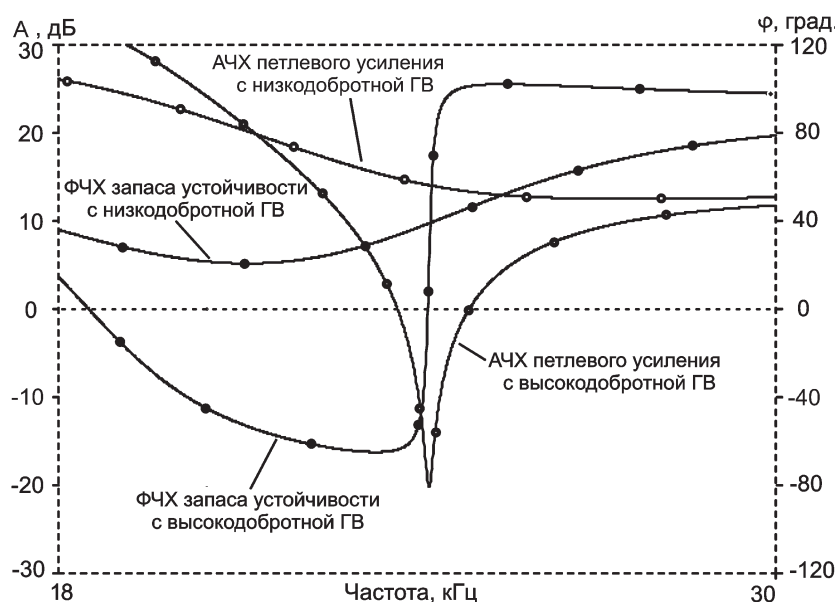


Рис. 8

пользовании "металлических" ГВ добротность не превышает 5...7, так как роль демпфирующего резистора (и источника шумов) выполняют потери в магнитопроводе ГВ.

Причиной неустойчивости УВ является резкий рост импеданса входных цепей на резонансной частоте. При использовании в УВ последовательной ООС по напряжению (параллельная ООС в УВ непрактична по целому ряду причин) это приводит к резкому падению петлевого усиления в области резонанса, а при недостатке петлевого усиления — и к самовозбуждению УВ. Для иллюстрации возьмем предварительный УВ профессионального магнитофона модели А820 одной известной швейцарской фирмы (рис. 6). Автор этой схемы, по имеющимся данным, В. Bernet. Структурная схема этого усилителя — типовая для большинства супер-Hi-Fi УВ, и в обобщенном виде ее можно представить следующим образом (рис. 7). Непосредственно (или через разделительный конденсатор) к ГВ подключается управляющий вывод малошумящего усилительного элемента (база, затвор транзистора или сетка лампы), к общему электроду (эмиттеру, истоку или катоду соответственно) подводится сигнал от малошумящей (низкоомной и/или реактивной, например, трансформаторной) цепи последовательной ООС, а выходной электрод (коллектор, сток, анод) подключается ко входу последующих каскадов усиления, выполненных, как правило, на ОУ.

Анализ АЧХ и ФЧХ петлевого усиления подобной структуры с помощью SPICE выполняется очень легко (см. результаты на рис. 8), но при необходимости эти расчеты вполне могут быть проделаны и вручную (что в свое время и было сделано автором). На рис. 8 показаны АЧХ и ФЧХ петлевого усиления для двух случаев: обычной схемы входных цепей (с резонансом на 22...25 кГц и добротностью около 2) и "нешумящей", с добротностью около 100. В последнем случае возникает полоса частот, где петлевое усиление  $A$  падает ниже 1 (от примерно 24 до 25 кГц), а фазовый сдвиг  $\phi$  на низкочастотном крае этой полосы превышает 180 градусов — условия для самовозбуждения налицо (см. рис. 9). Как видно из хода АЧХ и ФЧХ, уменьшение и без того небольшой глубины ООС даже на 10...20 дБ не обеспечит устойчивости в этой ситуации. Кроме того, фактическое отсутствие ООС на частоте максимума чувствительности к помехам (и спектральной плотности шума) "гарантирует" образование большого числа продуктов интермодуляции.

Более подробный анализ этого УВ применительно к ситуации его штатного применения (в катушечном магнитофоне с большой скоростью ленты) выявил еще одну небезынтесную подробность. Допустим, что предполагается воспроизвести с ленты двухтональный сигнал (10+11 кГц) с номинальным уровнем (0 дБ при потоке короткого замыкания 320 нВб/м) на скорости 76,2 см/с (постоянная времени 17,5 мкс). Номинальная ЭДС ГВ составляет 0,9...1 мВ на 400 Гц. Тогда на частоте 10...11 кГц номинальному уровню будет соответство-

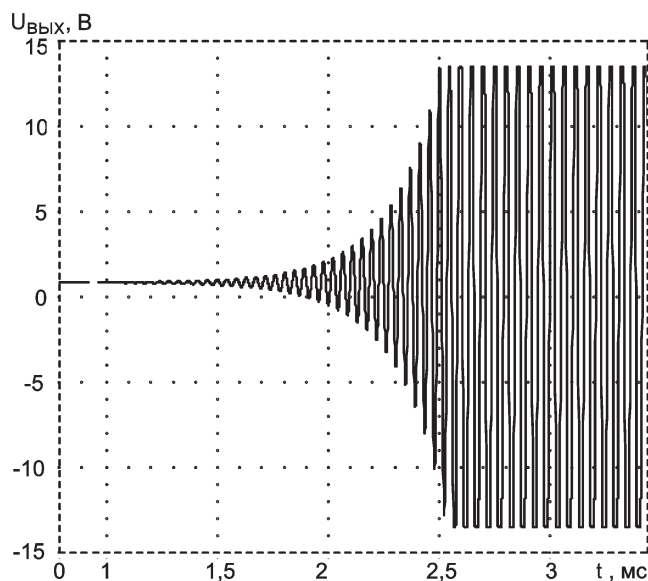


Рис. 9

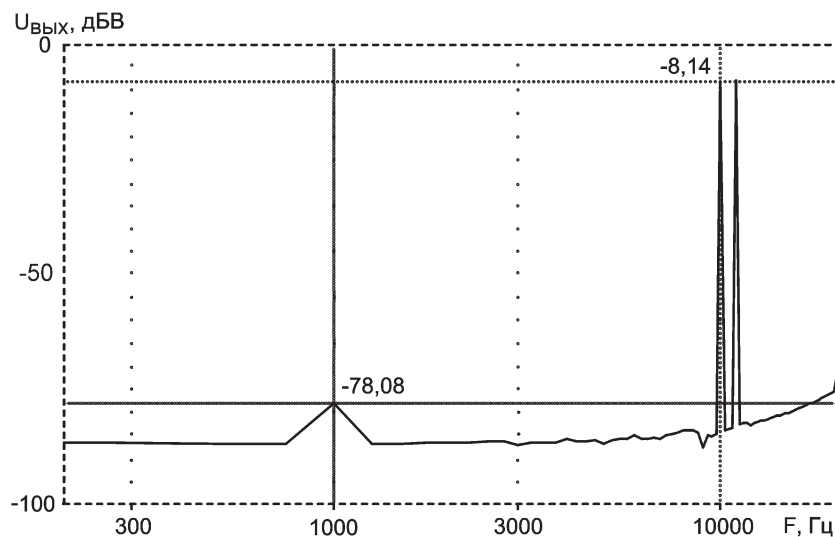


Рис. 10

вать сигнал напряжением 18 мВ (эфф.), а амплитуда каждого тона составит около 13 мВ. При этом из-за невысокой глубины ООС в области 10...11 кГц (около 30 дБ) и нелинейности входного транзистора в усилителе возникнет разностный тон (1 кГц). Приведенная ко входу его величина составит примерно 4...5 мкВ или -69 дБ (см. **рис. 10**). Формально это немного, но, если учесть подъем АЧХ УВ в сторону низких частот (+19 дБ — для 1 кГц, +27 дБ — для 400 Гц относительно 10 кГц), то в итоге относительная величина разностного тона составит примерно 0,3 % (-50 дБ) от каждого из высокочастотных. Кроме того, уменьшение разности частот приведет к еще большему подъему уровня разностного тона, и для разности 400 Гц величина разностного тона составит уже около 1 % (!). В то же время порог перегрузки собственно магнитных лент (по уровню продуктов ин-

термодюляции 3 %) при скорости 76,2 см/с для частот 10...11 кГц составляет +6...+11 дБ. Поэтому неудивительно, что воспроизведение "горячей" записи тарелок, треугольников и металлофона с таким УВ может сопровождаться более чем явными низкочастотными призвуками — "грязью".

Вывод из описанного выше вполне очевиден — для получения удовлетворительных характеристик УВ не только по линейности, но и по шумам (!) необходимо существенное повышение глубины и широкополосности ООС по сравнению с типовыми значениями.

Более того, как показывает тщательный анализ, необходимые характеристики одновременно по линейности и шумам в УВ профессионального катушечного магнитофона вообще не могут быть гарантированно достигнуты без использования ООС независимо от типа усилительных приборов. Связано это с тем,

что линейность собственных характеристик усилительного прибора находится в противоречии с удельной крутизной (величиной передаточной проводимости, отнесенной к режимному току). Это важный параметр для входных приборов маломощных усилителей, поскольку чем выше удельная крутизна, тем меньшим оказывается влияние собственного шума нагрузки первого каскада.

