

Современный предусилитель- корректор для звукоснимателя с подвижным магнитом

Д.Л.Данюк,
Г.В.Пилько,
г.Киев

(Окончание. Начало см. «РА» №5-7, 1993)

Шумовые характеристики традиционно остаются наиболее престижными для конструкторов ПК, поскольку уменьшение шумов требует внимания как к компонентам и их режимам, так к схемотехнике и системе воспроизведения в целом. При использовании только ОУ физический предел уменьшения шумов в ДЗЧ выше, чем для дискретных транзисторов вследствие худших шумовых свойств интегральных транзисторов. Результаты исследований шума в ПК RIAA на одном ОУ со звукоснимателем, имеющим $L=0,72 \text{ Гн}$ и $R=620 \text{ Ом}$ приведены в работе [8]. В ДЗЧ относительно входного сигнала 10 мВ частотой 1 кГц невзвешенные отношения сигнал/шум составили 81,2...73,7 дБ для ПК на ОУ с входными каскадами на биполярных транзисторах и 75,1...72,6 дБ для ПК на ОУ с

входными каскадами на полевых транзисторах (измерения проводились при НВ ОУ).

Расчет отношения сигнал/шум для ПК RIAA с биполярными транзисторами при ИВ и НВ усилителя приведен в работе [9]. Расчет выполнен для звукоснимателя с $L=0,6 \text{ Гн}$ и $R=0$ при использовании стандартной входной цепи 150 пФ $\parallel 47 \text{ кОм}$ и $K=100$. Для входного сигнала 2 мВ с частотой 1 кГц в ДЗЧ получены невзвешенные отношения сигнал/шум: 72 дБ при НВ и 58,5 дБ при ИВ. Таким образом, показано, что отношения сигнал/шум при НВ ПК на 13,5 дБ лучше, чем при ИВ. Дифференциальные каскады имеют меньшее отношение сигнал/шум по сравнению с одиночным транзистором, включенным по схеме с общим эмиттером. В частных случаях шум определяется схемой конкретного каскада. По сравнению с одиночным транзистором идеальная дифференциальная пара ухудшает отношения сигнал/шум на 0,22 дБ [4].

Приведенная информация о шумах ПК получена разными методами, но может служить достаточно четким ориентиром при выборе и анализе схемы ПК. Дополнительной мерой уменьшения шума ПК на ОУ является правильный выбор номиналов цепей ООС. При НВ рекомендуется употреблять в цепи ООС резисторы с номиналами минимальной величины (эта мера содействует уменьшению ЭЛС шумов), а при ИВ — с номиналами максимальной величины (для уменьшения шумов токов) [4]. Несомненно, что все упомянутые

рекомендации не окажут воздействия, если имеют место наводки и (или) паразитные сигналы, превосходящие шумы.

Отличительной особенностью предлагаемого ПК является возможность точного расчета элементов ООС по упрощенным формулам, а также наличие универсальных входов. На рис.2,а показаны линейные аппроксимации логарифмических АЧХ для ПК на ОУ. По этому рисунку можно сравнить возможности двухзвенных и однозвенных ПК на ОУ [5]. ЛАЧХ 1 представляет ПК с идеальной характеристикой RIAA, имеющий $K=100$, точкам ее перегибов соответствуют стандартные постоянные времени (частоты f). ЛАЧХ 2 соответствует ОУ 544УД1А при неинвертирующем включении, скорректированному на запаздывание по фазе до частоты единичного усиления. ЛАЧХ 4 соответствует ОУ 153УД2 при инвертирующем включении, который скорректирован «связью вперед» ЛАЧХ 3 и 5 соответствуют реализации RIAA в предпологаемом двухзвенном ПК. Низкочастотный спад на ЛАЧХ 5 показан пунктиром.

