

"Нет ничего практичнее действительно хорошей теории".

Людвиг Больцман

## Минимизация шумов предварительных усилителей О некоторых особенностях проектирования малозумящих усилителей при существенно реактивном импедансе источника сигнала

С. АГЕЕВ, г. Москва

**Автор, имея большой опыт в разработке измерительной техники, шёл 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

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

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 малозумящие 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 магнитоэлектрических преобразователях), либо используется изменение характеристик датчика (индуктивности, емкости, сопротивления потерь, коэффициента трансформации) при воздействии измеряемой величины (например, в тензодатчиках). 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

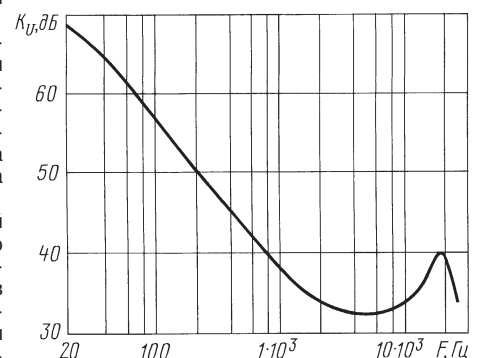


Рис. 1

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 реального устройства 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 десятков 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  $293...298\text{ K}$ ). 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 Парсевалю, 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

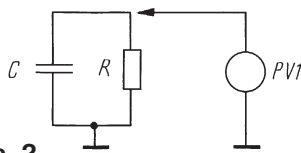


Рис. 2

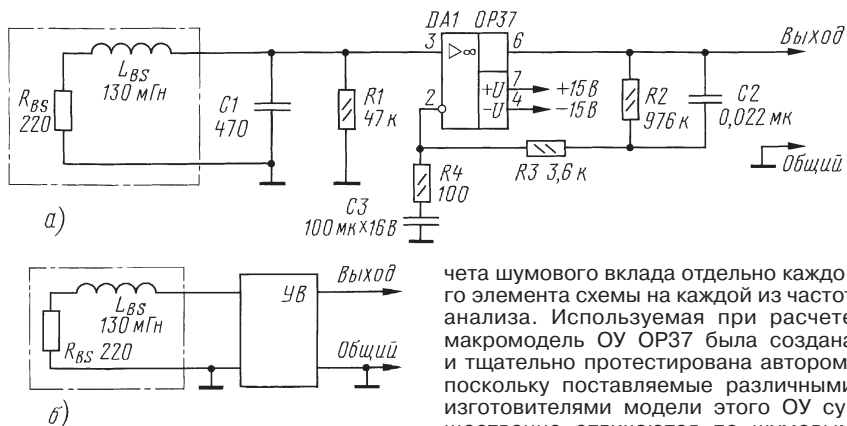


Рис. 3

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  $C$ :  $U_{\text{op}}^2 = kT/C$ . (Отсюда, используя предельный переход при  $C \rightarrow 0$  и понятие шумовой полосы, легко выводится формула Найквиста для квадрата спектральной плотности шумового напряжения резистора:  $e_{\text{ш}}^2 = 4kTR$ .)

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 OP37 (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 OP37 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)  $R \approx 220\text{ Ом}$ ,  $L \approx 130\text{ мГн}$  (максимум), типовая ЭДС воспроизведения  $0,22\text{ мВ}$  на частоте  $400\text{ Гц}$  при уровне записи  $0\text{ дБ}$ , величина потерь воспроизведения на частоте  $20\text{ кГц}$  — от  $5$  до  $10\text{ дБ}$  [6]. Большинство аналогичных головок японского производства имеют практически такое же или даже худшее отношение ЭДС воспроизведения к индуктивности обмотки. Постоянную времени воспроизведения примем равной  $85\text{ мкс}$ , поскольку частотная зависимость слойных потерь магнитной ленты с двуокисью хрома соответствует постоянной времени  $70\text{ мкс}$  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.

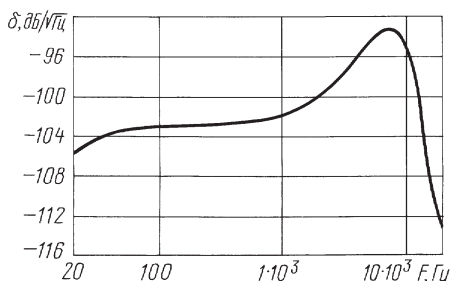


Рис. 4

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 малозумящих 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-IIIS, 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  $K_{\tau 3} = 3\%$  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 просматривавшихся в то время (лет 10 назад) моделей наиболее объективные спецификации приводеллись 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)