

К ВОПРОСУ ИСКАЖЕНИЙ

ся на абразивности. В состав рабочего слоя ленты входит магнитный порошок, который, собственно, и является носителем информации. Магнитный порошок занимает около 40 % объема рабочего слоя (остальные 60 % приходятся на связующее и другие вещества). Частицы магнитных порошков обладают высокой механической твердостью, обуславливая определенное абразивное действие ленты. Это действие проявляется как истирание магнитных головок, вызывающее расширение рабочего зазора и ухудшение передачи высоких частот.

Абразивность была относительно большой у лент старых выпусков, у современных лент ее удалось существенно снизить. Снижение абразивности достигнуто введением в рабочий слой смазывающих добавок, применением порошков со сглаженной поверхностью частиц, образованием на поверхности частиц тончайших слоев органических веществ, усовершенствованием процесса каландрирования ленты и другими мерами. Каландрированием называют процесс прокатки ленты на завершающей стадии ее изготовления между сильно прижимаемыми друг к другу нагретыми полированными валами. В результате этих мер, а также в результате применения новых более твердых материалов головок долговечность последних перестала быть фактором, ограничивающим долговечность аппаратуры бытовой магнитной записи.

Последней отечественной магнитной лентой для бытовой звукозаписи, изготовленной по «старой» технологии без применения вышеперечисленных мер, была лента типа А4203, снятая с производства в 1980 г.

Абразивность ленты измеряют, истирая ею имитатор головки при заданной скорости транспортирования, и определяют как износ имитатора (в микрометрах), отнесенный к количеству ленты, истиравшей имитатор (в метрах).

**Ю. ВАСИЛЕВСКИЙ,
А. ЗЛОБОПОЛЬСКИЙ**

г. Москва

В ряде случаев, например, при экспертизе звучания программ, воспроизводимых проигрывателями компакт-дисков (ПКД), требуются УМЗЧ, параметры которых не уступали бы параметрам этого вида аппаратуры, лучшие образцы которой имеют номинальный диапазон воспроизводимых частот 5...20 000 Гц при неравномерности АЧХ $\pm 0,5$ дБ и отклонении ФЧХ от линейной не более $\pm 10^\circ$, относительный уровень собственных шумов — 90...—96 дБ, переходное затухание между каналами — 90 дБ, коэффициент гармоник при номинальном уровне сигнала — не более 0,003 %. При проектировании такого УМЗЧ [1] наибольшие трудности возникают при реализации последнего из перечисленных параметров — коэффициента гармоник, поэтому остановимся подробнее на источниках нелинейности современных бестрансформаторных УМЗЧ и способах ее уменьшения.

Известно, что нелинейность входной характеристики транзистора $i_c = f(U_{c3})$ в наибольшей степени проявляется тогда, когда усилительный каскад работает от генератора напряжения, т. е. выходное сопротивление предыдущего каскада меньше входного сопротивления последующего. В этом случае выходной сигнал транзистора — ток коллектора или эмиттера — аппроксимируется экспоненциальной функцией напряжения база-эмиттер U_{c3} , а коэффициент гармоник порядка 1 % достигается при величине этого напряжения, равном всего 1 мВ [2]. В выходных каскадах УМЗЧ, работающих с общим коллектором в режимах АВ или В, нелинейность проявляется в виде общеизвестной «ступеньки» выходного напряжения. Для борьбы с ней в качестве источника сигнала

для транзисторного каскада рекомендуется выбирать генератор тока (тогда характеристика усиления каскада определяется зависимостью $i_c = f(i_g)$, намного более линейной, чем $i_c = f(U_{c3})$), а ток покоя коллекторов транзисторов выходного каскада УМЗЧ устанавливать не менее 50...200 мА.

Нелинейность статической выходной характеристики транзистора $i_c = f(U_{c3})$ проявляется в каскадах со значительной амплитудой напряжения коллектор-эмиттер, т. е. преимущественно в выходных каскадах и каскадах усиления напряжения. Наиболее нелинейны выходные характеристики каскадов, выполненных по схеме с ОЭ, поэтому каскады усиления напряжения целесообразно выполнять по схеме с ОБ или пары ОЭ-ОБ (каскад), а выходные каскады — по схеме с ОК.

