

Усилители RIAA – коррекции на вакуумных триодах для «скоростных» (электродинамических) звукоснимателей.

Некоторые принципы построения схем без обратных связей. Расчёт и настройка корректирующих цепей.

«Мысль, воплощённая в железо». / Черепанов, брат Черепанова /.

Введение.

Корректорами для проигрывателей виниловых пластинок можно заниматься всю жизнь. Даже, если отсчёт времени производить от момента зачатия до момента погребения. Причём, одну жизнь потратить на Теорию, а другую – на Практику.

Поэтому в названии, вынесенном в заголовок нашей работы, указаны лишь некоторые границы проблемы, и, «шоб не объёмать необъятность», во Введении эти границы уточняются следующим образом.

«Предыскажение» при записи и «коррекцию» при воспроизведении можно и нужно рассматривать как канальное кодирование и декодирование сигналов, передаваемых по каналу связи. Канал связи - механическая запись-воспроизведение, а именно – грамзапись. Сигналы – звуковые процессы, а именно – звук. «Кодирование – декодирование» - линейное, в реальном масштабе времени, в частотной области, а именно – по стандарту RIAA для стереопластинок на 45 и 33,3об/мин.

Искажения масштаба времени в устройствах записи-воспроизведения и некоторые философские сомнения в «реальности времени для устройств памяти» не рассматриваются. Сюда также относятся искажения масштаба времени «в малом», а именно – искажения из-за отклонения «сквозной» фазочастотной характеристики от прямой линии, выходящей из начала координатной системы в частотной области математического представления взаимосвязи звуковых, механических и электрических процессов при записи и воспроизведении. Такие искажения напрямую не обсуждаются из-за отсутствия внятных и общепринятых методов их измерений и толкований результатов этих измерений. Но косвенно эта тема затрагивается как уже в самом заглавии: «...без обратных связей...», так и в тексте. Как нам кажется.

Но, правда, интересный «поворот винта»? Так и видятся на книжной полке следующие «корешки»:

1. А.Макаревич. «Синтез машины времени на пассивных RC-звеньях».
2. А.Лихницкий. «Релятивистские явления в акустических системах».
3. А.Гаиш-Ганжакосимов. «Компенсация синего смещения в традиционной музыке психотропными средствами нетрадиционной медицины».
4. и т.д. ...

(Смотри также письмо О.Хавина в журнал «Аудио Магазин» за 1998г. №19(2), стр.14-15 о сетевых евроразъёмах, Джиттер-Джо и квантово-временной масштабной сетке. Письмо полное конкретных фрёйдовских намёков и призрачных вагнеровских аллюзий. Письмо-исповедь.

Мы не можем доле оставаться в стороне и не помочь страждущему, хоть и прошло пять с половиной лет. И вот НАШ диагноз, он же - рецепт запоздалый (мабене).

Это (см. письмо) всё потому, что Олег или мало или много бывал тогда в 1998г. на свежем воздухе, например, на Одесской Свалке, где происходят истошные дискуссии по Существу между

чайками и воронами в идеальной акустической обстановке. Неизгладимое аудио-визуальное впечатление оставляет взлёт из-под Ваших стройных ног полутораметрового буревестника с куском падали в зубах. Среди шумных стай в чело стучит назойливый склероз – мороз - вопрос. Интересно, что бы сказал Альфред Хичкок (и далее сдавлено, скороговоркой, почти шёпотом) про оцифровку своих чёрно-белых шедевров? ... и стихи! стихи! стихи

Оса Осиной Осенней Восьмую Осень Ясень-Сосень

В Стихах Стихийно С Тихим Стоном

объемлет сад

По Склонам Взор И'скал унылый листопад

И Запах Тлена над Долами

У губ пронзительнее Чайки

И Цвет Измены под ногами звенит

Печаль,

Печаль Звенит Стихами

Человек приходит со свалки в офис и слышит 120kHz мониторных «строчников», фазовую вонь из гипсокартонных розеток, жидкую поляризацию дисплеев и резино-силиконовую фальшь валькирий в немецких групповухах. Тут самое время накатить раза три по пятьдесят армянского (молдавского) и помянуть Корпускулярно-Волновую Теорию, маэстро Гейзенберга, профессора Шрёдингера и маршала Лаврентия Палыча (последнего – с ехидством).

А что ответил пациенту журнала доктор ← в кавычках К.Никитин? ... Двадцать две и пять сотых килогерцев и бесконечные отсчёты по Котельникову... Сухо... Его же внятно спросили: искажения квантово-временной масштабной сетки чё такое?...

Ну, и так далее).

Из всевозможных «декодеров» рассматриваются лишь RIAA–корректоры для звукоснимателей «скоростного» типа. В одном из ниже приведённых случаев имеет (или может иметь) существенное значение принцип действия такого «скоростного» звукоснимателя: звукосниматель должен обладать преимущественно индуктивным внутренним сопротивлением. А, чтобы не согласовывать по чувствительности всевозможные «скоростные корректоры» и одновременно сохранить общность описания, рассматриваются RIAA – корректоры с «нормой» входного напряжения около 5mV на 1000Hz, которая и принята за 0dB. (Мы считаем здесь, что такое напряжение (5mV) развивает «усреднённый скоростной» звукосниматель при воспроизведении стандартного по RIAA синусоидального сигнала с уровнем «действующего значения» скорости в 0dB на частоте 1000Hz с измерительной пластинки). «Отдача» звукоснимателей с подвижными катушками (МС – тип) может быть приведена к 5mV с помощью либо дополнительного усилительного каскада, либо с помощью трансформатора. Мы настоятельно рекомендуем применять трансформаторное согласование. Однако, в дальнейшем «согласований по чувствительности» мы касаться не будем.

Не рассматриваются также «баланс каналов» и электромеханическая часть звукоснимателей как источников электрической энергии. Мы предлагаем принять на веру заявленные производителями значения электрических и механических параметров «иглоков и пластинок». И нам сразу станет легче. Особенно «настраивать частотку корректоров». Но один раз вопрос о «производителях», «сорока семи килоомах» и демпфировании подвижной системы звукоснимателя входным сопротивлением корректора всё же обсудим.

Мы считаем, что уровни выходного напряжения RIAA–корректоров, соответствующие 5mV входной тысячегерцовой синусоиде, должны находиться в диапазоне 0,15÷3V на «нагрузках» 20÷100kΩ. А выходное сопротивление самих RIAA–корректоров может быть достаточно высоким, например, 50kΩ. Само собой понятно, что высокое выходное сопротивление устройства «вредно для равномерности на верхах». Если «завал» в эн dB на какой-то частоте принимается как

критерий «широкополосности», то, как на «причину» такого завала, соответствующее ограничение надо налагать на ёмкость соединительного кабеля или вводить «кабельную компенсацию» в выходную цепь RIAA – корректора.

Допустим, выходное сопротивление последнего каскада в RIAA–корректоре на лампе 6Н2П равно $50\text{k}\Omega$ до частот в 60kHz (ёмкость монтажа $\approx 50\text{pF}$). Тогда на нагрузке в $47\text{k}\Omega$ коэффициент передачи по напряжению упадёт вдвое, а ёмкость кабеля, гарантирующая «завал» в 3dB на 20kHz , должна быть не более 280pF , что, в общем-то, приемлемо. Но, если можно допустить большее ослабление выходного сигнала, то также можно расширить и частотную характеристику. Например, для корректора на двух каскадах из одного баллона 6Н2П $U_{\text{вых}} \approx 2,5V$ на холостом ходе, т.е. имеется определённый запас по усилению, который можно «разменять на равномерность по АЧХ».