Наибольшую удельную крутизну обеспечивают биполярные транзисторы [9]. Как следствие этого, при заданном рабочем токе и усилении они (при правильном использовании) обеспечивают и наилучшую линейность за счет большей глубины местной или общей ООС. Наглядная иллюстрация этого факта приведена на **рис. 11**, где показаны передаточные характеристики двух дифференциальных каскадов — на полевых и на биполярных транзисторах — с равными рабочими токами (примерно 3,2 мА) и одинаковой крутизной для малого сигнала. Параметры каскада на полевых транзисторах выбраны по максимуму линейности (рабочий ток  $I_{\text{вых}}$  через каждый транзистор при нулевом значении входного напряжения равен половине начального).

Приведенные на рис. 11 графики производных от передаточных характеристик наглядно показывают, что изменение крутизны  $S$  в зависимости от входного напряжения  $U_{\text{вх}}$  (то есть нелинейность) у дифференциального каскада на полевых транзисторах (ПТ) оказывается значительно больше, чем у аналогичного по крутизне и рабочим токам дифференциального каскада на биполярных транзисторах с местной ООС. Шумовые характеристики "по напряжению" у обоих каскадов близки: спектральная плотность приведенной ко входу ЭДС шума составляет около 5 и около 6 нВ/Гц<sup>1/2</sup> соответственно, без учета фликкер-шума и шума сопротивления затвора ПТ. При учете этих факторов преимущество, как правило, оказывается у биполярного варианта. Связано это с тем, что у биполярных транзисторов фликкер-шум возникает в основном по току базы, а фликкер-шум по напряжению при этом вторичен и является следствием протекания шумового тока через объемное сопротивление базы и сопротивление источника сигнала. У полевых же транзисторов фликкер-шум возникает именно *по напряжению*. Как следствие, при частоте среза фликкер-шума порядка 1 кГц спектральная плотность напряжения шума ПТ на частоте 40 Гц будет вчетверо (+14 дБ!) выше, чем на 2...5 кГц, а у биполярных при малом сопротивлении в цепи базы это возрастание может быть менее 1...2 дБ.

Входной ток шума на низких частотах (ниже 100...300 кГц) у ПТ, естественно, меньше, чем у биполярных, и поэтому на низких частотах ПТ лучше подходят для высокоомных и емкостных источников сигнала. В то же время на более высоких частотах входной ток шума ПТ (его спектральная плотность линейно растет с частотой) часто становится больше, чем шумовой ток базы биполярного транзистора. Разумеется, все вышесказанное справедливо и для обычных (не дифференциальных) уси-

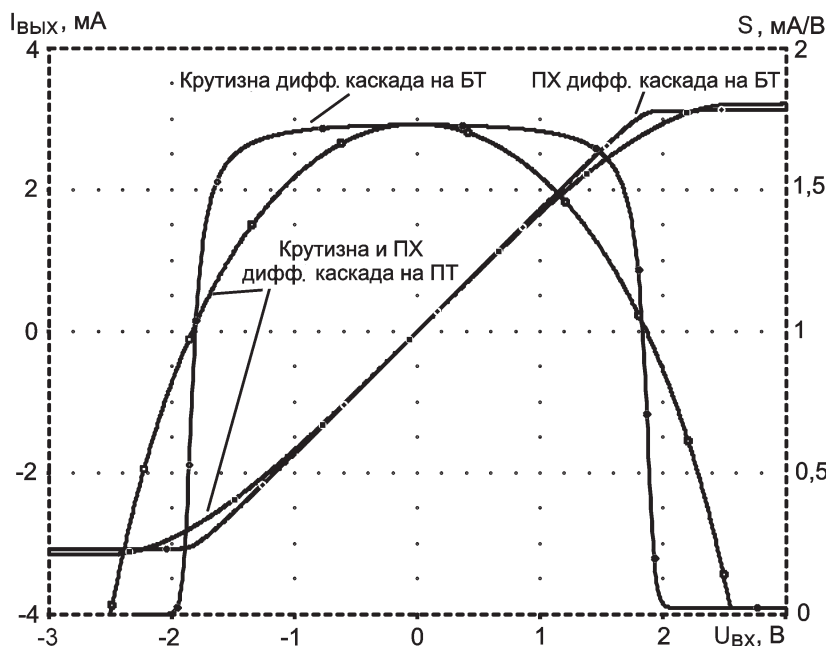


Рис. 11

лительных каскадов, просто графики при этом менее наглядны.

Использование биполярных транзисторов в УВ дает, как правило, наименьший уровень низкочастотного шума, поскольку импеданс источника сигнала (головки) для частот фликкер-шумов невелик. Для высокочастотного (по меркам аудиотехники) шума ситуация обратная: тут чаще имеют преимущество ПТ. Электронные лампы, даже специальные малошумящие, по шумовым характеристикам уступают как полевым, так и биполярным транзисторам, поэтому их применение на входе высокочувствительных усилителей не может обеспечить минимально возможный уровень шумов.

Для малошумящих усилителей важно также, что благодаря высокой удельной крутизне биполярные транзисторы обеспечивают до введения ООС усиление около 30 дБ на вольт падения напряжения на резистивной нагрузке. При использовании вакуумных ламп или ПТ для достижения такого же усиления падение напряжения на резистивной нагрузке должно быть как минимум в несколько раз больше, что увеличивает вклад шума нагрузки. Попытка же поднять усиление за счет использования активной нагрузки еще более ухудшает шумовые свойства. Сильнее всего это ухудшение выражено как раз для полевых транзисторов и вакуумных ламп. Известный читателям журнала УВ [10] из-за использования активной нагрузки имеет как минимум вдвое больший коэффициент шума, чем могут обеспечить примененные в нем полевые транзисторы.

Из вышеизложенного очевидно, что нагрузка первого усилительного элемента должна быть пассивной и давать как можно меньший вклад в шум усилителя в целом. В случае применения биполярных транзисторов это условие выполняется почти всегда: достаточно, чтобы па-

дение напряжения на нагрузочном резисторе превышало 0,5...1 В и этот резистор не имел бы чрезмерного избыточного шума. Но в случае применения ПТ вклад спектральной плотности теплового и особенно избыточного фликкер-шума нагрузочного резистора (имеющего порядок долей микровольта на вольт приложенного напряжения на декаду частоты) может быть сравним и даже превышать вклад шумов самого транзистора, особенно на частотах ниже 1...2 кГц. Это усложняет создание высококачественных УВ, которые должны иметь большое усиление в области низких частот. Использование теоретически нешумящей индуктивной нагрузки и трансформаторов, широко практикуемое в радиочастотных усилителях, на звуковых частотах (от 20...40 Гц) весьма неудобно, и именно поэтому ПТ редко применяют в первом каскаде промышленных УВ.

Как следствие, практически все серийные УВ выполнены либо на ОУ (входные транзисторы которых, как правило, неплохо оптимизированы по шумовым свойствам), либо со входом на дискретных биполярных транзисторах с высоким коэффициентом передачи тока базы ( $h_{21\beta}$  не менее 400) и умеренным объемным сопротивлением базы  $r_b$  (желательно не более 1/2...1/3 от сопротивления обмотки ГВ постоянному току). Таких транзисторов сейчас выпускается довольно много: из транзисторов структуры p-n-p это — 2N5087, 2N4250A, BC327-40 (BC807-40), 2SA970BL, 2SA1312BL, 2SA1162BL, 2SA1163BL, из приборов структуры n-p-n примечательны транзисторы в сборках LM394, MAT-02, SSM2210, неплохи также 2N5089, 2SC1815BL, 2SC3224BL, 2SC2712BL, 2SC2713BL, 2SC3615K, 2SC3615L, а для высокоомных головок — и BC817-40, 2SD2144KV(KW). При условии параллельного включения (для снижения  $r_b$ ) могут быть также рекомендованы, помимо перечисленных, транзисторы p-n-p

структуры BC557C—BC560C (BC857C—BC860C), BCX71K, BCW61D, 2SA1434, отечественные КТ3107К, КТ3107Л. Из приборов n-p-n структуры — 2SC3495, BC547C—BC550C (BC847C—BC850C), BCX70K, BCW60D, 2SC3068, 2SC3661, 2SC3112B, 2SC3069, 2SC3689, 2SC3113B, 2SC3295B. При низком сопротивлении обмотки ГВ (менее 100 Ом) удобно включить параллельно оба транзистора в сборке MAT-02A (или SSM2210, что в отношении шумовых свойств то же самое, но гораздо дешевле).

Высокое усиление по току (т. е. большое значение  $h_{21\beta}$ ) нужно не только для уменьшения шумового тока базы, но и для повышения входного сопротивления без ООС. Конкретные цифры — при токе коллектора 80 мкА и  $h_{21\beta} > 400$  входное сопротивление УВ без ООС равно примерно 130 кОм. Потери отношения сигнал/шум на высоких частотах составляют при этом почти 1 дБ, поскольку такое входное сопротивление лишь на порядок превышает модуль импеданса низкоомной ГВ на частоте 10...15 кГц. Соответственно полезный сигнал ослабляется примерно на 1 дБ, тогда как ЭДС шума не меняется. Здесь важно именно входное сопротивление до введения ООС, поскольку введение ООС само по себе не влияет на шумовые характеристики (отношение сигнал/шум).