Нелинейность емкости коллекторного перехода транзистора $C_k = \text{const} / \sqrt{U_{c6}}$ также проявляется преимущественно в каскадах усиления напряжения, причем в значительной степени лишь на высоких частотах. Такая «динамическая» нелинейность транзистора практически устраняется использованием каскадов, выполненных по схеме с ОБ или каскада, поскольку в этом случае база транзистора «заземлена» и входной ток каскада не отвечает в имеющей нелинейную емкость коллекторный переход.

Нелинейность коэффициента передачи тока транзистора $h_{213} = f(I_k)$ проявляется в наибольшей степени в выходных каскадах УМЗЧ, имеющих максимальное изменение тока коллектора. Действие этой нелинейности состоит в том, что при изменении коллекторного тока I_k от, скажем, 100 мА до 2 А, в несколько раз изменяется коэффициент передачи тока h_{213} мощных низкочастот-

ОБ ОЦЕНКЕ НЕЛИНЕЙНЫХ УМЗЧ

ЗВУКОТЕХНИКА

ных транзисторов КТ818, КТ819 и им подобных, что влечет за собой пропорциональное изменение входного сопротивления выходного каскада, равного, если он выполнен по схеме с ОК, $R_{вх} \approx h_{21э} \cdot R_H$, где R_H — сопротивление нагрузки УМЗЧ. Такое изменение входного сопротивления передается предвыходными каскадами к каскаду усиления напряжения, выходное сопротивление которого обычно велико по сравнению с входным сопротивлением последующих каскадов, и поэтому мгновенный коэффициент его усиления также изменяется в несколько раз в течение периода выходного сигнала, что в конечном итоге проявляется в нелинейности амплитудной характеристики усилителя в целом. Для уменьшения нелинейности этого вида необходимо уменьшать выходное сопротивление каскада усиления напряжения (при этом, однако, ухудшаются его усилительные свойства) или увеличивать входное сопротивление предвыходных каскадов. Проще всего этого достичь, увеличив число каскадов усиления мощности (вместо типовых двух — использовать три).

Проведенные автором испытания ряда усилительных устройств с динамическим смещением транзисторов выходного каскада (Super A фирмы «JVC», Non Switching фирмы «Pioneer», New Class A фирмы «Technics») [3] показали, что действие динамического смещения ощутимо только при малых токах покоя выходных каскадов (менее 20...30 мА), а при больших токах оно практически не влияет на линейность усилителя. Другими словами, каскады с динамическим смещением позволяют практически устранить «ступеньку» при токе покоя выходных транзисторов порядка 15...20 мА вместо 50...100 мА,

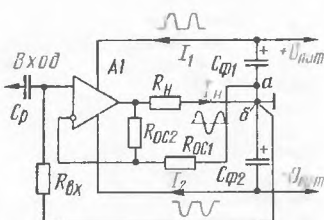


Рис. 1

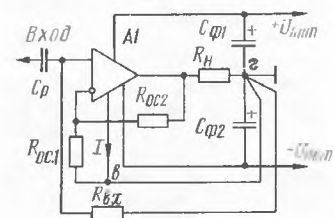


Рис. 2

но в то же время требуют значительного усложнения схемы (наиболее совершенное усилительное устройство с динамическим смещением — Super A реализуется на 11 транзисторах) и заметно ухудшают термостабильность тока покоя, не изменяя линейность усилителя в режиме номинальной мощности и не улучшая КПД усилителя (УМЗЧ высокой верности редко используется в режиме молчания).

При уровне нелинейных искажений менее 0,1% более значимыми могут стать источники нелинейности, не связанные с активными усилительными элементами — транзисторами. К ним можно отнести так называемые «наведенные» искажения, появляющиеся вследствие неудачного соединения общего провода малосигнальных и сильноточных цепей, искажения, вносимые устройствами токовой защиты транзисторов выходного кас-

када и оксидными конденсаторами, и, наконец, «интерфейсные» искажения.

«Наведенные» искажения могут возникнуть при подключении общих проводов входной цепи и цепи ООС к точкам, потенциалы которых равны в режиме покоя и различны при значительных выходных токах УМЗЧ. Примеры таких включений приведены на рис. 1 и 2. На первом из них ток одного из плеч выходного каскада (имеющий резко отличающуюся от синусоидальной форму) создает на участке а—б падение напряжения с амплитудой $U_{а-б м} = I_{1 м} \cdot R_{а-б}$, где $I_{1 м}$ — амплитуда тока нагрузки, $R_{а-б}$ — сопротивление участка а—б. Простой расчет показывает, что если этот участок представляет собой, например, 1 см провода сечением 0,5 мм² (типичное сопротивление 0,5 миллиома), проходящий по нему ток 5 А создает на нем падение напряжения $U_{а-б м} = 5 \cdot 5 \cdot 10^{-4} \text{ В} = 2,5 \text{ мВ}$. А так как это напряжение приложено к разным входам УМЗЧ, оно эквивалентно источнику ЭДС искажений с относительным уровнем $N_u = 2,5 \text{ мВ} / U_{вх н м}$, где $U_{вх н м}$ — номинальная амплитуда входного напряжения УМЗЧ. Для типового $U_{вх н м} = 1,8$, $N_u = 0,0025$ или 0,25%.