Подобная «кабельная компенсация» рассматривается, например, у Г.В.Войшвиллы в его знаменитых «Усилителях низкой частоты на электронных лампах». Большое ему за «них» спасибо, и без всякой иронии. Мы же не будем рассматривать «кабельную компенсацию по выходу», т.к. считаем вполне приемлемым и даже в чём-то хорошим плавный «завал» АЧХ на ёмкости кабеля. И поэтому применение «высокоомных» ламп (6Г2, 6Н9С, 6Н2П и т.д.) само по себе возможно без дополнительных ухищрений.

Мы не останавливались бы на самих усилительных каскадах (выбор ламп, режимов и т.д.), но «там», в общем-то, много специфики, которой будет посвящена часть наших рекомендаций и рассуждений. В основном они касаются минимизации количества деталей и возможно полной реализации принципа «Без Обратных Связей».

Для определения величин RLC в четырёхполюсниках (двухполюсниках) с заданной частотной характеристикой мы будем пользоваться так называемым «Методом неопределённых коэффициентов». Этот метод, по сути, также использован и в популярной книге Шкритека [7] (см. «там» на стр.126). Там же приведены несколько примеров его (метода) применения для реализации заданных частотных характеристик (функций передачи) с использованием (операционных) усилителей с обратными связями. Есть также схемка (см. [7] рис.10.5.3в) RIAA-корректора с формированием частотной характеристики без «помощи» обратных связей. Но в книге нет хотя бы общих готовых формул для такой схемной реализации. И это не исключение, это – правило. Редкость и разрозненность сведений по расчёту «пассивной» RIAA-коррекции позволяет нам с большим удовольствием испещрить нашими кривыми формулами некоторые белые пятна на пожелтевшем от времени пергаменте электрических схем усилителей для воспроизведения Грамзаписи.

Как следует из определения (см. стандарт RIAA), корректор для воспроизведения грамзаписи технически представляется нам в виде частотного фильтра. Частотный фильтр может быть реализован в схемах по-разному. Например, он может быть реализован как на RC–, так и на LR-звеньях (четырёхполюсниках). Ниже будут рассмотрены некоторые реализации корректоров на RC-звеньях для τ_3 и τ_2 ($3180\mu\text{s}$ и $318\mu\text{s}$) и на RC- и LR-звеньях для τ_1 ($75\mu\text{s}$).

Будет также предложена некаскадная реализация RIAA-корректора как фильтра, но только в прикладном теоретическом виде. Самостоятельным в инженерном плане читателям этого вполне достаточно для элегантно воплощения Мысли в Железо. Тем более, что Она не наша, а принадлежит всем. Имя человека, впервые предложившего эту схему в «винил-корректорах», нам установить не удалось. Но в корректорах для магнитофонов её применяли уже во Втором Рейхе. Думается, что без Гитлера и Геббельса её всё равно бы применяли, но случаев с «винил-корректорами» мы не знаем ни старых, ни новых. Исключение – наш случай. Воплощение звучит хорошо. И «...теперь можно обо всём рассказать...» /К.Воннегут. «Завтрак для чемпионов»/. Особенно после публикации №50 (3) «Аудио Магазина» за 2003г.

Все «единицы» в формулах – по системе СИ. Т.е.: метры, секунды, килограммы и т.д. Приставки к ним тоже в СИ. Т.е.: $m \rightarrow 10^{-3}$; $\mu \rightarrow 10^{-6}$; $n \rightarrow 10^{-9}$; $p \rightarrow 10^{-12}$; $k \rightarrow 10^3$; $M \rightarrow 10^6$ и т.д.

Частота «круговая» связана с частотой «обычной» через константу $\pi=3,14\dots$, т.е. $\omega=2\pi f$. «Йот» (или «жи») – j ничто иное, как мнимая единица: $j^2 = -1$.

«Точка» над символом обозначает комплексную переменную (см. математику).

Символ «крестик» здесь надо понимать как простой (а не векторный) знак умножения в формулах. Ну, и так далее.

1. Основы и Теория.

1.1 Стандарт.

По стандарту RIAA (NAB, IEC, DIN45536-541, ГОСТ 7893-78 и т.д.) частотная характеристика колебательной скорости РЕЗЦА как инструмента гравировки лакового (металлического) диска математически задаётся произведением, состоящим из трёх сомножителей. В свою очередь, вид каждого сомножителя определяется электрическим двухполюсником, состоящим из двух электрических элементов R и C. Формула выглядит так:

$$\dot{U}_{\text{ВХ}} \sim \frac{R1}{Z1} \times \frac{R2}{Z2} \times \frac{\dot{Z3}}{R3} \quad (1),$$

где $\dot{U}_{\text{ВХ}}$ - комплексное (символическое) представление амплитуды напряжения (тока) входного синусоидального электрического сигнала для устройства механической записи на носитель (гравировки лакового (металлического) диска);

\sim - знак пропорциональности, позволяющий в данном случае не записывать в формулу (1) коэффициент электромеханической связи между электрическим напряжением (током) на «силовых обмотках» инструмента гравировки и скоростью резца; предполагается, что такая связь частотннезависима, линейна, безгистерезисна и т.д.;

$\dot{Z1}$, $\dot{Z2}$, $\dot{Z3}$ - комплексные (полные) сопротивления электрических двухполюсников, определяющих частотную характеристику;

$R1$, $R2$, $R3$ – действительные (активные) сопротивления, входящие в состав этих двухполюсников.

Кроме того, три двухполюсника (обозначим их через $Z1$, $Z2$, $Z3$), а точнее - их электрические схемы, определяются так:

$Z1$ - параллельное соединение элементов $R1$ и $C1$;

$Z2$ - последовательное соединение элементов $R2$ и $C2$;

$Z3$ - последовательное соединение элементов $R3$ и $C3$.

По известным во всём мире формулам найдём

$$\frac{R1}{\dot{Z1}} = 1 + j\omega R1C1; \quad \frac{R2}{\dot{Z2}} = \frac{j\omega R2C2}{1 + j\omega R2C2}; \quad \frac{\dot{Z3}}{R3} = \frac{1 + j\omega R3C3}{j\omega R3C3}.$$

Подставив эти значения в формулу (1), найдём также, что

$$\dot{U}_{\text{ВХ}} \sim \frac{(1 + j\omega R1C1)(1 + j\omega R3C3)}{1 + j\omega R2C2} \times \frac{R2C2}{R3C3} \quad (2).$$

Обозначив частотнозависимый множитель в формуле (2) как $\dot{U}(f)$, а также подставив $\tau_1=R1C1$; $\tau_2=R2C2$; $\tau_3=R3C3$, получим

$$\dot{U}(f) = \frac{(1 + j\omega\tau_1)(1 + j\omega\tau_3)}{1 + j\omega\tau_2} \quad (3).$$

Формулу (3) предлагается назвать, хотя бы в пределах нашей работы, частотной характеристикой записи – ЧХЗ.