На рис.2,б построены ЛАЧХ для глубины ООС $A(p)=B(p)K_0(p)+1$, которые соответствуют возможным реализациям ПК на рис.2,а. Глубина ООС непосредственно характеризует эффективность ООС в ДЗЧ, позволяя оценить возможности схем. Звено 2-3 на рис.2,б, используемое при НВ для двухзвенной схемы, уступает по величине BK_0 лишь ПК на одном ОУ при ИВ 1-4 и то только при $f > 40 \text{ кГц}$. Оба звена двухзвенной схемы 2-3 и 4-5 имеют на $f > 500 \text{ Гц}$ большие величины BK_0 , чем однозвенные ПК 1-4 и 1-2. В схемах на одном ОУ для $f > 50 \text{ Гц}$ ИВ превосходит НВ по величине BK_0 почти на порядок.

Очевидно, что для повышения эффективности действия ООС при ИВ предпочтительнее сочетание интегрирующей ООС и коррекции «связью вперед», которая позволяет сохранить полную площадь усиления исходной схемы. Величина BK_0 влияет как на НИ, так и на точность воспроизведения АЧХ RIAA. Общепринято, что АЧХ независима от параметров усилителя, если $BK_0 > 100$. Тогда отклонения АЧХ от расчетной не превышают 0,1 дБ или 1,16 %, а при расчете можно считать ОУ идеальным (это сравнение соответствует усилителю нулевого класса сложности, имеющего нелинейность АЧХ не более $\pm 0,3 \text{ дБ}$ по ГОСТ 24388-83: «Усилители звуковой частоты бытовые»).

Из рис.2,б видно, что строгое выполнение требования $BK_0 > 100$ во всем ДЗЧ затруднительно на дешевых ОУ общего применения даже в двухзвенном ПК. Недостаточность