Еще более вероятная случай построения УМЗЧ изображен на рис. 2. Здесь общий привод цепи ООС подключен к «земле» источника питания через дорожку печатной платы, соединенную с общим проводом и другими точками каскадов УМЗЧ (усиления напряжения, предвыходных и т. д.). При типичном сопротивлении дорожки между точками в и г $R_d = 20...30$ миллиом протекающие через нее импульсы тока величиной всего $I = 2,5 \text{ мВ} / 20 \text{ мОм} = 0,125 \text{ А}$

способны «навести» искажения около 0,25 %.

Устройством защиты транзисторов выходных каскадов от токовых перегрузок большинства современных УМЗЧ работают в режиме ограничения их максимального тока коллектора. А поскольку в качестве пороговых элементов чаще всего используются диоды или эмиттерные переходы транзисторов [4], вольт-амперные характеристики (ВАХ) которых обладают конечной крутизной, влияние устройств защиты на работу УМЗЧ начинается при токах коллектора, в 1,5...2 раза меньших тока ограничения, что может проявиться в возрастании коэффициента гармоник до 0,01 % и более в режиме номинальной мощности. Для устранения этого источника искажений целесообразно использовать устройства триггерной защиты, вообще не влияющие на работу УМЗЧ в нормальном режиме и закрывающие транзисторы всех мощных каскадов при перегрузке.

Искажения, вносимые оксидными конденсаторами, обусловлены несколькими причинами. Нелинейность их сопротивления утечки влияет, как и нелинейность транзисторов, на линейность амплитудной характеристики УМЗЧ. При напряжении между обкладками порядка 1...2 В коэффициент гармоник, вносимый оксидным конденсатором, может достигать 0,1...0,3 % [5]. Для таких конденсаторов характерны также специфические искажения, которые нельзя назвать нелинейными в обычном понимании, так как они не выявляются при обычном измерении коэффициента гармоник. В то же время ряд исследований говорит о том, что «качество звучания усилителей ЗЧ более чем на 50 % определяется характеристиками оксидных конденсаторов» [6]. Связывают это с тем, что в отличие от других радиоэлементов УМЗЧ они имеют не электронную, а ионную проводимость. Так называемые «ионные» искажения не поддаются количественной оценке с помощью обычных измерительных приборов, но существенно нарушают верность передачи сигналов. В работе [7] обращено внимание на

эффект диэлектрической абсорбции оксидных конденсаторов, который состоит в том, что после быстрой разрядки конденсатор с течением времени как бы частично «вспоминает» существовавшую до его разрядки разность потенциалов между обкладками. Диэлектрическая абсорбция у танталовых и алюминиевых конденсаторов характеризуется «вспоминаемым» напряжением около 2...4 % [7] и может существенно ухудшить верность передачи сигналов, особенно динамического характера. Наиболее радикальный путь борьбы с такими искажениями — исключение оксидных конденсаторов из цепей прохождения сигнала и цепей сигнальных ООС (т. е. отказ от использования блокировочных и разделительных конденсаторов).

Так называемые «интерфейсные» искажения связаны с взаимодействием реальной нагрузки — акустической системы (АС) и УМЗЧ. Дело в том, что проектирование и испытание УМЗЧ производят, как правило, на эквивалент нагрузки — резистор с активным сопротивлением, равным номинальному сопротивлению (точнее, модулю полного сопротивления) АС [8]. Однако нагрузка в виде реальной АС имеет резко выраженный реактивный, притом нелинейный характер (реактивность обусловлена разделительными фильтрами, индуктивностью динамических головок и преобразованием энергии при движении диффузора, а нелинейность — зависимостью индуктивности головок от смещения катушки в магнитной системе). Ряд исследований последних лет показал [9], что ток, потребляемый АС при подаче на нее мощных импульсных периодических низкочастотных сигналов, характерных для современной музыки, значительно, в 4...8 раз, превышает ток при подаче синусоидального сигнала той же амплитуды. Другими словами, условно можно считать, что эквивалентное сопротивление АС в течение нескольких миллисекунд [10] за период сигнала может уменьшаться в 4...8 раз (т. е. для АС с номинальным сопротивлением В Ом — до 1...2 Ом). Значительная же часть современ-

ных УМЗЧ не способна без искажений работать, даже кратковременно, на такую нагрузку.