Обычно (см., например, [1÷6]) частотную характеристику механической записи задают исключительно в амплитудно-частотной области. Однако, из пояснений самого стандарта RIAA следует, что «предыскажения» (преэмпфазис) получают путём каскадного включения трёх идеальных усилителей электрических сигналов, содержащих частотно-задающие RC двухполюсники. Поэтому формула (3) исключает «неминимально-фазовые толкования» (назовём их так) стандартной ЧХЗ. К такому же выводу приходит Шкритек в [7].

Например, применяя «цифровую фильтрацию», можно «как угодно точно приблизиться» к требуемой стандартной АЧХ воспроизведения. При этом ФЧХ будет «не искажена», т.е. ФЧХ – прямая, выходящая из «нуля» координатной системы «градусы (радианы) – частоты» (нерекурсивная обработка). Но такой «корректор» рекомендовать можно, разве что, диджеям в амбиенте, т.к. теперь ФЧХ будет «нестандартной».

Формула (2) также показывает наличие спрятанного в определении частотно-независимого множителя $\frac{R2C2}{R3C3} = \frac{\tau_2}{\tau_3}$, для стандарта RIAA равного 0,1.

Указанный выше «стандартный» - каскадный путь получения предыскажений назовём *тривиальным* и обсуждение записывающей стороны на этом закончим (исключение – п.1.2.10).

Теоретически вычисленный коэффициент передачи ($|K|$ и φ°) для ЧХЗ по ф-ле (3) при $\tau_1=75\mu s$; $\tau_2=1/1000\pi\approx 318\mu s$; $\tau_3=1/100\pi\approx 3180\mu s$ представлен в табличном виде в Приложении 1 (Таблица 2).

Напоследок сообщим, что изменений к сегодняшнему дню в стандартах на механическую запись звука в компетентных источниках мы не нашли.

Частотную характеристику воспроизведения определим как

$$\dot{U}(f) \times \dot{V}(f) \equiv 1 \quad (4),$$

где $\dot{V}(f)$ - комплексный, нормированный к $\dot{U}(f)$, частотно-зависимый коэффициент передачи идеального усилителя-корректора, т.е. частотная характеристика воспроизведения (ЧХВ).

Из (3) и (4) получим формулу ЧХВ:

$$\dot{V}(f) = \frac{1 + j\omega\tau_2}{(1 + j\omega\tau_1)(1 + j\omega\tau_3)} \quad (5).$$

Формула (5) получена не из стандартных определений по RIAA, а из соображений чистой математики. Поэтому она не содержит множитель, посвящённый τ_4 , как рекомендует уважаемый Стандарт, а также - множитель с нетрадиционной ориентацией на

«пластмассовый» резонанс, как советовали почтенные Н.Сухов и С.Бать в [6]. Мы считаем, что в XXI веке можно слушать кораблёны, старые, но оттого не менее ценные пластинки на дорогих сердцу и семейному бюджету «столах» через «лёгкие иглы» с помощью недорогих усилителей, допускающих стократную перегрузку по входу. Hi-End – одним словом.

ЧХВ, определяемую по формуле (5), назовём *идеальной*. Хотя бы в пределах нашей работы.

Теоретически вычисленный коэффициент передачи ($|K|$ и φ°) для ЧХВ по ф-ле (5) при $\tau_1=75\mu\text{s}$; $\tau_2=1/1000\pi\approx 318\mu\text{s}$; $\tau_3=1/100\pi\approx 3180\mu\text{s}$ представлен в табличном виде в Приложении 1 (группа столбцов в Таблице 1, обозначенных как «ЧХВ»).

Произведения $\tau_1=R_1C_1$; $\tau_2=R_2C_2$; $\tau_3=R_3C_3$ имеют размерность времени и называются постоянными времени. Для стандарта RIAA они соответственно равны $\tau_1=75\mu\text{s}$; $\tau_2=1/1000\pi\approx 318\mu\text{s}$; $\tau_3=1/100\pi\approx 3180\mu\text{s}$.

Интересно отметить, что своё название они (τ_1 , τ_2 , τ_3) получили не из-за своей размерности. Как раз размерность подгонялась к ним в эпоху «доисторического материализма». Постоянные времени есть фундамент решений линейных дифференциальных уравнений во временной области, составленных для описания переходных электрических процессов. Электротехника как наука началась, в общем-то, после этих описаний.

Кстати, множитель $2\pi = 6,28\dots$ в определении «круговой» частоты (и не только «там») появился именно в результате вышеуказанных «подгонок», что даёт нам право утверждать: τ_1 , τ_2 , τ_3 – это «круговые» периоды, т.к. частоты $\omega_1 = 1/\tau_1$; $\omega_2 = 1/\tau_2$; $\omega_3 = 1/\tau_3$ «тоже и эквивалентно» определяют ЧХВ по формуле (5).

С другой стороны, в стандарте RIAA **точно** указаны две «частоты перегиба» $f_3=50\text{Hz}$ и $f_2=500\text{Hz}$ и одна постоянная времени $\tau_1=75\mu\text{s}$ идеальной ЧХВ (ЧХЗ). Поэтому мы выше написали: $\tau_1=75\mu\text{s}$; $\tau_2=1/1000\pi\approx 318\mu\text{s}$; $\tau_3=1/100\pi\approx 3180\mu\text{s}$, и в «точных» вычислениях и преобразованиях будем пользоваться точными значениями частот и постоянной времени. Например, $\tau_1/\tau_2=0,075\pi\approx 0,236$; $\tau_3/\tau_2=10$; $f_1=1/2\pi\tau_1\approx 2122\text{Hz}\dots$
И так далее.

1.2 Реализация.

1.2.1 Существуют, по крайней мере два электрических двухполюсника, полное (комплексное) сопротивление или полная (комплексная) проводимость которых с математической точностью пропорциональны $\dot{V}(f)$ (см. формулу (5)). Они изображены на рис.1.

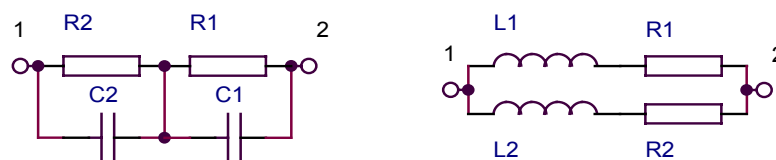


Рис.1

В первом случае напряжение на двухполюснике соответствует требуемой зависимости (5); аналогично (дуально) – во втором случае ток через двухполюсник соответствует $\dot{V}(f)$. Для этих случаев идеальные усилители–корректоры изображены на рис.2.

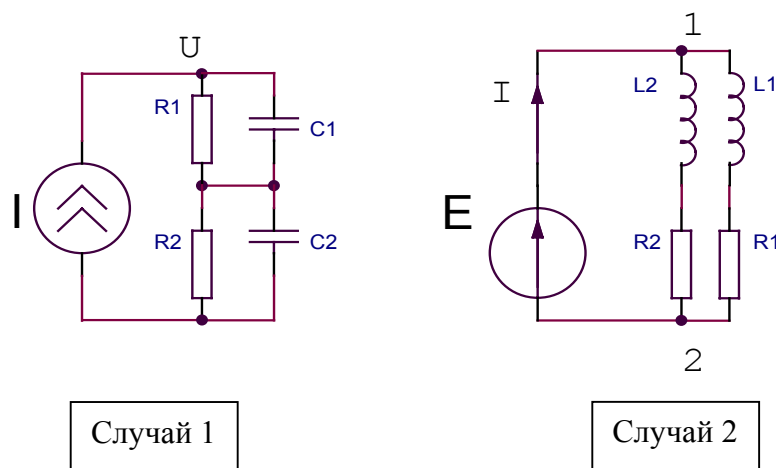


Рис.2

На рис.2 источники электроэнергии – ничто иное, как каскады усиления с очень высоким выходным сопротивлением (случай 1) и с очень низким выходным сопротивлением (случай 2) относительно максимального (минимального) сопротивления (проводимости) двухполюсников в «рабочем» диапазоне частот.

