

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 (R1 на рис. 3) одновременно с выведением ре-

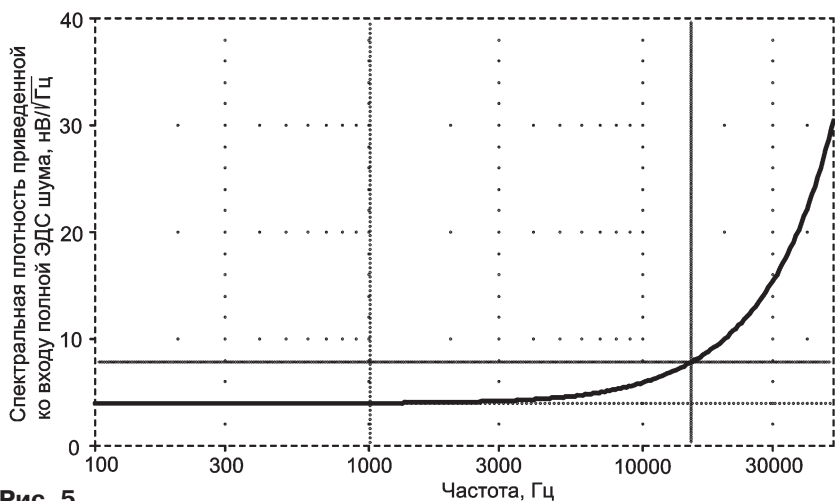


Рис. 5

При первом же взгляде на результаты соответствующего расчета для УВ на ОР37 становится очевидным, что основным источником ВЧ шума является резистор R1 (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

зонансной частоты входного контура ($L_{\text{вс}}C1$) 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 встала задача 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