Нелинейность сопротивления АС приводит к тому, что при соединении их с выходом УМЗЧ проводами длиной до 10 м ($R=0,2...1$ Ом) коэффициент гармоник сигнала на входах АС может достигать 0,25...0,5 % [11, 12], в то время как на выходных зажимах УМЗЧ он пренебрежимо мал.

Для уменьшения «интерфейсных» искажений испытывать УМЗЧ целесообразно на реактивный эквивалент нагрузки по стандарту IHF A202 [13] (рис. 3), позаботившись одновременно об обеспечении кратковременной работоспособности АС на нагрузку 1...2 Ома. Целесообразно также использовать соединительные провода большого сечения или устройства компенсации их сопротивления.

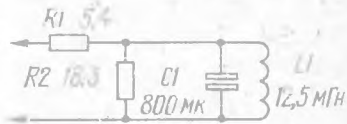


Рис. 3

Известно, что проявление нелинейности любого элемента УМЗЧ может быть уменьшено в $K_{\text{нетл}}$ раз при охвате этого элемента цепью ООС глубиной $K_{\text{нетл}}$. Однако ряд нелинейных элементов и каскадов не обладают усилением по напряжению (конденсаторы, каскады с ОК, контактные группы и др.), поэтому с целью снижения коэффициента гармоник приходится охватывать весь УМЗЧ цепью общей ООС. Весьма желательно, например, охватить общей ООС выходной каскад УМЗЧ, построенный по схеме с ОК и имеющий коэффициент усиления по напряжению менее 1. Именно этот каскад, как правило, является доминирующим источником нелинейности правильно спроектированного УМЗЧ. Кроме того, он вносит и «интерфейсные» искажения, поскольку без общей ООС его вы-

ходное сопротивление сравнительно велико [14, 15].

Чрезмерное увеличение глубины общей ООС в УМЗЧ может привести к нарушению его устойчивости и появлению динамических интермодуляционных искажений. На практике максимально допустимая по условиям устойчивости глубина ООС определяется расположением на оси частот второго и третьего полюсов передаточной функции УМЗЧ с разомкнутой петлей ООС [16], определяемых частотными свойствами транзисторов выходного и предвыходного каскадов (первый полюс образует каскад усиления напряжения, в который введена коррекция на запаздывание). Для выполнения условия устойчивости необходимо, чтобы петлевое усиление уменьшалось до единицы на частоте, на которой предвыходной и выходной каскады вносят запаздывание по фазе не более 45° . Для транзисторов серий КТВ16—КТВ19 эта частота составляет около 2,5 МГц. Повышение ее, а значит, и глубины ООС в звуковом диапазоне частот возможно путем введения в один из каскадов УМЗЧ фазовой коррекции на опережение, компенсирующей фазовое запаздывание выходных каскадов, или применения более высокочастотных мощных транзисторов в выходных каскадах. Второй путь мало приемлем для создания мощных УМЗЧ в связи с отсутствием высоковольтных мощных комплементарных пар транзисторов с граничной частотой коэффициента передачи тока базы более 5 МГц. Естественно, нежелательно включать транзисторы выходных каскадов по схеме с ОЭ, частота среза которой в h_{21} раз ниже, чем в каскадах, собранных по схеме с ОБ и, по крайней мере, на порядок ниже, чем в каскадах с ОК.

Вероятность динамических интермодуляционных искажений в УМЗЧ может быть сведена к нулю при соблюдении во время проектирования трех условий: согласования максимальной скорости изменения выходного напряжения $V_{U\text{вых}}$ со спектром входного сигнала, установкой на входе УМЗЧ ФНЧ первого порядка с частотой среза, в 2...3 раза пре-

вышающей высшую частоту рабочего диапазона входного сигнала, и введения коррекции по опережению в цепь общей ООС УМЗЧ [17].