Выбор между двумя структурами транзисторов для входного каскада обычно делают исходя из того, что сопротивление тела базы у транзисторов структуры p-n-p благодаря большей подвижности электронов оказывается примерно вдвое меньше, чем у аналогичных по конструкции комплементарной структуры. Однако параметр  $h_{21\beta}$  для структуры p-n-p в полтора-два раза ниже, чем для p-n-p, соответственно возрастает ток шума. Поэтому для работы с высокоомными головками предпочтительнее использовать транзисторы структуры p-n-p. Фликкер-шум тока базы, довольно высокий у p-n-p транзисторов старых типов, при использовании в технологическом процессе производства отжига в водороде и нитридной пассивации поверхности кристалла может быть существенно снижен. Примером могут служить приборы SSM2210 и MAT-02, имеющие частоту среза фликкер-шума порядка 100 Гц.

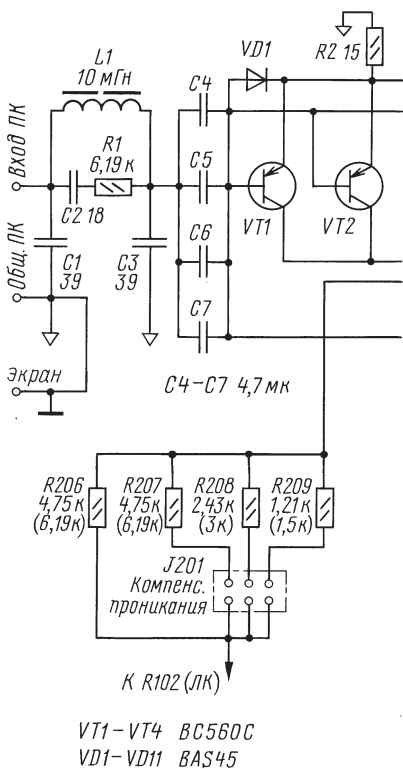
#### ЛИТЕРАТУРА

- Нарышкин А. К. Противозумовые коррекции в широкополосных усилителях на транзисторах. — М.: Связь, 1969.
- Krones F. Die Magnetische Schallaufzeichnung in Theorie und Praxis. — Wien, 1952, s. 156—172 (Die elektrische Verstärker).
- Борисов Е. Низкоомный вход в транзисторном магнитофоне. — Радио, 1968, № 12, с. 35.
- Richard S. Muller, Theodore I. Kamins. Device Electronics for Integrated Circuits, second edition. — Wiley International, 1989.
- Федичкин С. Полевой транзистор во входном каскаде малошумящего УЗЧ. — Радио, 1988, № 10, с. 30—32.

Редактор — А. Соколов,  
графика — автор, Ю. Андреев

(Продолжение следует)

В случае разработки УВ для кассетного магнитофона, где максимальный сигнал с ГВ невелик и перепад АЧХ меньше, требования к линейности УВ ниже, но требования к шумовым свойствам более жесткие. Тем не менее автором была поставлена цель создания УВ, шумовые свойства которого допускают его применение в кассетном магнитофоне, а линейность достаточна для применения в катушечном. Такой УВ был разработан, причем в двух вариантах — "бескомпромиссном", с использованием на входе отобранных полевых транзисторов в специальном режиме, и "практичном", со входом на биполярных транзисторах. Коэффициент взвешенного шума у "бескомпромиссного" УВ при работе от эквивалента упомянутой выше ГВ 3Д24.750 приближается к 1 (составляя 1,25...1,3), однако такой УВ нелегко повторить в любительских условиях. У менее сложного "практичного" УВ коэффициент взвешенного шума при том же источнике сигнала примерно равен 2, т. е. вчетверо лучше,



**Рис. 12**

чем у рассмотренного ранее УВ на одном из лучших ОУ. Для сравнения, при работе "практичного" УВ не от ГВ, а от источника сигнала с чисто активным внутренним сопротивлением 7,5 кОм, коэффициент шума составит всего 1,07 (т. е. около 0,3 дБ, это соответствует шумовой температуре 20 К).

**Продолжение. Начало см. в "Радио", 2004, № 12; 2005, № 1**



# Минимизация шумов предварительных усилителей

## О некоторых особенностях проектирования маломушящих усилителей при существенно реактивном импедансе источника сигнала

С. АГЕЕВ, г. Москва

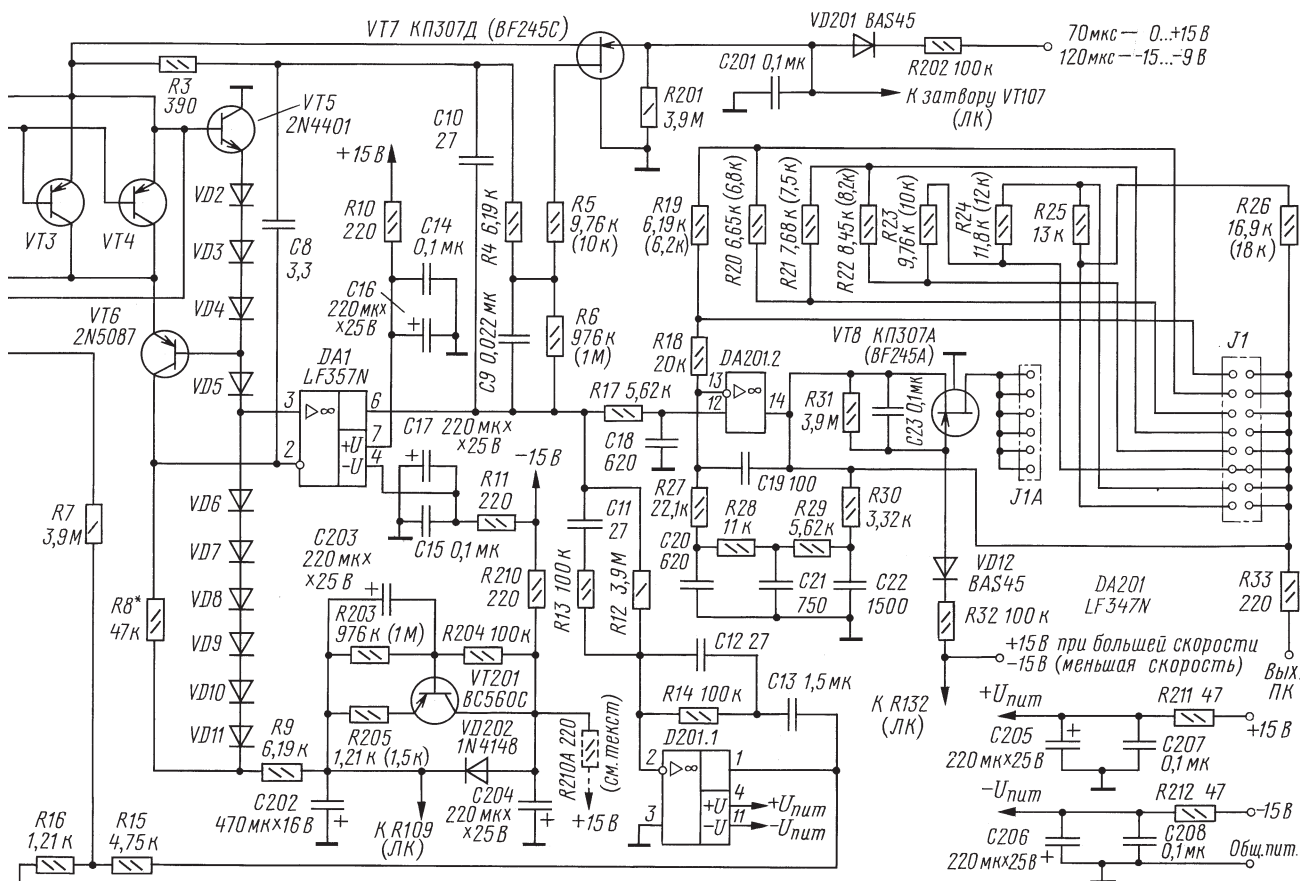
Схема "практичного" варианта УВ приведена на рис. 12.

Эта конструкция обладает рядом особенностей, самые важные из них — использование "следящего питания" входного каскада, "холодное" демпфирование резонанса входных цепей и формирование подъема АЧХ на ВЧ цепью, моделирующей частотный ход контактных и щелевых потерь более точно, чем применяемый обычно колебательный контур. Обеспечено также

такая конструкция входного каскада позволяет применить входные транзисторы с большой емкостью переходов или несколько параллельно включенных транзисторов для минимизации объемного сопротивления базы и фликкер-шума. В итоге снижаются шумы в области НЧ и СЧ. Напомним, что при объемном сопротивлении базы 200...280 Ом, характерном для одиночного транзистора BC560C или KT3107K (KT3107Л), коэффициент шума УВ при

именный шум на низких частотах по сравнению с другими элементами (стабилитронами, светодиодами и т. п.). Для предельного снижения фликкер-шума применены диоды с большим временем жизни неосновных носителей (малым током утечки) [12].

Далее, суммарная емкость конденсаторов C4—C7 (C104—C107) выбрана необычно большой — около 20 мкФ. Это исключает проявление фликкер-шума УВ вплоть до 20...30 Гц несмотря на то, что частота среза фликкер-шума тока базы входных транзисторов может составлять 0,6...1,5 кГц. Непосредственное подключение ГВ к базе входного транзистора (см. рис. 6 во второй части статьи и [13]) также решает эту проблему, однако приводит к необходимости использования не только оксидных конденсаторов большой емкости в цепи ООС, но и разделительных конденсаторов в сигнальных цепях. В итоге более предпочтительным оказывается



отсутствие оксидных конденсаторов в сигнальных цепях.