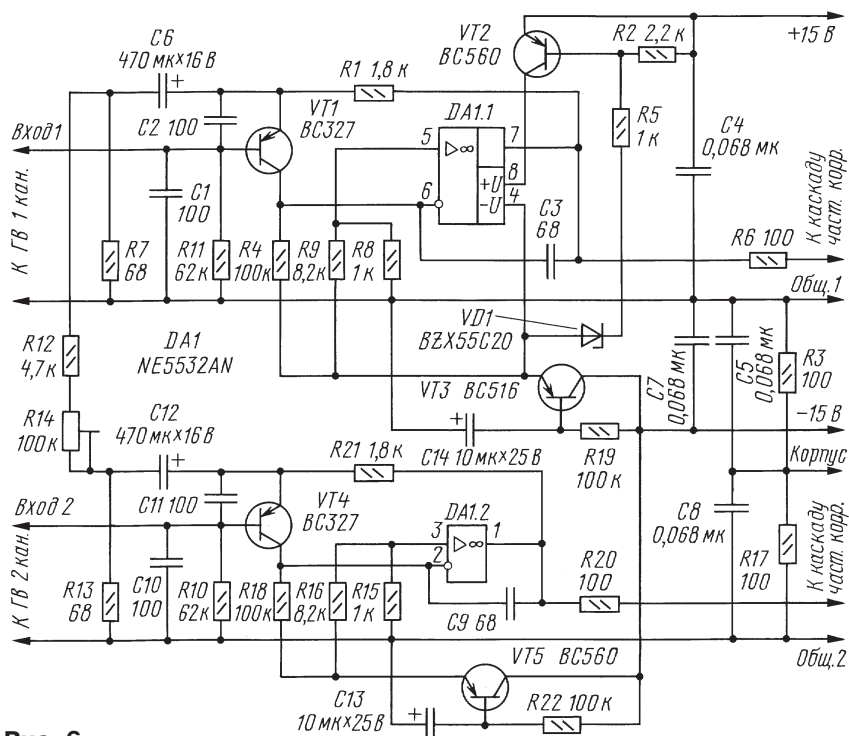


Рис. 6

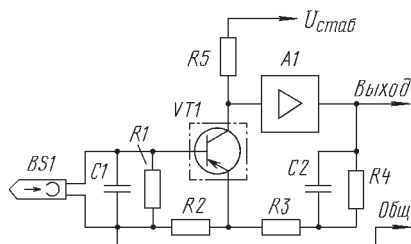


Рис. 7

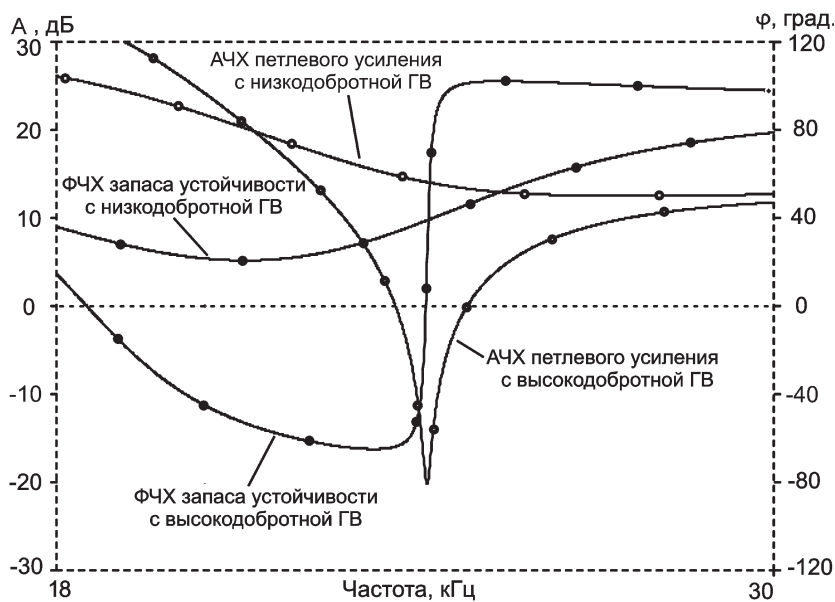


Рис. 8

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-

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) подключены 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 ϕ 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 небезынтересную 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-