Покажем, что при определённых условиях эти схемы – действительно идеальные усилители – корректоры, но рассмотрим только случай 2, т.к. случай 1 довольно часто встречается в литературе (см., например, [2];[7]).

Обозначим через Z_0 комплексное сопротивление двухполюсника 1-2 (рис.2, случай 2) и вычислим его.

$$Z_0 = \frac{(j\omega L1 + R1)(j\omega L2 + R2)}{j\omega L1 + R1 + j\omega L2 + R2} = \frac{R1R2}{R1 + R2} \times \frac{(1 + j\omega \frac{L1}{R1})(1 + j\omega \frac{L2}{R2})}{1 + j\omega \frac{L1 + L2}{R1 + R2}} ;$$

Подставив $\tau_1=L1/R1$; $\tau_2=(L1+L2)/(R1+R2)$; $\tau_3=L2/R2$ (это и есть необходимые «определённые условия»), придём к такому выражению:

$$Z_0 = \frac{R1R2}{R1 + R2} \times \frac{(1 + j\omega\tau_1)(1 + j\omega\tau_3)}{1 + j\omega\tau_2} .$$

Применим закон Ома к электрической цепи по схеме на рис.2 случай 2 ($G_0=1/Z_0$):

$$\dot{I} = G_0 \dot{E} = \frac{R1 + R2}{R1R2} \times \frac{1 + j\omega\tau_2}{(1 + j\omega\tau_1)(1 + j\omega\tau_3)} \times \dot{E} .$$

Так как \dot{E} для идеального усилителя, звукоснимателя и носителя (пластинки) – выходной сигнал, пропорциональный скорости резца при записи (см. формулу (2)), то можно записать, что $\dot{I} \sim \dot{U}_{вх}$ и от частоты не зависит, где $\dot{U}_{вх}$ - см. пояснения к формуле (1). Что и требовалось показать.

Для тех, кто отважится выполнить корректор согласно принципу «Точный двухполюсник на LR- элементах», укажем следующее.

1. Выходное сопротивление применяемого «там» усилителя должно быть меньше раз в сто, чем $R1R2/(R1+R2)$. Чем меньше, тем лучше.

2. Входное сопротивление последующего устройства должно быть столь же малым: идеальный датчик тока имеет нулевое входное сопротивление. Про жидкий гелий и дьюаровские оболочки мы здесь рассказывать не будем.
3. Т.к. три параметра стандарта RIAA $\tau_1=L1/R1$; $\tau_2=(L1+L2)/(R1+R2)$; $\tau_3=L2/R2$ определяют четыре параметра схемы $L1$; $L2$; $R1$; $R2$ то, варьируя одним из четырёх, можно определить остальные три. Приведём, поэтому, четыре группы формул для идеального случая 2 (рис.2):

$$\left\{ \begin{array}{l} R1 = R1; \\ L1 = \tau_1 R1; \\ R2 = \frac{\tau_2 - \tau_1}{\tau_3 - \tau_2} \times R1; \\ L2 = \frac{\tau_2 - \tau_1}{\tau_3 - \tau_2} \times \tau_3 \times R1; \end{array} \right. \left\{ \begin{array}{l} R2 = R2; \\ L2 = \tau_3 R2; \\ R1 = \frac{\tau_3 - \tau_2}{\tau_2 - \tau_1} \times R2; \\ L1 = \frac{\tau_3 - \tau_2}{\tau_2 - \tau_1} \times \tau_1 \times R2; \end{array} \right. \left\{ \begin{array}{l} L1 = L1; \\ R1 = L1 / \tau_1; \\ R2 = \frac{\tau_2 - \tau_1}{(\tau_3 - \tau_2)\tau_1} \times L1; \\ L2 = \frac{(\tau_2 - \tau_1)\tau_3}{(\tau_3 - \tau_2)\tau_1} \times L1; \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} L2 = L2; \\ R2 = L2 / \tau_3; \\ R1 = \frac{\tau_3 - \tau_2}{(\tau_2 - \tau_1)\tau_3} \times L2; \\ L1 = \frac{(\tau_3 - \tau_2)\tau_1}{(\tau_2 - \tau_1)\tau_3} \times L2. \end{array} \right.$$

Например, для $R1=10k\Omega$ определим $L1=0,75H$; $R2\approx 850\Omega$; $L2\approx 2,7H$. При этом выходное сопротивление усилителя должно быть менее 8Ω .

4. Рассуждая «дуально», можно прийти к аналогичным формулам и выводам для идеального случая 1 (рис.2).
5. «...безумству храбрых поём мы песню...» (см. М.Горький. «Песнь о Буревестнике», а также – Введение там, где курсив в скобках). Братья Черепановы желают удачи детям капитана Гранта и лейтенанта Шмидта.
6. Если серьёзно, то двухполюсники подобные, изображённым на рис.1, обычно применяются (случай 1) в цепях ОС усилителей-корректоров и иногда - для реализации пассивных «приставок» к генераторам синусоидальных колебаний. И тем (с помощью «обычного» корректора на ОУ(!)) и другим способом можно довольно точно симулировать сигналы «скоростного» идеального звукоснимателя, воспроизведённые с «идеальной» измерительной пластинки, т.е. ЧХЗ (3) (такой измерительной пластинки на самом деле нет, Стандарт предписывает другое). На Практике для пассивных «приставок» наблюдается тенденция: точность симуляции по ЧХЗ растёт – уменьшается коэффициент передачи по напряжению и/или по току (по мощности) от генератора к выходу «приставки». Очевидно, этот факт не ограничивает применения двухполюсников по рис.1 в измерительных цепях.

1.2.2 Электротехнические трудности, показанные (и не показанные) выше, хорошо известны в определённых инженерных кругах и обуславливают редкость практических схем усилителей-корректоров подобных, изображённым на рис.2. Поэтому, обычно, формулу (3) «разбивают» на два сомножителя: первый «отвечает» за τ_2 и τ_3 , а второй – за τ_1 (см. [2];[7]). Речь, конечно, идёт об усилителях – корректорах с так называемой «пассивной» коррекцией, т.е. коррекция в них реализуется «без помощи обратных связей».

«Разбивка» на сомножители какого-нибудь «коэффициента передачи» электротехнически выглядит как каскадное соединение усилителей. Коэффициент передачи каждого такого усилителя должен быть пропорционален соответствующему частотно-зависимому сомножителю. Изменение

амплитудного, но частотно-независимого масштаба и есть требуемый «общий» (далее – без кавычек) коэффициент усиления. Например, для заявленных ранее выходных $0,15 \div 3V$ требуется усилитель – корректор с общим коэффициентом усиления $30 \div 600$ относительно «входных» $5 mV$ на $1000Hz$. Далее термин «общий коэффициент усиления» будет употребляться именно в этом смысле.