"Следящее" питание входного каскада совместно с использованием каскодной схемы практически исключает динамическую входную емкость УВ [11]. Кроме того, эта особенность позволяет обойтись без резистора, шунтирующего ГВ, что минимизирует высокочастотный шум. Одновременно

сопротивлению обмотки ГВ 220 Ом даже без учета влияния ее индуктивности и всех остальных источников шума не может быть меньше 2. "Столбик" диодов VD2—VD11 (VD102—VD111)\* выглядит громоздко, но обеспечивает на-

\*На схеме элементы с нумерацией второй сотни (101 и далее) относятся ко второму каналу УВ, а с нумерацией третьей сотни (201 и далее) — общие для обоих каналов.

применение пленочных конденсаторов на входе УВ, исключив оксидные конденсаторы из цепей ООС. Это позволяет также обойтись без конденсатора в цепи компенсации проникания между каналами (R206, R207, R208, R209, J201). Конденсатор в этой цепи вносит фазовый сдвиг, нарушая компенсацию, причем именно в области низких частот, где эта компенсация

нужнее всего. Неидеальность диэлектрика конденсаторов С4—С7 (С104—С107) почти не оказывает влияния на качество сигнала благодаря тому, что сигнальное напряжение на этих конденсаторах даже при частоте 20 Гц не превышает нескольких процентов от входного напряжения, а постоянное напряжение не превышает 0,65 В. Поэтому в качестве С4—С7 (С104—С107) без ущерба для звуковых сигналов могут быть применены лавсановые конденсаторы К73-17 или аналогичные импортные (mylar, polyester). Статья [14] подтверждает эту возможность.

Указанное на схеме сопротивление резистора R8 (R108) оптимизировано для головок с индуктивностью около 100 мГн и входных транзисторов с  $h_{213}$  в пределах 450...500. При использовании входных транзисторов с другими  $h_{213}$  и головок с другой индуктивностью  $L_{BS}$  номиналы резисторов R8 и R108 должны быть изменены примерно пропорционально отношению индуктивности ГВ к квадратному кор-

выбран линейным, чтобы показать, что зависимость логарифма подъема АЧХ от частоты весьма близка к линейной, как это и требуется для компенсации контактных и отчасти щелевых потерь [15]. При этом меньшему подъему соответствует более "протянутая" вверх область подъема (при подъеме в 12 дБ на 18 кГц точка -3 дБ при воспроизведении с ленты приходится примерно на 21...23 кГц, при подъеме в 4 дБ — примерно на 26...28 кГц). Неравномерность группового времени прохождения сигнала у этой цепи не превышает 20...30 мкс, что в несколько раз меньше, чем при использовании LC-контра или его аналога. Слабая зависимость хода ФЧХ от величины установленного подъема ВЧ позволяет сохранить фазировку стереоканалов и стереопанораму при выставлении разного (отличающегося вплоть до 6 дБ) подъема в каналах. Это важно при использовании УВ с изношенными и/или нестандартными ГВ.

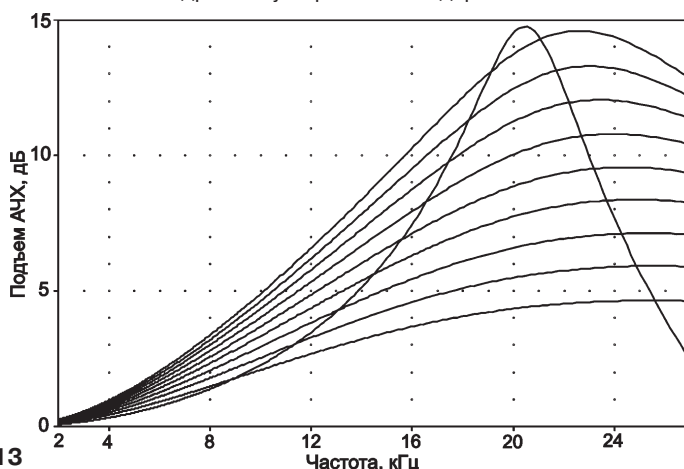


Рис. 13

ню из  $h_{213}$  входных транзисторов (т. е.  $R8 \sim L_{BS}/h_{213}^{1/2}$ ). Например, применяя транзисторы с  $h_{213} = 2000$  (2SC3295B) с ГВ 3Д24.750, сопротивление резисторов R8 и R108 целесообразно уменьшить до 22...24 кОм. Для ГВ с индуктивностью 300 мГн, используя транзисторы с  $h_{213} = 500$ , следует увеличить сопротивление этих резисторов примерно до 150 кОм.

Вторая особенность — введение для компенсации ВЧ потерь специально разработанной цепи, обеспечивающей монотонный ход результирующей АЧХ воспроизведения без обычного "провала" в области 5...12 кГц, сильно снижающего естественность звучания. Одновременно, благодаря практическому отсутствию колебательного переходного процесса, звучание высших частот при работе этого УВ не создает ощущения "жесткости" даже при избыточном (на 4...6 дБ) их подъеме, что очень ценно при реставрации фонограмм. Величина подъема регулируется с помощью переключателя дискретно через 1 дБ от 4 до 12 дБ на частоте 18 кГц (рис. 13). Для сравнения там же приведен вид подъема АЧХ при традиционной коррекции колебательным контуром. Масштаб по частоте на этом рисунке специально

Третья особенность — реализация "охлажденного" входного сопротивления УВ для демпфирования резонанса входных цепей (расположенного к тому же за пределами рабочей полосы частот). Этот способ подавления шума входной цепи несколько уступает способу с применением ФНЧ, но существенно проще в реализации и защищает вход УВ от наводок на частоте резонанса. Идея этого способа, схематично представленная на рис. 14, состоит во введении дополнительной параллельной ОС, когда к нижнему (по схеме) выводу резистора R1 (см. рис. 14) приложено в противофазе усиленное входное напряжение. При условии, что усилитель сам по себе достаточно малошумящий, а его коэффициент усиления  $K$  жестко задан, эффективное входное сопротивление будет равно  $R1/(K+1)$ , тогда как эффективный входной ток шума будет определяться в основном током теплового шума резистора R1. А поскольку его номинал в  $(K+1)$  раз больше, чем синтезируемое входное сопротивление, то спектральная плотность его шумового тока оказывается в  $(K+1)^{1/2}$  раз меньше. Это и соответствует уменьшению эффективной шумовой температуры  $T_{эфф}$  входного сопро-

тивления в  $K+1$  раз. При идеальном малошумящем усилителе выигрыш, естественно, уменьшается (пропорционально коэффициенту шума), но все равно значителен. В этом УВ оказалось удобным совместить цепь стабилизации режима по постоянному току и цепь создания "охлажденного" входного сопротивления. Они выполнены на элементах С11—С13, R12—R16, R7 (С111—С113, R112—R116 и R107), а также соответствующих ОУ DA201. Кстати, подобные принципы снижения шумовой температуры применимы не только в чисто электронных устройствах, но и в сочетании с преобразователями физических величин, позволяя

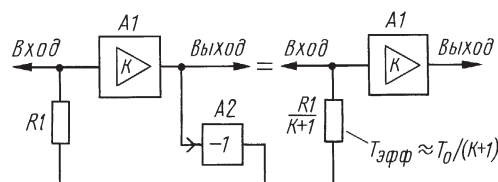


Рис. 14

в ряде случаев на порядок поднять чувствительность прибора.

Коротко расскажем об остальных особенностях описываемого УВ.

Применение ключей на полевых транзисторах с управляющим р-п переходом вызвано двумя обстоятельствами. Во-первых, у них заметно лучше отношение емкостей в закрытом состоянии к сопротивлению в открытом, чем у МОП ключей. Во-вторых, в использованных схемах включения у них практически отсутствует эффект модуляции сопротивления канала напряжением сигнала. И наконец, включение и выключение таких ключей за счет введения емкости сглаживающих конденсаторов происходит плавно, без щелчков. Транзисторы VT7, VT107 переключают цепи, соответствующие различным постоянным времени, а VT8, VT108 позволяют уменьшать подъем ВЧ при использовании УВ в двухскоростном магнитофоне.

Элементы С1, L1, R1, C2, C3 (С101, L101, R101, C102, C103) образуют ФНЧ для защиты входа УВ от высокочастотных помех. Самый ответственным элементом этого ФНЧ является катушка, которую желательно выполнять на магнитопроводе с воздушным зазором из специального высоколинейного феррита (Ерсоs N48, Ерсоs M33 или отечественного M1500НМ3-33). Впрочем, в любительской практике, если от УВ не требуется предельно высокое качество работы в режиме сквозного канала, то вполне можно обойтись вообще без входного ФНЧ, а следовательно, и без L1, L101, R1, C2, R101, C102 — останется только конденсатор С1 (С101), номинал которого увеличивают до 68...75 пФ.

Частотная коррекция петлевого усиления УВ выполнена по структуре с "обходом" входного каскада, так что корректирующая емкость конденсатора С8 (С108) практически не уменьшает модуль усиления входного каскада в рабочей полосе частот, а в основном блокирует вносимый им фазовый сдвиг.