Скорость изменения выходного напряжения УМЗЧ должна отвечать следующему требованию: $V_{U\text{вых}} \geq 2\pi f_m U_m$, где f_m — максимальная частота входного сигнала, U_m — амплитуда выходного напряжения УМЗЧ в режиме номинальной мощности. Выходной мощности 100 Вт на нагрузке 8 Ом соответствует амплитуда $U_m = 40$ В. С другой стороны, максимальная частота сигнала на выходе ПКД, согласно теореме Котельникова, не может превышать половины частоты дискретизации, т. е. $f_m \leq f_{\text{д}}/2 = 22$ кГц. Поэтому УМЗЧ мощностью 100 Вт на нагрузке 8 Ом должен обеспечивать $V_{U\text{вых}} \geq 5,5$ В/мкс. Полученное значение гарантирует солидный «запас прочности» по скорости нарастания, так как оно соответствует режиму максимальной выходной мощности на высшей частоте звукового диапазона, а спектральная плотность самых «жестких» реальных звуковых сигналов на частоте 20 кГц примерно на 10 дБ меньше, чем в области средних частот.

Упомянутые выше ФНЧ и звено коррекции по опережению цепи ООС предотвращают появление динамических искажений в том случае, если в спектре сигнала случайно окажутся составляющие с частотой в несколько сотен килогерц и даже единиц мегагерц. При импульсном характере паразитных сигналов ФНЧ обеспечивает снижение скорости изменения сигнала на входе УМЗЧ до значения, соответствующего условию $V_U \leq 3U_m f_c$, где f_c — частота среза ФНЧ, а цепь коррекции по опережению компенсирует запаздывание сигнала по цепи ООС, обусловленное конечной шириной полосы усиления УМЗЧ при разомкнутой петле ООС.

Н. СУХОВ

г. Киев

От редакции. На основе рассмотренных принципов оценки критериев качества звуковоспроизводящей аппаратуры автором разработан УМЗЧ, с описанием которого редакция пред-

полагает познакомить читателей в одном из ближайших номеров журнала «Радио».

ЛИТЕРАТУРА

1. ГОСТ 24388—83. Усилители звуковой частоты бытовые (категории Hi-Fi). Общие технические условия.
2. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника.— М.: Мир, 1983, § 4.2.2.
3. Tanaka S. New Biasing Circuit for Class B Operation.— Journal of the Audio Engineering Society, vol. 29, 1981, N 3, p. 148—152.
4. Варакин Л. Бестрансформаторные усилители мощности.— М.: Радио и связь, 1984, § 19.
5. Curl J. J. Omitted Factors in Audio Design.— Audio, 1979, vol. 63, N 9, p. 20—24.
6. Экспресс-информация. Серия «Иностранная техника и экономика средств связи». Вып. 7.— М.: 1987, с. 6.
7. Jung W. Marsh R. Selection of Capacitors for Optimum Performance. Part. II — Audio, 1980, vol. 64, N 3, p. 50—62.
8. ГОСТ 23849—79. Аппаратура радиозлектронная бытовая. Методы электрических низкочастотных измерений.
9. Harman Kardon. High Fidelity Audio and Video Components. Проспект фирмы «Harman Kardon». США, 1985.
10. Colloms M. The Sound of Amplifiers — Hi-Fi.— News & Record Review, 1985, N 5, p. 37—49.
11. Toshiba «Clean Drive» System Overcomes Amplifier Distortion.— Journal of the Electronic Industry, 1980, N 8, p. 34.
12. Rotel High performance — High Fidelity. Проспект фирмы «Rotel». Великобритания, 1985.
13. Accessories for Audio Testing.— Radio — Electronics, 1980, N 8, p. 46—48.
14. Cherry E., Combell G. Output Resistance and Intermodulation Distortion of Feedback Amplifiers.— Journal of the Audio Engineering Society, vol. 30, 1982, N 4, p. 178—191.
15. Ottala M., Lammasmieri J. Intermodulation Distortion in the Loudspeaker — Amplifier Interface — 59 Convention of the Audio Engineering Society, Hamburg, 1978, Freprint, N 1336.
16. Сухов Н., Бать С., Колосов В., Чулаков А. Техника высококачественного звуковоспроизведения.— Киев: Техника, 1985, гл. 3.
17. Marshall Leach W. Suppression of Slew — Rate and Transient Intermodulation Distortion in Audio Power Amplifiers.— Journal of the Audio Engineering Society, 1977, vol. 25, N 7/8, p. 466—473.