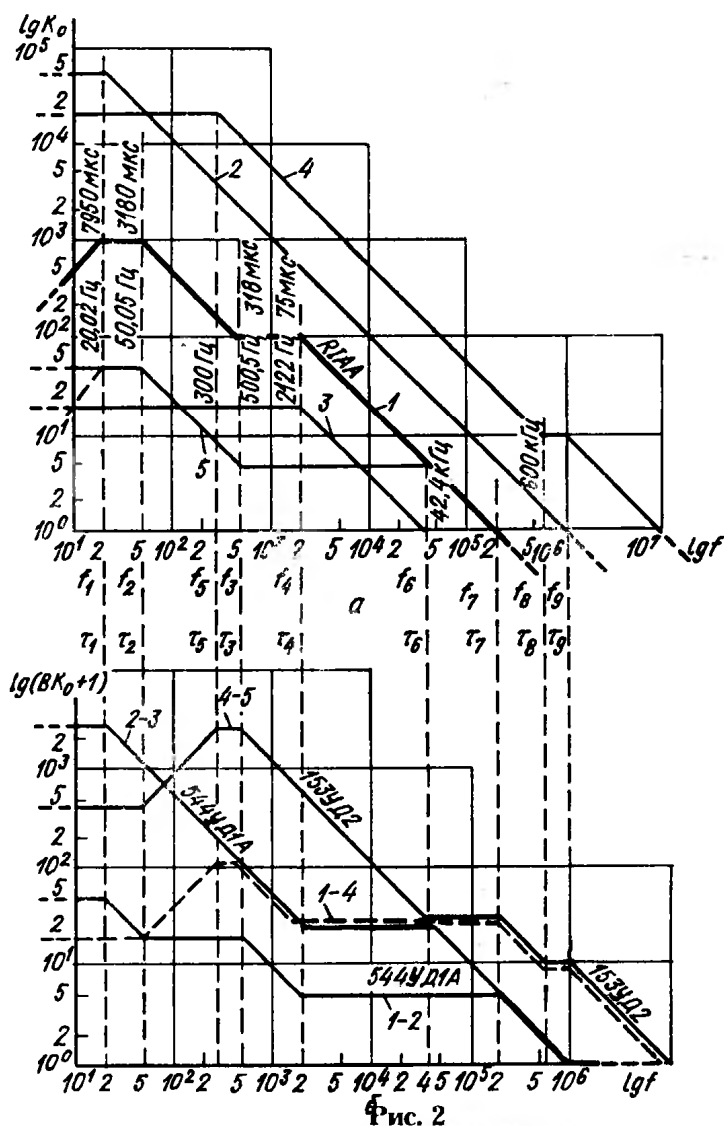


Рис. 2

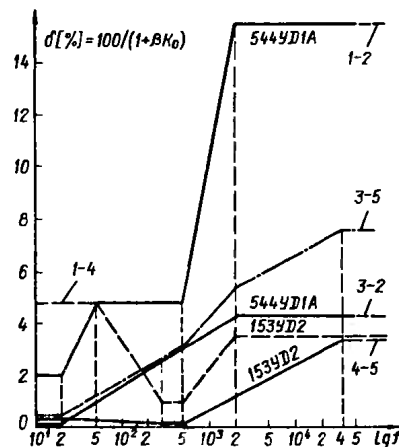


Рис. 3

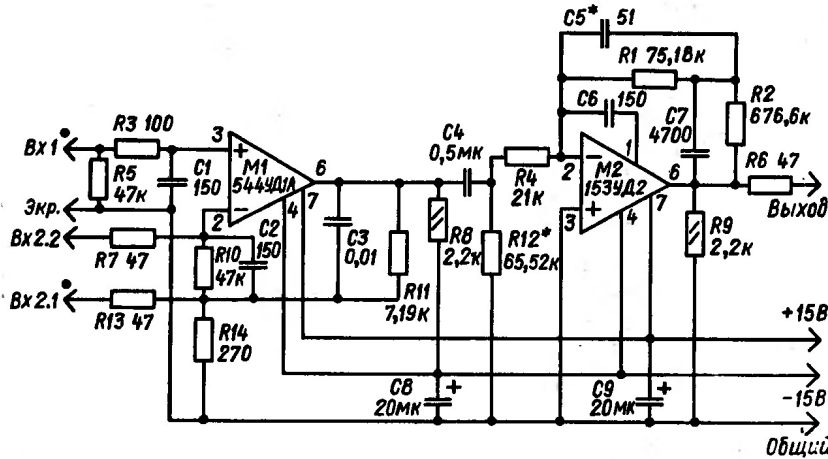


Рис. 4

величины BK_0 ведет к смещению полюсов АЧХ относительно рассчитанных для идеального ОУ [10].

Отклонения АЧХ от идеальной можно характеризовать составляющей общей амплитудной погрешности δ . Для $BK_0 \gg 1$ $\delta = -100\% / (1 + BK_0)$. Линейные аппроксимации для разных участков ЛАЧХ изображены на рис. 3, на котором кривая (3-5) представляет суммарную $\delta_{\text{сум}}$ предлагаемого двухзвенного ПК. δ растет с увеличением частоты по мере уменьшения BK_0 . Если при расчете АЧХ RIAA не учитывать АЧХ собственно ОУ, то не имеет практического смысла добиваться погрешностей номиналов элементов меньше, чем погрешность, ожидаемая в точках перегибов соответствующих графиков.

Поэтому удовлетворительных результатов можно ожидать при использовании элементов с допуском номиналов 5% для всех рассматриваемых случаев. Если же необходимо обеспечить точность АЧХ, соответствующую отечественной аппаратуре нулевого класса, то для кривых (1-2) и (1-4) расчет цепей коррекции должен учитывать передаточные функции ОУ, что весьма трудоемко.