Применение каскадно включённых усилителей имеет очень существенное преимущество перед «однокаскадной» реализацией типа рис.2 или перед «сосредоточенной» коррекцией типа рассмотренной в п.1.2.8. Дело в том, что частотно – формирующие цепи почти идеально «изолируются» друг от друга усилительными элементами. И настройка частотной характеристики всего усилителя значительно облегчается: можно настраивать «на соответствующий сомножитель» каждый каскад независимо от другого, а также, при известной идеальной частотной характеристике «сомножителя», выявлять виновника девиации от ЧХВ (5). В общем-то, «изоляция» двух сомножителей можно осуществить одним усилительным элементом, но, чтобы исключить влияние на требуемую ЧХВ всяких «кабелей», «регуляторов» и прочих последующих устройств, вводят ещё один буферный каскад усиления. К тому же обеспечить общий коэффициент усиления порядка 100 на одном каскаде (на одном усилительном элементе) затруднительно.

Нам часто задают вопрос: «А каково минимальное число каскадов усиления может быть в усилителе – корректоре?» Ответ наш прост: «Дайте нам картридж с «чутьём» 1A (1000V) на пластиночном нуле децибеллов, и Вы будете слушать Карузо без электричества и посторонней финансовой помощи, а в антрактах – нашару бриться или взбивать гоголь-моголь».

1.2.3 Рассмотрим схему на рис.3 и вычислим её коэффициент передачи «в точку U»

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}}{\dot{E}}$$

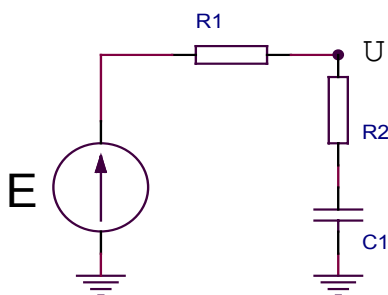


Рис.3

$$\dot{K} = \frac{R2 + \frac{1}{j\omega C1}}{R1 + R2 + \frac{1}{j\omega C1}} = \frac{1 + j\omega R2 C1}{1 + j\omega (R1 + R2) C1}$$

Обозначив $\tau_2 = R2C1$; $\tau_3 = (R1 + R2)C1$ получим

$$\dot{K} = \frac{1 + j\omega\tau_2}{1 + j\omega\tau_3}; \text{ так как } \tau_2/\tau_3 = R2/(R1 + R2), \text{ то } R1 = R2(\tau_3 - \tau_2)/\tau_2 \quad (6).$$

Как видим, схема на рис.3 позволяет точно синтезировать сомножитель ЧХВ (см. формулу (5)) «отвечающий» за τ_2 и τ_3 «одновременно».

Схема на рис.3 хороша ещё вот чем. Каскады усиления (усилители) имеют какое-то «конечное и ненулевое» выходное и входное сопротивление, а наличие в схеме рис.3 R1 позволяет учесть «в нём» эти входные и выходные сопротивления без потери точности «по частоте». Действовать надо так. Составляем эквивалентную схему:

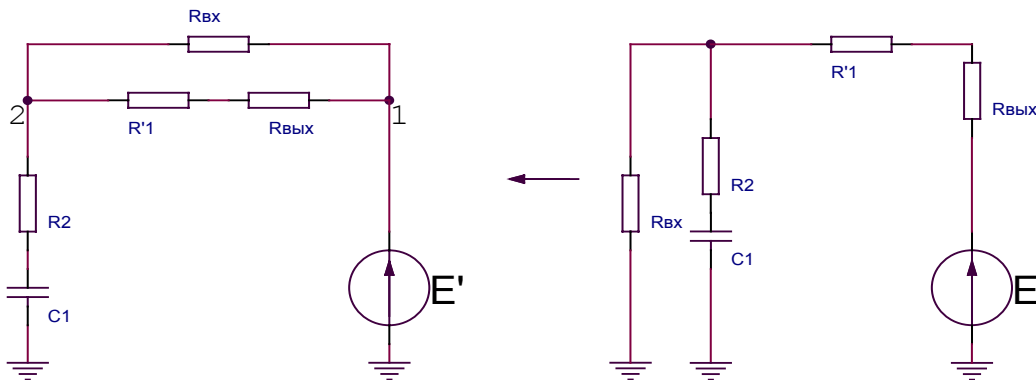


Рис.4

На рис.4: $R_{\text{ВЫХ}}$ – выходное сопротивление предшествующего каскада (усилителя);
 $R_{\text{ВХ}}$ – входное сопротивление последующего каскада (усилителя);
 \dot{E}' – «приведённое» выходное напряжение холостого хода предшествующего каскада (усилителя) относительно исходного «неприведённого» \dot{E} (при этом изменений в ЧХ не происходит);

$R'1$ – сопротивление резистора корректирующей цепи, который следует поставить в схему для обеспечения частотной характеристики (ЧХ) по формуле (6).

Из схемы на рис.4 найдём, что сопротивление между точками 1 и 2, равное требуемому, вычисляется так:

$$R1 = \frac{R_{\text{ВХ}} (R'1 + R_{\text{ВЫХ}})}{R'1 + R_{\text{ВЫХ}} + R_{\text{ВХ}}},$$

откуда

$$R'1 = \frac{R1(R_{\text{ВХ}} + R_{\text{ВЫХ}}) - R_{\text{ВЫХ}} R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВХ}} - R1}.$$

Интересный случай из Практики. Однажды вышло так, что $R'1 = R1$. Т.е., расчётное R1, необходимое для получения ЧХ по формуле (6) совпало с «поставленным» в схему R'1. Будто $R_{\text{вх}} = \infty$, а $R_{\text{вых}} = 0$. «Пострадал» только коэффициент усиления. Условия, необходимые для наблюдения указанного эффекта, выглядят так:

$$R1 = R'1 = (\sqrt{R_{\text{ВЫХ}}^2 + 4R_{\text{ВЫХ}} R_{\text{ВХ}}} - R_{\text{ВЫХ}}) / 2.$$

Этим можно пользоваться, но, понятно, не всегда, при настройке ЧХ каскада, варьируя $R_{\text{вх}}$.

Из формулы (6) следует, что при $\omega \rightarrow \infty$ коэффициент передачи $\dot{K} \rightarrow \tau_2/\tau_3 = 0,1$ (RIAA - стандарт). Таким образом, цепь на рис.3 ослабляет сигнал на «высоких» частотах в 10 раз. А

«высокие» частоты «начинаются» для зависимости (6) уже с 1000 Hz (RIAA стандарт). Это надо учитывать, например, при выборе ламп «по μ » для такого корректирующего каскада.

Вообще, схемы на рис.3 и 4 исследованы вдоль и поперёк (см., например, [0]). Г-образный RC-четырёхполюсник, изображённый на этих рисунках, даже получил Имя Собственное – Нисходящая Частотная Ступень. Мы бы сказали нежнее: Ниспадающая Частотная Ступень.

Теоретически вычисленный коэффициент передачи ($|K|$ и φ°) по формуле (6) для Ниспадающей Частотной Ступени при $\tau_2=1/1000\pi\approx 318\mu\text{s}$ и $\tau_3=1/100\pi\approx 3180\mu\text{s}$ представлен в табличном виде в Приложении 1 (группа столбцов в Таблице 1, обозначенных как « τ_2 и τ_3 »).