Для снижения низкочастотного шума, вносимого нагрузкой первого каскада, в качестве R8, R108 специально применен резистор повышенной мощности (0,5—1 Вт). Разумеется, что цепи ООС также оптимизированы с целью снижения вносимого ими шума — в цепи последовательной ООС предельно низкоомные (15 Ом), в параллельной — высокоомные (3,9 МОм). Кроме этого, с целью снижения фликер-шума приняты меры к отсутствию существенного падения постоянного напряжения на резисторах цепей ООС, особенно высокоомных R7, R107.

На транзисторе VT201 и элементах C203, R203—R205 собран аналог индуктивности с номиналом около 50000 Гн. Совместно с C202 и C204 он образует малошумящий источник питания для входных каскадов УВ, обеспечивающий подавление помех частотой 100 Гц не менее чем на 110 дБ.

Подъем АЧХ УВ в сторону низших частот продлен до 12...15 Гц, как это принято в профессиональной технике. Вопреки общепринятому мнению, такое отступление от стандарта не ухудшает совместимости с бытовыми кассетными магнитофонами и тем более с предварительно записанными кассетами. Дело в том, что при подготовке фонограмм область низких частот (ниже 60...80 Гц) всегда специально "придавливают" во избежание перегрузки лент и громкоговорителей портативной аппаратуры, а описываемый УВ это частично компенсирует. Поэтому при субъективной экспертизе предпочтение почти всегда отдавалось УВ с "продленным" в сторону низких частот подъемом АЧХ.

Постоянные времени частотной коррекции в данной конструкции составляли примерно 137 и 85 мкс вместо паспортных 120 и 70 мкс. Это связано с тем, что закон частотной зависимости слойных потерь (они описываются соотношением  $\exp(-2\pi f d/V)$ , где  $f$  — частота сигнала в Гц,  $d$  — толщина рабочего слоя в мм,  $V$  — скорость движения ленты, мм/с, см. [16]) дает более "пологий" перегиб, чем имитирующая его RC-цепь. В сочетании со специально разработанной цепью коррекции ВЧ потерь (R18—R30, C19—C22 и R118—R130, C119—C122 вместе с ОУ DA201.2) это позволяет обеспечить неравномерность АЧХ воспроизведения не более 1,5 дБ при использовании практически любых исправных ГУ или ГВ. Типовая неравномерность АЧХ при использовании в качестве ГВ хороших экземпляров ЗД24.750 в диапазоне частот 30...18000 Гц не превышает 0,6...0,7 дБ, что очень важно для корректной работы компандерной системы шумоподавления.

Регулировка подъема АЧХ УВ и компенсации проникания между каналами сделана дискретной (с помощью перемычек в джамперах J1, J1A, J101, J101A), чтобы облегчить настройку и избавиться от использования ненадежных подстроечных резисторов. Как показывает опыт, золоченые "компьютерные" перемычки хорошего качества не только надежнее, но и дешевле керметных или полимерных подстроечных резисторов. Наибольшему подъему (+12 дБ на 18 кГц) соответствует отсутствие перемычек, на-

именьшему (+4 дБ) — перемычка, обеспечивающая минимальное сопротивление цепи резисторов, когда незашунтированным остается только резистор R18 (R118). Ключ на транзисторе VT8 (VT108) подключает гребенку штырей J1A (J101A), расположенную на плате рядом с правым (по схеме) рядом контактов J1 (J101). Между гребенкой J1A (J101A) и соответствующим контактом J1 (J101) может быть установлена дополнительная перемычка, позволяющая уменьшить подъем на ВЧ при включении VT8, VT108 на большей скорости — 9,53 см/с (или на соответствующей скорости в катушечном магнитофоне). Группа номиналов резисторов, указанных в скобках, соответствует номиналам используемых в конструкции резисторов; их соотношение также сохраняет шаг регулирования в коммутируемых цепях регулирования. Номиналы резисторов R203, R205 также заменяемы на указанные в скобках.

Цепь R17C18 (R117C118) представляет собой простейший ФНЧ первого порядка с частотой среза около 46 кГц (на 20 кГц — -0,75 дБ). Назначение этой цепи — ограничить шумовую полосу УВ и защитить ОУ DA201.2 и последующий тракт от ВЧ помех с выхода быстродействующего ОУ DA1 (DA101).

Если УВ должен работать непосредственно на выходные разъемы магнитофона (т. е. на кабель), то LF347 лучше заменить на ОРА4132 или ОРА4134. При установке УВ в готовый магнитофон (при его модернизации) и отсутствии документации часто желательно сохранить прохождение сигнала и по старому тракту. С этой целью цепи, шедшие ранее к ГВ, можно подключить в точки соединения эмиттеров VT1—VT4 (VT101—VT104) с цепью последовательной ООС через резисторы сопротивлением 0,3...1 кОм. Конденсаторы, шунтировавшие ранее ГВ, естественно, надо найти и удалить.

Диапазон значений напряжения питания УВ при использовании указанных на схеме элементов составляет  $2 \times (12...18)$  В. УВ может работать при снижении напряжения питания до  $2 \times (9...10)$  В при условии повышения сопротивления резисторов R16, R116 до 1,5...1,6 кОм. Диоды VD1, VD101 защищают эмиттерные переходы входных транзисторов от случайных импульсов обратного тока, приводящих к деградации шумовых характеристик приборов. Желательно, чтобы эти диоды имели малую утечку (менее 1 нА).

Столь подробное описание "мелочей" приведено не случайно — каждая из них дает не очень большой вклад в повышение качества работы УВ, но в совокупности они дают большой эффект, чем просто арифметическая сумма улучшений. Здесь мы имеем дело со своего рода "переходом количества в качество", когда не очень сложная, но тщательно отработанная конструкция обеспечивает хорошее приближение к теоретическому пределу возможностей.

**Налаживание УВ** сводится к проверке монтажа, контролю режимов по постоянному току и настройке высокочастотной части АЧХ по тест-ленте (при проверке низкочастотной части АЧХ

нужно вводить поправку на отсутствие в этом УВ постоянной времени 3180 мкс). Контроль режимов удобнее проводить, замкнув вход УВ; при этом нужно иметь в виду, что время установления режима УВ после включения питания составляет около 20 с. Настройка АЧХ может быть выполнена всего за один-два прогона тестовой ленты благодаря дискретной регулировке подъема ВЧ (в первый прогон измеряем, затем переставляем перемычки и проверяем). Если имеется тест-лента с записью лишь в одном канале, то можно настроить компенсацию проникания между каналами, подобрав установку перемычек блока J201 (в отличие от перемычек ВЧ корректора, тут используется двоичный код в формировании необходимой проводимости). Коррекцию уровня выходного сигнала УВ для улучшения помехозащищенности целесообразнее осуществить в других узлах. Коэффициент усиления при указанных на схеме номиналах и выборе постоянной времени, равной 120 мкс, составляет 1290 раз (62,2 дБ) на частоте 400 Гц и 1580 раз (64 дБ) на частоте 315 Гц, номинальное выходное напряжение с типовой ГВ примерно равно 280 мВ.

#### ЛИТЕРАТУРА

11. Крылов Ю., Степанов Б. Внимания — динамическая емкость! — Радио, 1979, № 12, с. 29, 30.
12. Букингем М. Шумы в электронных устройствах. — М.: Мир, 1986.
13. Изаксон И. и др. Современный кассетный магнитофон. Канал воспроизведения. — Радио, 1984, № 8, с. 41, 42.
14. Bateman C. Capacitor Sounds. Parts 1, 2, 3, 4, 5. — Electronics & Wireless World, 2002, July, September, October, November, December.
15. Кронес Ф. Теория магнитной записи информации. — В кн. "Техника магнитной записи", перевод с нем. под ред. М. А. Розенблата, с. 337—357 (О контактных и щелевых потерях).
16. Muckenhirn O. W. Recording Demagnetization in Magnetic Tape Recording, Proceedings of the I.R.E., August, 1951.

Редактор — А. Соколов,  
графика — автор, Ю. Андреев

(Окончание следует)

#### МОДУЛЬНАЯ РЕКЛАМА

Условия см. в "Радио", 2005, № 1, с. 38

#### ПОСЫЛТОРГ ПРЕДЛАГАЕТ!

Более 25000 радиокомпонентов, 2500 компакт-дисков и 4000 книг и альбомов по радиотематике вы можете заказать и получить по нашим каталогам. Впервые каталоги ПОСЫЛТОРГА на компакт-диске: до 700 Мб полезной и нужной информации всего за 25 рублей. Высылаются только по предоплате. По заявкам предприятий и членам клуба "Мастер" — БЕСПЛАТНО.

Каталоги закажите здесь:  
107113, г. Москва, а/я 10 "Посылторг"

**WWW.DESSY.RU**

# Минимизация шумов предварительных усилителей

## О некоторых особенностях проектирования малошумящих усилителей при существенно реактивном импедансе источника сигнала

С. АГЕЕВ, г. Москва

Теперь несколько слов о конструктивном выполнении и подключении УВ.

На плате УВ предусмотрена установка припайкой экрана из жести, закрывающего входную часть УВ (на **рис. 15** показаны расположение деталей и контур экрана). Этот экран нужен не только для защиты от электромагнитных помех; громоздкие входные конденсаторы повышают чувствительность к наводкам. Колебания температуры входных конденсаторов и транзисторов, механические воздействия на них тоже создают помехи, сравнимые с полезным сигналом (по этой причине входные транзисторы лучше брать в исполнении для монтажа в отверстия). Входные конденсаторы C4—C7, C104—C107 для повышения вибростойкости целесообразно склеить вместе вязким клеем (можно клеем—расплавом). Крепление УВ должно исключать передачу на него вибраций от ЛПМ, особенно в катушечных магнитофонах. Вместе с тем длина кабеля от ГВ к УВ не должна превышать 20...30 см, чтобы его емкость не сместила резонанс входных цепей слишком близко к рабочей полосе частот.