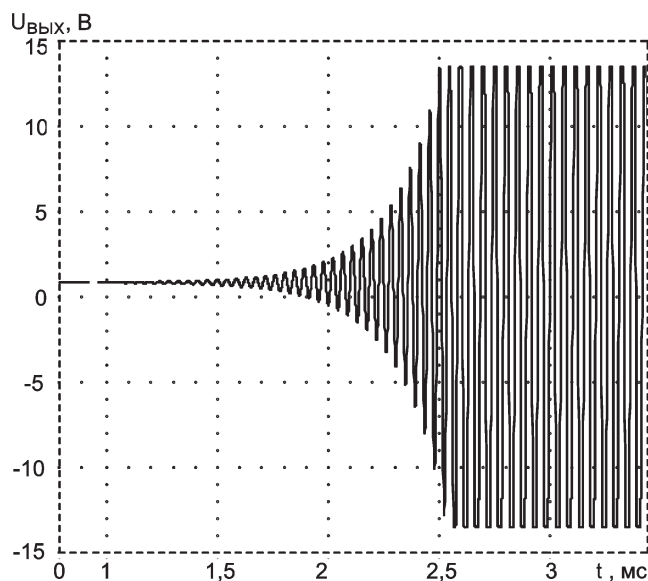


Рис. 9

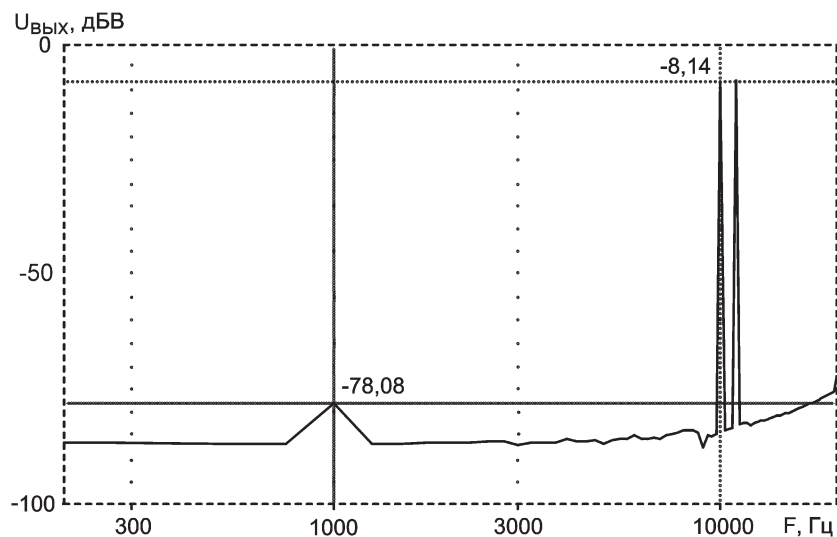


Рис. 10

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 разноса частот приведет к еще большему подъему уровня разностного тона, и для разноса 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^{1/2} 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 впятеро (+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-

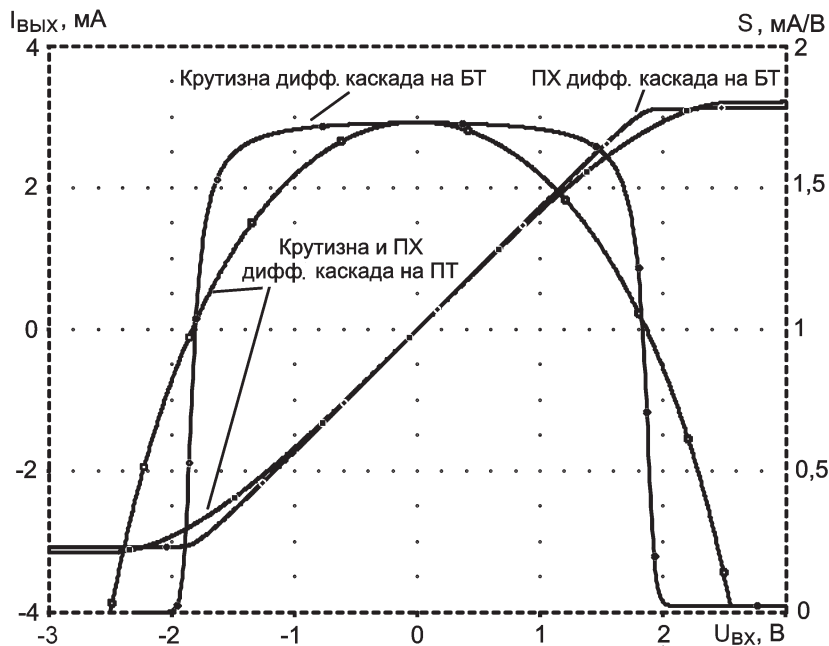


Рис. 11

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 малощумящие, 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 малощумящих 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 р-п-р это — 2N5087, 2N4250A, BC327-40 (BC807-40), 2SA970BL, 2SA1312BL, 2SA1162BL, 2SA1163BL, из приборов структуры п-р-п 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 р-п-р

структуры BC557C—BC560C (BC857C—BC860C), BCX71K, BCW61D, 2SA1434, BC847C—BC850C (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 р-п-р благодаря большей подвижности электронов оказывается примерно вдвое меньше, чем у аналогичных по конструкции комплементарной структуры. Однако параметр $h_{21\beta}$ для структуры р-п-р в полтора-два раза ниже, чем для п-р-п, соответственно возрастает ток шума. Поэтому для работы с высокоомными головками предпочтительнее использовать транзисторы структуры п-р-п. Фликкер-шум тока базы, довольно высокий у п-р-п 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

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

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

(Продолжение следует)