1.2.4 Ещё один исследованный вдоль и поперёк Г-образный RC-четырёхполюсник носит тоже звучные фамилию, имя и отчество – Восходящая Частотная Ступень. Выглядит она так:

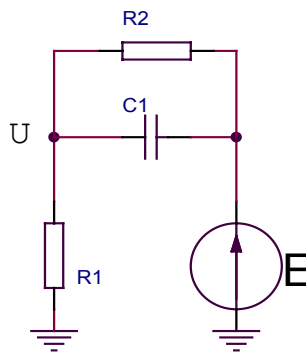


Рис.5

Вычислим её коэффициент передачи «в точку U» $\dot{K} = \frac{\dot{U}}{\dot{E}}$:

$$\dot{K} = \frac{R1}{R1 + \frac{R2}{1 + j\omega C1}} = \frac{R1(1 + j\omega R2 C1)}{R1(1 + j\omega R2 C1) + R2} = \frac{R1}{R1 + R2} \times \frac{1 + j\omega R2 C1}{1 + j\omega \frac{R1 R2}{R1 + R2} C1}$$

Введя $\tau_1 = (R1 R2 / (R1 + R2)) C1$ и $\tau_2 = R2 C1$, найдём

$$\dot{K} = \frac{R1}{R1 + R2} \times \frac{1 + j\omega \tau_2}{1 + j\omega \tau_1}$$

Т.к. $\tau_2 / \tau_1 = (R1 + R2) / R1$ окончательно получим

$$\dot{K} = \frac{\tau_1}{\tau_2} \times \frac{1 + j\omega \tau_2}{1 + j\omega \tau_1}; \quad R1 = \frac{\tau_1}{\tau_2 - \tau_1} R2 \quad (7)$$

Как видим, схема на рис.5 позволяет точно синтезировать сомножитель ЧХВ (см. формулу (5)) «отвечающий» за τ_1 и τ_2 «одновременно».

Аналогично случаю п.1.2.3 производится учёт «конечных и ненулевых» входных и выходных сопротивлений каскадов (усилителей).

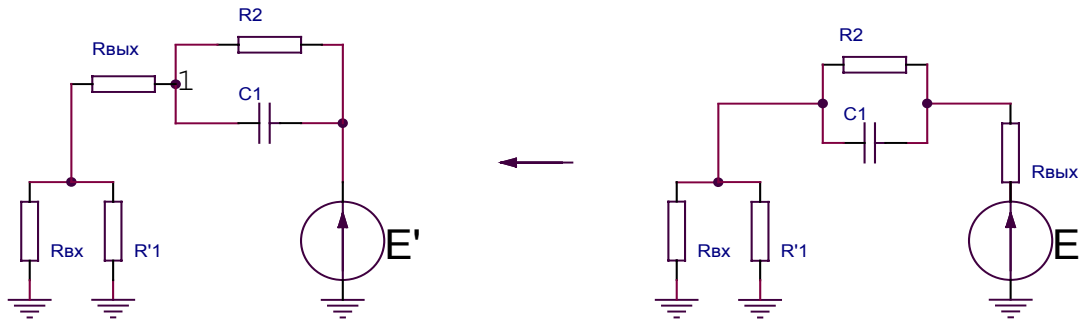


Рис.6

Обозначения к рис.6 такие же как и к рис.5.

Из схемы на рис.6 найдём, что сопротивление между точкой 1 и «общим проводом», равное требуемому, вычисляется так:

$$R1 = R_{\text{вых}} + \frac{R'1 R_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}} R'1}, \text{ откуда}$$

$$R'1 = \frac{R_{\text{вх}} (R1 - R_{\text{вых}})}{R_{\text{вх}} + R_{\text{вых}} - R1}.$$

Обычно для «ламповых схем», к которым мы имеем непосредственное отношение (см. Заглавие), $R_{\text{вх}} = \infty$. Т.е. $R'1$ в «ламповом случае» играет ещё роль «сопротивления утечки». Тогда последняя формула упрощается: $R'1 = R1 - R_{\text{вых}}$.

Условие совпадения $R'1 = R1$ также имеет место быть. Желающие могут найти имя рек самостоятельно.

Из формулы (7) следует, что при $\omega \rightarrow 0$ коэффициент передачи $\dot{K} \rightarrow \tau_1/\tau_2 = 0,075\pi \approx 0,236$ (RIAA-стандарт). Таким образом, цепь на рис.5 ослабляет сигнал на «низких» частотах в 4,24 раза. А «низкие» частоты «начинаются» (заканчиваются) для зависимости (7) уже с 250Hz (RIAA-стандарт). Это тоже надо учитывать, как и в случае п.1.2.3.

Теоретически вычисленный коэффициент передачи ($|K|$ и ϕ°) по формуле (7) для Восходящей Частотной Ступени при $\tau_1=75\mu\text{с}$ и $\tau_2=1/1000\pi \approx 318\mu\text{с}$ представлен в табличном виде в Приложении 1 (группа столбцов в Таблице 1, обозначенных как « τ_1 и τ_2 »).

1.2.5 Разберёмся теперь со знаменателем ЧХВ (см. формулу (5)). Вернее, с тем, что от него осталось после пп.1.2.3 и 1.2.4.

Вычислим коэффициент передачи «в точку U» $\dot{K} = \dot{U}/\dot{E}$ схемы, изображённой на рис.7.

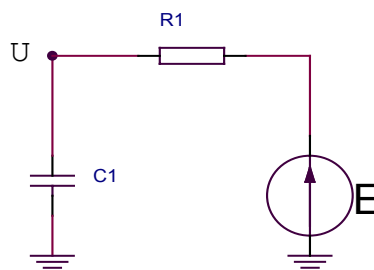


Рис.7

$$\dot{K} = \frac{1}{R1 + \frac{1}{j\omega C1}} = \frac{1}{1 + j\omega R1C1}.$$

Обозначив $\tau_{1,3} = R1C1$, найдём

$$\dot{K} = \frac{1}{1 + j\omega\tau_{1,3}} \quad (8).$$

Как видим, схема на рис.7 позволяет точно синтезировать сомножитель ЧХВ (см. формулу (5)) «отвечающий» за τ_1 и/или τ_3 по вольному выбору инженера и/или радиолюбителя.

Аналогично случаю пп.1.2.3 и 1.2.4 производится учёт «конечных и ненулевых» входных и выходных сопротивлений каскадов (усилителей).

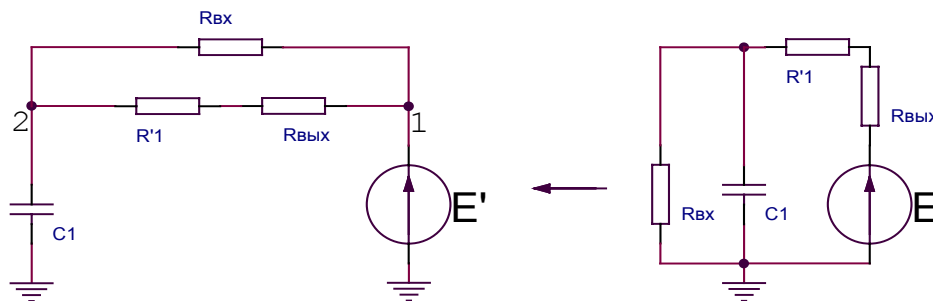


Рис.8

Т.к. схема двухполюсника 1-2 на рис.8 точно такая же, как у двухполюсника 1-2 на рис.4, то и формулы для вычисления $R'1$ точно такие же, как и в п. 1.2.3.