Так как УВ не инвертирует сигнал и имеет высокоомную входную цепь, паразитная емкость с выхода на вход, превышающая сотые доли пикофара-

ды, приведет к его самовозбуждению (в инвертирующем УВ она создаст динамическую входную емкость). Основную часть паразитной емкости составляет конструктивная емкость между конденсаторами C4—C7 (C104—C107) и C9 (C109), поэтому C9 и C109 вынесены за пределы экранированного отсека.

На **рис. 16, а** показан рисунок печатной платы со стороны деталей, а на **рис. 16, б** — со стороны общего провода—экрана.

Необычное расположение "заземляемого" экранирующего слоя с *нижней стороны* платы продиктовано не только обеспечением экранировки, но и удобством пайки "заземленных" выводов компонентов. Это также облегчает поиск случайных замыканий на общий провод — если экранирующий слой находится со стороны деталей, то они заслоняют окружение контактных площадок. Посадочные места под биполярные транзисторы сделаны универсальными, так как цоколевка японских транзисторов отличается от принятой для отечественных серии КТ3107 и европейских BC560, BC557. Американские же транзисторы (2N3904, 2N3906, 2N5087, 2N5089), в свою очередь, имеют цоколевку, зеркальную отечественным и европейским! Поэтому при установке транзисторов нужно проверять соответствие их цоколевки отверстиям на плате (размещение

в "ряд" предназначено для европейских и американских, а "треугольником" — для японских транзисторов). На монтажной схеме (см. **рис. 15**) для корпусов отечественных и европейских транзисторов дан сплошной контур, а для японских — штриховой.

Кроме этого, для многих элементов на плату добавлены "дублиеры" в корпусах для поверхностного монтажа. Предусмотрена также возможность применения биполярных транзисторов (VT1—VT6, VT101—VT106, VT201) со структурой проводимости, обратной указанной на схеме. Это достигнуто за счет введения посадочного места под резистор R210A, устанавливаемый *вместо* R210 (только один из них!). Естественно, при этом нужно также поменять полярность конденсаторов C202—C204 и диодов VD202, VD1—VD11 (VD101—VD111). Эта мера полезна в случае использования УВ совместно с ГВ, имеющими большую индуктивность (выше 200 мГн), когда необходимо еще более снизить входной шумовой ток. Для этого в качестве VT1—VT4 (VT101—VT104) нужно применить один-два транзистора со сверхвысоким параметром  $h_{21Э}$  (1500...2500), например, 2SC3112B или 2SD2144KW. Подобные "супербета" транзисторы (со сверхвысоким  $h_{21Э}$ ) выпускаются в основном структуры п-р-п.

Все соединения в малосигнальных цепях должны быть паяными, причем при использовании многожильного провода (например, МГТФ) места пайки должны быть защищены от окисления и разрыва проволочек; для этой цели полезно тщательно залудить конец провода, чтобы припой слегка затек под изоляцию. Для подключения к ГВ лучше всего применить свитые тонкие провода со сплошной фторопластовой или полиэтиленовой изоляцией, затянутые в тонкий экранирующий "чулок". Вместо них допустимо взять эмалированные (обмоточные) провода диаметром

Окончание. Начало см. в "Радио",  
2004, № 12; 2005, № 1, 2



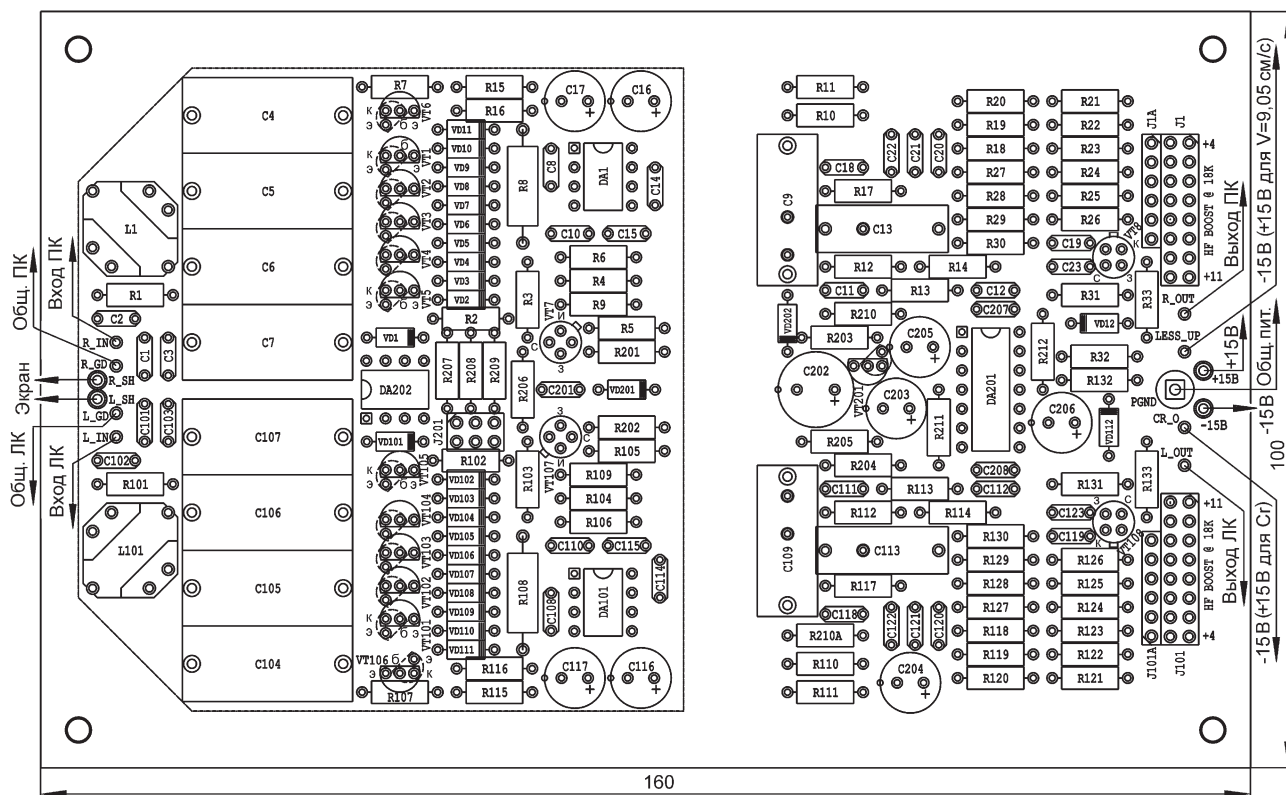


Рис. 15

0,2...0,3 мм в высокопрочной эмали (ПЭВТЛ-2), естественно, тоже аккуратно затянутые в экран. С точки зрения помехозащитности, там, где это возможно, лучше применять одножильные провода. Это связано с тем, что у них меньше диаметр при равном сечении по меди, соответственно уменьшается чувствительность витой пары к наводкам. Потом они механически жестче и менее чувствительны к вибрациям.

Если необходимо коммутировать ГВ, то лучше всего это делать, используя реле. Из отечественных наиболее пригодны РЭС49 (РС4.569.421-05 — РС4.569.421-09), РЭК23 и РЭС79 (ДЛТ4.555.011-04 — ДЛТ4.555.011-07), РЭС60 (РС4.569.435-05 — РС4.569.435-09), РЭС80 (ДЛТ4.555.014-05 — ДЛТ4.555.014-09), а также РПС45 (РС4.520.755-01 — РС4.520.755-05). Указанные исполнения соответствуют реле с золочеными контактами. Подойдут также РЭК11. Герконовые реле (РЭС42—РЭС44, РЭС55, РЭС64, РЭС91) лучше не применять — у них, как правило, из-за ферромагнитных контактов сильно выражено проникание магнитных помех от обмотки (менее выражено оно у РЭВ18 и РЭС64Б — с экраном), к тому же у них зачастую мало контактных групп. Коммутацию ГВ предпочтительнее выполнять с использованием "защелкивающихся" реле (дистанционных переключателей, например, РПС43, РПС45) или так, чтобы при воспроизведении обмотка реле была обесточена. Зарубежная промышленность производит немало подобных реле, выбирать нужно те, которые имеют золоченые контакты и токоведущие цепи из немагнитных материалов (например, gold over silver alloy). Это малосигнальные (теле-

коммуникационные) реле. В качестве примера можно привести Omron G6K, G6H, Nais TQ, TF, TX, AGN, Fujitsu-Takamisawa FTR-B3, FTR-B4 — они несколько отличаются по конструкции и посадочным местам, но на практике равноценны. Очень удобны реле Axisom MT4, имеющие четыре переключающих контакта в корпусе 20×15 мм. Внимание! При разработке схемы коммутации нужно обязательно обеспечить замыкание входа УВ при отключении ГВ (ГУ)!