Двухзвенный ПК позволяет реализовать постоянные времени цепей коррекции раздельно друг от друга в различных звеньях. Для его инвертирующего звена (4-5) выполняется требование $BK_0 > 100$ почти во всем ДЗЧ. Поэтому при расчете его неидеальность ОУ можно не учитывать. Однако это следует делать для звена (2-3). На практике, желая избежать расчета, можно воспользоваться способом подгонки АЧХ с помощью антикорректора RIAA.

Принципиальная электрическая схема предлагаемого ПК изображена на рис. 4. Входное звено выполнено на ОУ 5444UD1A, у которого напряжение широкополосного шума нормировано и не превышает 5 мкВ, а частота сопряжения шума $1/f$ смещена в область частот ниже 1 кГц. ПК имеет два входа: вход 1 — обычный неинвертирующий, к которому подключается заземленный звукосниматель; вход 2 для подключения «плавающего» источника входного сигнала (знаком (®) отмечены выводы входов, при подключении к которым одноименного конца катушки звукоснимателя фаза сигнала на выходе ПК остается неизменной).

Резисторы R3, R7, R13 и конденсаторы C1, C2 образуют входные радиочастотные

фильтры; R5, C1 и R10, C2 — цепи нагрузки звукоснимателя; R8, R9 — линейризирующие нагрузочные резисторы; C8, C9 — фильтры питания. Коэффициент передачи ОУ M1 на частоте 1 кГц $K_1 = 20$ (ЛАЧХ 3 на рис. 2,а) устанавливается резистором R14. Полюс АЧХ на частоте $f_1 = 2122$ Гц формируется цепью C3 R11 = τ_1 (приведенные на рис. 4 номиналы резисторов соответствуют точным значениям номиналов конденсаторов). Величина постоянной τ_1 отличается от стандартного значения $\tau = 75$ мкс, поскольку для f_1 (ЛАЧХ 2-4 на рис. 2,б) $BK_0 = 25$. В любом возможном включении входное звено формирует нуль на частоте $f_1 = f_1 K_1 = 42,44$ кГц.

Спад АЧХ на инфразвуковых частотах формируется переходной цепью (R4 R12) C4 = τ_2 . Резистор R12 является подгоночным. Выходное звено ПК выполнено на ОУ 1539UD2 при ИВ с коррекцией «связью вперед» через конденсатор C6. Коэффициент передачи M2 на частоте 1 кГц $K_2 = 5$. Для M2 величина $BK_0 > 100$ до 10 кГц (ЛАЧХ -5 на рис. 2,б), поэтому при расчете постоянных времени корректирующих цепей в звене учитывать передаточную функцию собственно ОУ нет необходимости.

Полюс АЧХ на частоте f_2 задается постоянной $\tau_2 = R2C7 = 3180$ мкс, а ноль f_2 — постоянной $\tau_3 = R1C7 = 318$ мкс. Полюс, служащий для компенсации нуля, возникшего во входном звене на частоте единичного усиления f_0 , задается постоянной $f_0 = R1C5 = 1/2\pi f_0 = 3,75$ мкс. Резистор R6 служит для определения от M2 емкостной нагрузки. На рис. 2,а предлагаемому ПК соответствует результирующая ЛАЧХ 1, для которой $K = 100$ на $f = 1$ кГц. ПК питается напряжениями ± 15 В, коэффициент стабилизации по напряжению 40, двойная амплитуда пульсаций 6 мВ. Два канала размещаются на плате размером 78x110 мм. Для удобства подгонки постоянных времени R1, R2, R12, R14 выполнены как последовательное соединение двух резисторов каждый. Использовались резисторы с допуском $\pm 5\%$, разброс элементов времязадающих цепей выдержан в пределах $\pm 1\%$.

При работе ПК для уменьшения токовых шумов резистор 47 кОм (R5 или R10) на свободном входе следует замкнуть накоротко.

Измерения линейности АЧХ и разбаланса каналов проводились методом компенсации сигналов на постоянном токе. В составе измерителя применялись блок компенсации, анти-

корректор [11], генератор ГЗ-118, осциллограф С1-93. Разрешающая способность измерителя превосходила 0,1%. Максимальная погрешность АЧХ на частоте 20 кГц составила 0,1%.