Теперь вычислим коэффициент передачи «в точку U» $\dot{K} = \dot{U}/\dot{E}$ схемы, изображённой на рис.9.

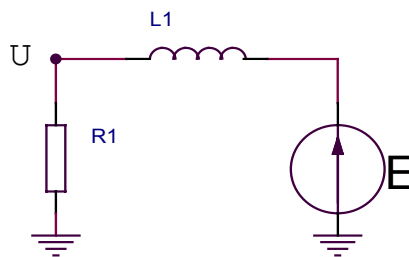


Рис.9

$$\dot{K} = \frac{R1}{R1 + j\omega L1} = \frac{1}{1 + j\omega \frac{L1}{R1}}.$$

Обозначив $\tau_1 = L1/R1$, найдём

$$\dot{K} = \frac{1}{1 + j\omega\tau_1} \quad (9).$$

Как видим, схема на рис.9 позволяет тоже точно синтезировать сомножитель ЧХВ (см. формулу (5)) «отвечающий» за τ знаменателя, а именно – за τ_1 (или τ_3 - для отважных).

Теоретически вычисленный коэффициент передачи ($|K|$ и φ°) по формулам (8) и/или (9) при $\tau_1=75\mu\text{s}$ или $\tau_3=1/100\pi\approx 3180\mu\text{s}$ представлен в табличном виде в Приложении 1 (группы столбцов в Таблице 1, обозначенных как « τ_1 » или « τ_3 » соответственно).

1.2.6 Одна из обсуждаемых здесь реализаций – реализация «коррекции по τ_1 » на входе усилителя-корректора при помощи «природной» индуктивности $L1$ датчика скорости, читай – электродинамического звукоснимателя.

Т.к. любая катушка индуктивности имеет заметное на фоне L активное сопротивление R_0 , то учтём эту «заметность». Особой практической ценности такой теоретический учёт не имеет, однако, позволяет показать, что «реализация коррекции по τ_3 на природной индуктивности звукоснимателя» практически невозможна. Что касается влияния входной ёмкости усилителя-корректора и собственной ёмкости катушек звукоснимателя, то вопрос этот – персонаж отдельной истории под названием: «Синтез и оптимизация согласующей связки звукосниматель – усилитель-корректор». Здесь мы лишь приподыдем подол проблемы.

Рассмотрим рис.10 с эквивалентной схемой звукоснимателя и входной цепи усилителя-корректора.

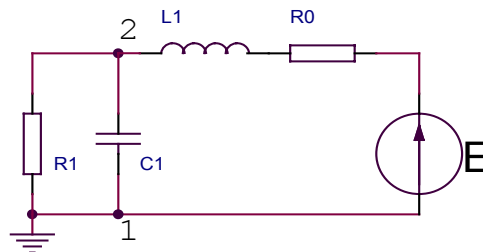


Рис.10

- На рис.10:
- R_0 – собственное активное сопротивление звукоснимателя;
 - R_1 – входное сопротивление (активное) первого каскада усилителя-корректора;
 - $L1$ – собственная индуктивность катушек звукоснимателя;
 - $C1$ – суммарная ёмкость «кабель + катушка + усилитель + монтаж + и т.д.», имеющаяся на входе усилителя-корректора;
 - \dot{E} – сигнал пропорциональный скорости «иголки»;
 - 1-2 – клеммы звукоснимателя.

«Электромеханическое влияние» не учитывается (см. Введение).

Коэффициент передачи по напряжению \dot{K} от источника \dot{E} к точке 2 в схеме на рис.10 равен:

$$\dot{K} = \frac{R_1 \frac{1}{j\omega C_1}}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}} = \frac{R_1}{(R_0 + j\omega L_1)(1 + j\omega R_1 C_1) + R_1} = \frac{R_1}{R_0 + R_1 + j\omega R_0 R_1 C_1 + j\omega L_1 + (j\omega)^2 R_1 L_1 C_1} =$$

$$= \frac{R_1}{R_0 + R_1} \times \frac{1}{1 + j\omega \left(\frac{L_1}{R_1 + R_0} + \frac{R_0 R_1}{R_0 + R_1} C_1 \right) + (j\omega)^2 \frac{R_1}{R_1 + R_0} L_1 C_1} \quad (10).$$

Элементарный анализ формулы (10) и схемы на рис.10 нам, как инженерам, показывает следующее.

1. Частотно-независимый коэффициент передачи $R_1/(R_0+R_1)$ всегда меньше единицы. И падает с уменьшением R_1 (с увеличением $\tau = L_1/(R_0+R_1)$).

Например, для «головки Корвет-008» $R_0 \approx 900 \Omega$, $R_1 \approx 5.2 k\Omega$ (для $\tau_1 = 75 \mu s$), $R_1/(R_0+R_1) \approx 0.85$.

2. «Предельная» τ , достижимая вариацией «внешнего» параметра R_1 в схеме на рис.10, равна L_1/R_0 . При этом $R_1=0$ и выходного сигнала нет: $\dot{K} = 0$.

Например, для «головки Корвет-008» $\tau_{max} = \tau_1(5,2+0,9)/0,9 \approx 509 \mu s$, что в 6 раз меньше, чем надо ($\tau_3 \approx 3180 \mu s$).

Отношение L_1/R_0 можно рассматривать как некую «добротность» датчика (звукоснимателя).

Совершенно не годятся для коррекции вроде той, что показана на рис.9, звукосниматели с «скомпенсированной» индуктивностью, например ЭДА-001.

3. «В первом приближении» вклад C_1 в общую частотную картину в звуковом диапазоне мал. «Он» уменьшается с уменьшением R_1 и максимален при $R_1 = \infty$ (холостой ход). Основное значение имеет «резонанс» $\omega_{рез} = \sqrt{\frac{R_1 + R_0}{R_1 L_1 C_1}}$. Чем частота резонанса выше (чем меньше C_1), тем лучше. При прочих равных условиях, $\omega_{рез}$ растёт при уменьшении R_1 , а зависимость (10) приближается к требуемой (9).

4. Демпфирование (торможение) подвижного элемента звукоснимателя растёт с уменьшением R_1 . И заметно на «низких» частотах. На «высоких» частотах демпфирование практически не меняется. А именно: «головка» как была на «верхах» раздемпфирована, так и остаётся таковой при любом $R_1 \geq 0$. Границу между «высокими» и «низкими» частотами определяет $\tau = L_1/(R_1+R_0)$ или «квазирезонанс» $\omega = (R_1+R_0)/L_1$, и чем он (квазирезонанс) ниже, тем больший диапазон частот охвачен «заданной минимальной степенью демпфирования». Таким образом, демпфирование «пластмассового резонанса» с помощью «обычных» электротехнических средств неэффективно. Попытки ещё и в «этом» направлении «охватить звукосниматель и усилитель обратной связью» (см. [2] и [6]) на наш взгляд грубо попирают саму Светлую Идею Хай-Энда. Уж лучше компакт-диски слушать. А «сгладить последствия пластмассового резонанса» можно и без помощи обратных связей: надо просто уменьшить R_1 .