Еще один малоизвестный, но существенный факт. Если воспроизводящая головка имеет несимметричную по отношению к рабочему зазору и ходу ленты конструкцию полюсных наконечников, то она будет вносить существенные искажения не только АЧХ, но и временных характеристик на низких частотах [17]. Связано это с тем, что для относительно длинных волн записи "точка воспроизведения" их с ленты соответствует геометрическому центру контактирующей с лентой части зеркала ГВ, а для коротких волн "точкой воспроизведения" служит центр рабочего зазора. Для широко распространенных комбинированных "бутербродных" блоков головок касетных магнитофонов смещение рабочей щели ГВ относительно геометрического центра ее полюсных наконечников достигает в среднем 0,4...0,6 мм. Кроме того, при асимметрии полюсов ГВ в дополнение к известному эффекту "змейки" на низкочастотном конце АЧХ наблюдается еще и немоноктонность ФЧХ [17], которая может нарушать слитность и "четкость" звучания. При скорости движения ленты 47,6 мм/с это соответствует временному сдвигу в 8...12 мс, причем в сторону запаздывания низко-

частотных составляющих (в естественных условиях картина обратная). Указанное значение временного сдвига в несколько раз превышает среднестатистический порог заметности (примерно 2...3 мс [18]), поэтому для адекватного воспроизведения низкочастотной части спектра фонограмм необходима симметричная ГВ, полностью занимающая основное окно кассеты. Это обстоятельство, кстати, и объясняет нередко наблюдающееся превосходство "двухголовочных" кассетных магнитофонов по естественности звучания низкочастотной части воспроизводимой фонограммы над "трехголовочными" (с "бутербродным" блоком головок).

В этой связи любопытно, что в инструкциях по регулировке ЛПМ старых профессиональных магнитофонов иногда был специальный пункт о необходимости установки симметричного огибания ГВ лентой. Однако впоследствии этот секрет (как и многие другие, типа истинной роли большого заднего зазора в записывающих головках), по-видимому, был благополучно утерян.

#### Немного о применяемых деталях.

Рекомендуемые ОУ: в позиции DA1, DA101 — LF357N (лучше производства National Semiconductor), AD843JN, LM318N, LM318P, при наличии L1, L101 подойдет NE5534P. Этот ОУ должен иметь производство коэффициента усиления на полосу не менее 30 МГц, входную емкость не более 6 пФ и спектральную плотность входного тока шума не более 0,7 пА/Гц<sup>1/2</sup>. Спектральная плотность ЭДС шума для него не критична, достаточно, чтобы она не превышала 30 нВ/Гц<sup>1/2</sup>. Из отечественных ОУ без ущерба для качества можно порекомендовать К140УД11

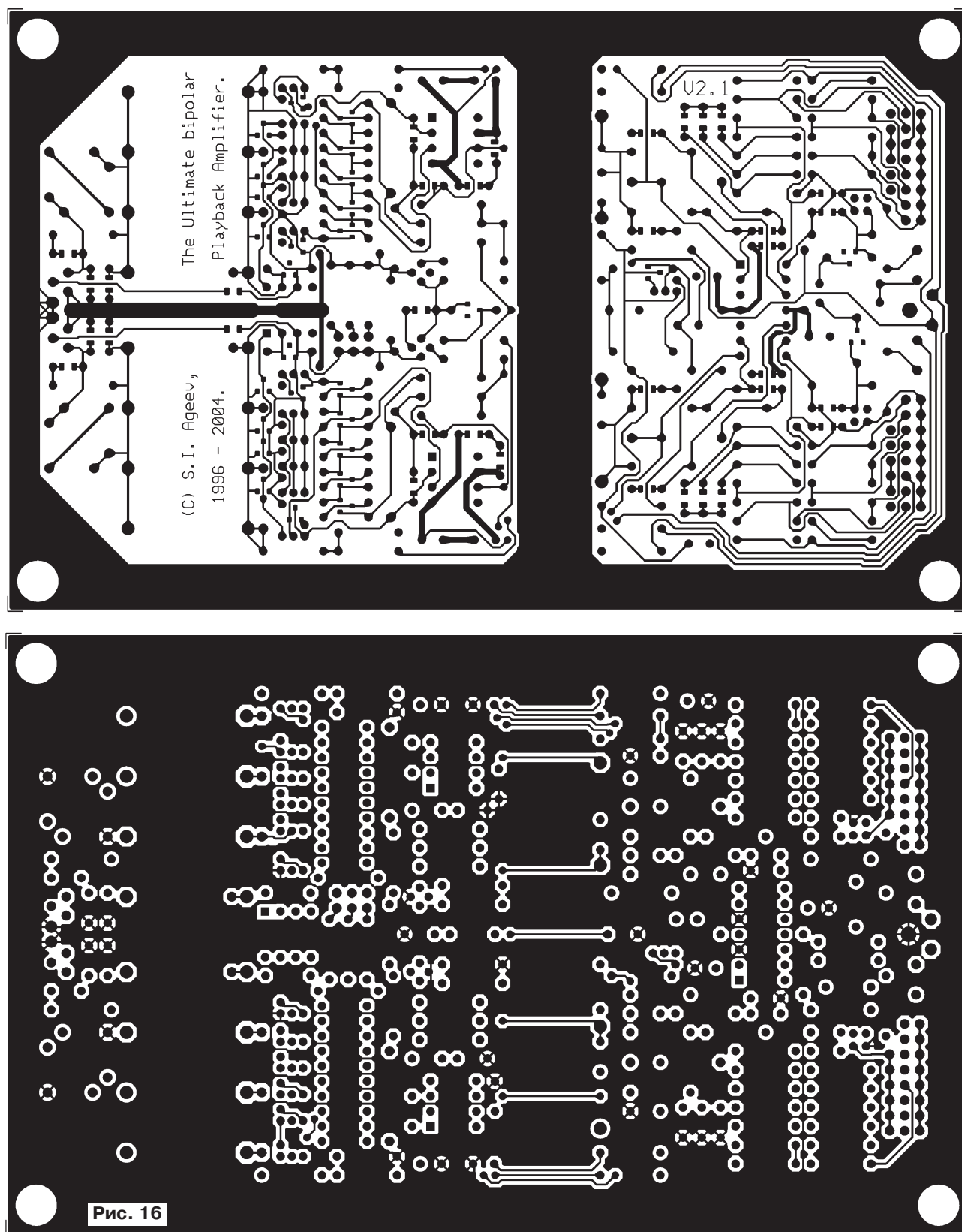


Рис. 16

(аналог LM318) и К(Р)544УД2 (внешний корректирующий конденсатор для него обычно не нужен) [19]. Характеристики УВ можно улучшить, если применить ОУ с внешней коррекцией, такие как  $\mu$ A725

(К153УД5, LM725, OP06) или AD829, AD8021. Корректирующие цепи при этом рассчитывают на  $K_{yc} \approx 30 \dots 50$ . ОУ с производением усиления на полосу ниже  $25 \dots 30$  МГц, пусть и сверхлинейные, на

месте DA1, DA101 бесполезны, так как линейность УВ лимитируется входным каскадом. Для повышения полосы действия ООС можно применить современные быстродействующие ОУ с небольшими

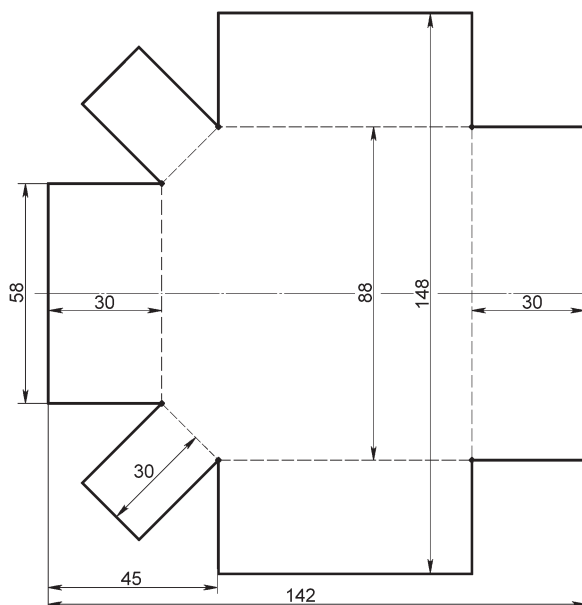


Рис. 17

входными токами, такие как AD8033AR, AD8065AR, THS4601ID, AD8067AR (по мере улучшения), а если R8, R108 не превышает 30...40 кОм — то и более распространенные LT1360CN8, LT1363CN8, LM6171IN, AD829JN, AD8021AR. Естественно, частотная коррекция УВ в целом при этом должна быть приведена в соответствии с характеристиками ОУ; чем больше его произведение усиления на полюсу, тем меньший нужен номинал конденсатора C10, C110.

На позиции DA201, помимо LF347N (KF347), подойдут также LT1058CN, OPA404KP, OPA4132PA, OPA4134PA, TLE2074CN, TLE2084CN, AD8513AR (бывают только в корпусе для поверхностного монтажа!), можно применить и AD713JN или TL074CN (лучше производства Texas Instruments).