Разбаланс каналов составил 1,2% на частоте 20 кГц и 0,8% — на 1 кГц.

При измерениях НИ последовательно с источником сигнала включался звукосниматель «Jenogel» ($R = 520$ Ом, $L = 0,55$ Гн). На выходе ПК основная гармоника подавлялась режекторным фильтром из комплекта ГЗ-118. Напряжения гармоник на выходах измерялись спектроанализатором СК4-56 на частоте 20 кГц при подаче сигнала на неинвертирующий вход ПК и амплитуде сигнала на его выходе 6,5 В. Соответствующие этому собственным НИ сигнала генератора составляли 0,0003% или -110 дБ для второй гармоники и 0,0001% или -120 дБ для третьей гармоники. НИ сигнала на выходе ПК составили 0,012% или -79 дБ для второй гармоники и 0,002% или -94 дБ для третьей гармоники.

Измерить величину НИ со входа 3 невозможно, поскольку это требует использования согласующего трансформатора, НИ которого на несколько порядков больше, чем у ПК. ПИИ контролировались по тесту DIM-30 [5]. Амплитуда меандра на выходе ПК устанавливалась равной 6,5 В. Меандр формировался счетчиковым делителем частоты на элементах серии K176. Общие ПИИ составили менее 0,02%, при этом главный вклад в них вносила вторая гармоника меандра. Собственная скорость работы базовых усилителей оценивалась при подаче на вход меандра частотой 1 кГц через антикорректор, она составила 6,5 В/мкс на выходе всего ПК. Отношение сигнал/шум оценивалось без взвешивающих фильтров для звукоснимателя «Jenogel». Для входного сигнала 1 мВ на частоте 1 кГц оно было 64 дБ.

Спад АЧХ ПК на низких частотах гладкий, крутизной 6 дБ/окт. Он формируется переходным конденсатором C4 и цепью R4, R12. Если необходима плоская АЧХ до 0 Гц, достаточно замкнуть C4 накоротко. При одновременном включении питания ПК и усилителя мощности возможен переходный процесс, инициируемый зарядом C4. Чтобы избежать воздействия этого явления на акустические системы, желательно иметь в усилителе мощности задержку подключения их.

Литература

1. Техника высококачественного звуковоспроизведения / Н. Е. Сухов, С. Д. Бать, В. В. Колосов, А. Г. Чуприков. — К.: Техника, 1985. — 160 с.
2. Beusekamp M. F. RIAA-corrective-versterker // Radio Bull. — 1984. — Vol. 53. Desember. — P. 457-461.
3. Wireless World. — 1984. — Vol. 91. April. — P. 35.
4. Tailor Erik F. Distortion in Low-Noise Amp. // Wireless World. — 1977. — Vol. 83. — P. 1. August. P. 28-32. P. 1. September. P. 55-59.
5. Шкритек П. Справочное руководство по звуковой схемотехнике. — М.: Мир, 1991. — 445 с.
6. Jung W. G. Slewing Induced Distortion. Hi-Fi News & Record Review. — 1977. — November. — P. 115-123.
7. Lammasniemi J., Nieminen K. Distribution of the Phonograph Signal Rate of Change. // JAES. — 1980. — Vol. 28. — № 5. — 316-319.
8. Skritek P. Noise Figures of Differential-Pair Input-Stage Equalizer Preamplifier // IEEE Trans. — 1982. — Vol. ASSP-30. — 2. April. — P. 167-173.
9. Walker H. P. Low-Noise Audio Amplifiers // Wireless World. — 1972. — Vol. 78. — P. 233-237.
10. Lipshitz S. P. On RIAA Equalization Network // JAES. — 1979. — Vol. 27. — № 6. — P. 458-481.