В качестве транзисторов VT1—VT4, VT101—VT104 рекомендуются или отобранные четверки BC560C (BC557C, BC559C, KT3107K, KT3107L) или, что намного удобнее, один-два 2SA970BL или BC327-40. При подборе транзисторов нужно обеспечить  $h_{213}$  не менее 420...450 при токе коллектора 20...30 мкА и напряжении коллектор—эмиттер 1,5...2 В. Разброс тока коллектора в четверке (или паре) при параллельном соединении баз и эмиттеров не должен превышать 20 %. Для одиночных транзисторов  $h_{213}$  нужно измерять при токе коллектора около 80 мкА, для парных — при токе 40 мкА. Нелишне проверить изменение  $h_{213}$  при снижении тока коллектора в 3...5 раз —  $h_{213}$  должно слегка уменьшаться, но не более чем на 5...10 %, и ни в коем случае не расти. В ином случае транзистор бракуют. Хорошим решением также будет использование транзисторов структуры п-р-п из сборок SSM2210 или MAT02, по одному на канал (при этом надо внести все изменения, о которых рассказано выше). Посадочное место под сборку типов SSM2210, MAT02 или LM394 в корпусе DIP-8 на плате предусмотрено (DA202, см. рис. 15).

2N3906. Неплохим вариантом будет также 2N5087.

Требования к полевым транзисторам VT7, VT8, VT107, VT108 следующие. Их допустимое напряжение канал—затвор не должно быть меньше полного напряжения питания УВ (30 В), хотя для VT7, VT107 достаточно и 25 В. Сопротивление в открытом состоянии должно быть не более 400 Ом (т. е. начальная крутизна должна быть не менее 2,5 мА/В). Напряжение отсечки для VT7, VT107 — 6...9 В, а для VT8, VT108 оно должно быть не более 3 В. На месте VT7, VT107 подойдут почти любые n-канальные полевые транзисторы, имеющие напряжение отсечки 4...8 В, например, КП303Е, КП307Г, КП307Д, импортные 2N4191 (PN4191), J111, J310, 2N4416A, 2N5486 (PN5486), BF244C, BF245C, 2SK152. В позиции VT8, VT108 подойдут КП307А, КП307Е, КП307Б, большинство экземпляров КП303А—КП303В, КП303И, КП364А—КП364В, КП364И, импортные 2N4193 (PN4193), J113, 2N5484 (PN5484), BF244А, BF245А.

Диоды BAS45 могут быть заменены импортными FDH300, 1N457А, 1N458А, а в варианте для поверхностного монтажа пригодны BAV199 или MMBD1503. Из отечественных можно использовать КД409 или варикапы с малой емкостью (менее 4...5 пФ при обратном напряжении 1 В), при их отсутствии применимы и диоды серий КД521, КД522. Напомним, что маркировка отечественных диодов зачастую обратная импортным (у импортных всегда помечен катод, у отечественных бывает помечен анод).

Резисторы цепей ООС (R1—R7 и R101—R107), а также R8, R108, R15—R29, R115—R129 желательно устанавливать металлоокисные (называемые также металлопленочными — metal film), из отечественных можно рекомендовать С2-10, С2-29В [20]. Высокоомные резисторы R7, R12, R107, R112, R201 — металлодиэлектрические, например, С2-23.

В позициях VT5 и VT105 рекомендуются транзисторы 2N4401 или 2SC1815 (тут важно небольшое  $R_E$  — не более 50...100 Ом), из отечественных можно использовать параллельно включенные транзисторы из отечественной сборки К159НТ1 или серий КТ501, КТ503 с не очень высоким  $h_{213}$  (70...150).

Требования к VT6, VT106 и VT201 менее жесткие, чем к VT1—VT4, VT101—VT104, поэтому туда можно поставить экземпляры, не прошедшие отбора на место VT1—VT4. Если же важно предельное снижение шума, то в качестве VT6, VT106 желательно применить транзисторы с  $R_E$  не более 50...80 Ом, такие как 2SA970, 2SA1015,

Наиболее жесткие требования предъявляются к качеству конденсаторов С9 и С109, они обязательно должны быть с полипропиленовым или полистирольным диэлектриком. Желательно также, чтобы отклонение их емкости от номинала не превышало 1...2 %. Из отечественных подойдут К78-2 или группы К71 [21], из импортных — серий МКР, FKР, PPS, Polystyrene, P-серии Panasonic (ECQ-P1G223GZ), Vishay Roederstein (KP1830-322-065), Epcos (B32612-A0223-J, B32632-A6223-J, B32652-A0223-J, B32682-A6223-J). Место для них на плате предусмотрено.

Конденсаторы С19—С21, С119—С121 — либо тоже полипропиленовые или полистирольные, либо керамические, но обязательно из термостабильной группы (С22, С122 можно составить из двух штук по 750 пФ). Конденсаторы С4—С7, С104—С107 — лавсановые или поликарбонатные, например, К73-17 4,7 мкФ на 63 В или аналогичные импортные (например, Epcos B32593-С1475-J(K), B32593-С1685-J(K) емкостью 4,7 или 6,8 мкФ, а также B32523-Q475/Q685/Q106-J(K) — 4,7...10 мкФ). **Замечание:** габариты отечественных конденсаторов в разных партиях различаются, поэтому, если в наличии нет соответствующих ТУ экземпляров емкостью 4,7 мкФ (с толщиной до 10 мм), то может быть оправданным использование конденсаторов с номиналом 3,3 мкФ. Конденсаторы С13, С113 также лавсановые — К73-17 емкостью 1,5 мкФ на 63 В или импортные, например, Epcos B32522-N3155-J, B32523-Q1155-J. Остальные конденсаторы с номиналом до 1500 пФ — полистирольные или керамические, но обязательно термостабильных групп (NP0, M75, M47, P33).

Оксидные конденсаторы в цепях питания (С16, С17, С116, С117, С202—С206) должны иметь малую утечку и по возможности небольшое эквивалентное последовательное сопротивление (Low ESR), например, серий Panasonic FC или Nichicon PW. Блокочные конденсаторы (С14, С114, С15, С115, С23, С123, С201, С207, С208) должны иметь малую паразитную индуктивность и номинал не менее 0,1 мкФ (лучше больше). Особой линейности и стабильности от них на самом деле не требуется. Наиболее подходят для этой цели керамические конденсаторы группы Н30 (импортные Х7Р, Х8Р), но не распространенные Н90 (Y5V, Z5U).

Катушка индуктивности L1 (L101) выполнена на магнитопроводе типоразмера RM5 из материала Epcos N48 с малой коэрцитивной силой ( $H_c \approx 26$  А/м,  $\mu \approx 2300$ ) с зазором в центральном керне 0,12 мм (B65805-160-A48) и содержит 250 витков провода ПЭВТЛК-2 диаметром 0,12 мм на двухсекционном каркасе (B65806-N1004-D2). Существует отечественный аналог этого магнитопровода — M1500-HM3-33-160 KB5-2 [22], он подходит еще лучше. После сборки магнитопровода готовую катушку обертывают (поверх магнитопровода) полосой медной фольги толщиной 0,1...0,25 мм, которую припаивают к клипсам, стягивающим половинки магнитопровода. При самостоятельном

(Окончание см. на с. 27)

# Минимизация шумов предварительных усилителей

Окончание.  
Начало см. на с. 16

расчете катушки нужно иметь в виду, что ее сопротивление постоянному току не должно превышать 13...15 Ом, добротность на частоте 20 кГц должна быть не менее 70...80, а собственная емкость — не более 4...5 пФ (частота собственного резонанса не ниже 600...700 кГц). Для снижения емкости обмотку необходимо секционировать, желательно также использовать провод минимально достаточного диаметра с максимально толстым слоем лака (именно поэтому автором был выбран ПЭВТЛК-2). Оптимальные номиналы элементов R1 и C2 (а также R101 и C102) сильно зависят от паразитных параметров L1 (L101), поэтому при изменении конструкции L1 (L101) может потребоваться их экспериментальное уточнение. Готовую катушку пропитывают акриловым или полиуретановым лаком для обеспечения влаго- и виброустойчивости. Самая лучшая пропитка — составом на основе полиэтиленового воска, но это не очень распространенный материал.

Экран для входного узла платы УВ можно изготовить из жести, воспользовавшись чертежом на **рис. 17**.

Для желающих подробнее ознакомиться с вопросами проектирования малошумящих усилителей можно рекомендовать лучший, на мой взгляд, из опубликованных на русском языке материал из переводного журнала ТИИЭР [23].

## ЛИТЕРАТУРА

17. **Fritzsche K.** Phasenverzerrungen durch unsymmetrische Wiedergabesystem bei der magnetischen Speicherung. — Hochfrequenztechnik und Elektroakustik, 1967, Juni, s. 84—89.

18. **Цвикер Э., Фельдкеллер Р.** Ухо как приемник информации. — М.: Связь, 1971.

19. Интегральные микросхемы. Операционные усилители и компараторы. — М.: Додэка, 2002.

20. Резисторы. Справочник. — М.: Радио и связь, 1991.

21. Конденсаторы. Справочник. — М.: Радио и связь, 1993.

22. <<http://www.ferrite.ru/production.html>>.

23. **Нетцер И.** Проектирование малошумящих усилителей. — ТИИЭР, том 69, 1981, № 3, с. 58—74.

Редактор — А. Соколов, графика — автора

**От редакции.** "Бескомпромиссный" вариант УВ был продемонстрирован автором в редакции в сравнительном испытании с одним из лучших кассетных магнитофонов зарубежной фирмы. Воспроизведение высококачественных записей подтвердило исключительно высокий динамический диапазон УВ даже без системы шумоподавления, широкую полосу тракта и отсутствие заметных искажений, естественность звучания различных музыкальных инструментов.

27

КОМПЬЮТЕРЫ

E-mail: mail@radio.ru  
тел. 207-89-00

РАДИО № 3, 2005