5. При анализе «второго порядка» достаточно схемы на рис.10, но надо рассматривать не только «искажения» АЧХ, но и ФЧХ. Особый интерес представляют «релятивистские явления в малом» (см. Введение). Поэтому «широкополосность и равномерность АЧХ» на рекомендованных производителем звукоснимателя «ёмкости и сопротивлении нагрузки» - ещё не повод к радостным ликованиям. Будьте бдительны! Сомневайтесь! Верьте ушам, а не градусникам, вольтметрам и характернографам. С другой (неожиданной, но тоже – «второго порядка») стороны, в формуле (10) в знаменателе стоит что-то до боли знакомое (см. п.1.2.8.4)...

6. При анализе «третьего порядка» необходимо учитывать электромеханические и «неминимально-фазовые» составляющие элементов эквивалентной электрической цепи. Т.е. схема на рис.10 не годится.
7. Лучше может быть взять чисто резистивный и бесконтактный датчик? Или, как предложено в п.4 этого комментария, поменять «формат» записи (CD)?
8. «Из-за» R1 (в схеме по рис.10) ухудшается отношение сигнала к шуму на входе усилителя-корректора. Однако, исправные лампы шумят почти также. Общий вклад в шумы усилителей-корректоров «со стороны» входной цепи по рис.10 не заметен, если $R1/(R1+R_0) > 0,5$ (практическая рекомендация). Очевидно также, что при «увеличении τ » (см. п.2 этого комментария) уменьшается отношение сигнала к шуму. И «при τ_3 » шумы (предположительно) будут просто неприемлемыми.
9. Стандарты предписывают: $R1 = R_{вх} = 47k\Omega$. Поэтому производители звукозаписывающих устройств ориентируются на «широкую полосу частот» при $R_{вх} = 47k\Omega$, а усилители-корректоры имеют именно такое входное сопротивление, чтобы можно было пользоваться всякими-разными «скоростными головками». Если применяется «реализация коррекции по τ_1 на природной индуктивности датчика», то эксплуатировать рекомендуется только этот датчик с этой «природной» индуктивностью. Мы думаем, что «впаять» два (один – моно) заведомо известных резистора на входные разъемы усилителя-корректора не так трудно для Читателя. Для тебя, уважаемый Читатель, мы всё это пишем. Не ленись, бери в руки паяло и мерило, не пожалеешь.
10. Рассуждая примерно так, как описано выше в п.п.1÷9 анализа схемы рис.10, мы пришли к выводу, что « τ_1 на входе» скорее всего не повредит усилителю-корректору (Принцип Гиппократа), и мы реализовали (сделали его) усилитель-корректор с переключателем входного сопротивления и цепи коррекции, чтобы собственными ушами услышать разницу: « τ_1 на входе» - «традиционная коррекция» прежде, чем рекомендовать такой корректор тебе, Читатель. Разница поразительная. Не скажем какая. Но усилитель-корректор работает, в основном, в режиме « τ_1 на входе». «Традиционную коррекцию» мы используем для предварительного «осмотра» звукозаписывающих устройств. Подробности – в Части Вещественной и в п.1.2.9.

На этом выдержки из «Теории входных цепей в RIAA-корректорах» неожиданно прекращаются (прерываются).

1.2.7 Некаскадная реализация.

Ещё раз запишем для наглядности формулу идеальной ЧХВ (5):

$$\dot{V}(f) = \frac{1 + j\omega\tau_2}{(1 + j\omega\tau_1)(1 + j\omega\tau_3)}$$

Знаменатель $\dot{V}(f)$ можно рассматривать как некий «общий знаменатель» двух дробей, числители которых пока неизвестны, а сама $\dot{V}(f)$ будет являться суммой этих двух дробей:

$$C \dot{V}(f) = \frac{A}{(1 + j\omega\tau_1)} + \frac{B}{(1 + j\omega\tau_3)} \quad (11).$$

Числители **A** и **B** в формуле (11) в общем случае могут быть функциями от частотного

аргумента $j\omega$. Но, судя по ф-ле (5), числитель которой линейная функция от $j\omega$ и которую, в общем-то, и надо получить, предположим, что A и B не зависят от $j\omega$. Далее имеем, учитывая (5):

$$C \dot{V}(f) = \frac{A(1 + j\omega\tau_3) + B(1 + j\omega\tau_1)}{(1 + j\omega\tau_1)(1 + j\omega\tau_3)} = \frac{C(1 + j\omega\tau_2)}{(1 + j\omega\tau_1)(1 + j\omega\tau_3)} \quad (12).$$

Множитель C в (11) и (12) – константа от $j\omega$. Она появилась потому, что опять же в общем случае сумма справа в (11) может быть «арифметически кратна» ЧХВ по ф-ле (5).

В комплексной области (пространстве) две алгебраические дроби (см. ф-лу (12)) равны, если равны или одинаково кратны их числители и знаменатели. У нас знаменатели равны, т.е. кратность равна единице. Следовательно, должны быть равны друг другу наши числители:

$$A(1 + j\omega\tau_3) + B(1 + j\omega\tau_1) = C(1 + j\omega\tau_2).$$

Можно упростить наше уравнение, поделив обе части его на какое-нибудь отличное от нуля число. Удобнее, как оказалось, делить на B , тем самым уменьшая количество неизвестных и нормируя сумму справа в (11) к τ_3 . Поэтому примем, что $B=1$. Тогда

$$A + j\omega A\tau_3 + 1 + j\omega\tau_1 = C + j\omega C\tau_2 ;$$

$$(A + 1) + j\omega(A\tau_3 + \tau_1) = C + j\omega C\tau_2 .$$

Два комплексных числа равны друг другу, если равны их действительные и мнимые части. Поэтому получим систему из двух уравнений с двумя неизвестными A и C :

$$\begin{cases} A + 1 = C \\ A\tau_3 + \tau_1 = C\tau_2 \end{cases} .$$

Откуда $A=(\tau_2-\tau_1)/(\tau_3-\tau_2)$; $C=(\tau_3-\tau_1)/(\tau_3-\tau_2)$, а также напомним, что $B=1$.

Подставив найденные A , B и C в (11), получим

$$\frac{\tau_3 - \tau_1}{\tau_3 - \tau_2} \times \dot{V}(f) = \frac{\tau_2 - \tau_1}{\tau_3 - \tau_2} \times \frac{1}{(1 + j\omega\tau_1)} + \frac{1}{(1 + j\omega\tau_3)} \quad (13).$$

Вообще, формулы (11) и (13) в буквальном смысле есть «формы» математической модели фильтра на сумматоре (или микшере). Слагаемые дроби в правых частях – это фильтры НЧ первого порядка по типу, рассмотренному в п.1.2.5. Таким образом, для реализации RIAA-корректора по некаскадной идеологии требуется сумматор и два ФНЧ первого порядка с частотами среза $\omega_1=1/\tau_1$ и $\omega_3=1/\tau_3$. Третья частота $\omega_2=1/\tau_2$ спрятана в рецептуре смеси (коэффициент A).

Коэффициент C никакой «фильтрующей» и особой «усиливающей» роли не играет: для τ_1, τ_2, τ_3 RIAA-стандарта мало отличается от единицы ($C \approx 1,085$).

Блок-схема одного из возможных вариантов некаскадной реализации усилителя-корректора согласно модели (13), и который мы воплотили в Железо (см. Введение), выглядит так.

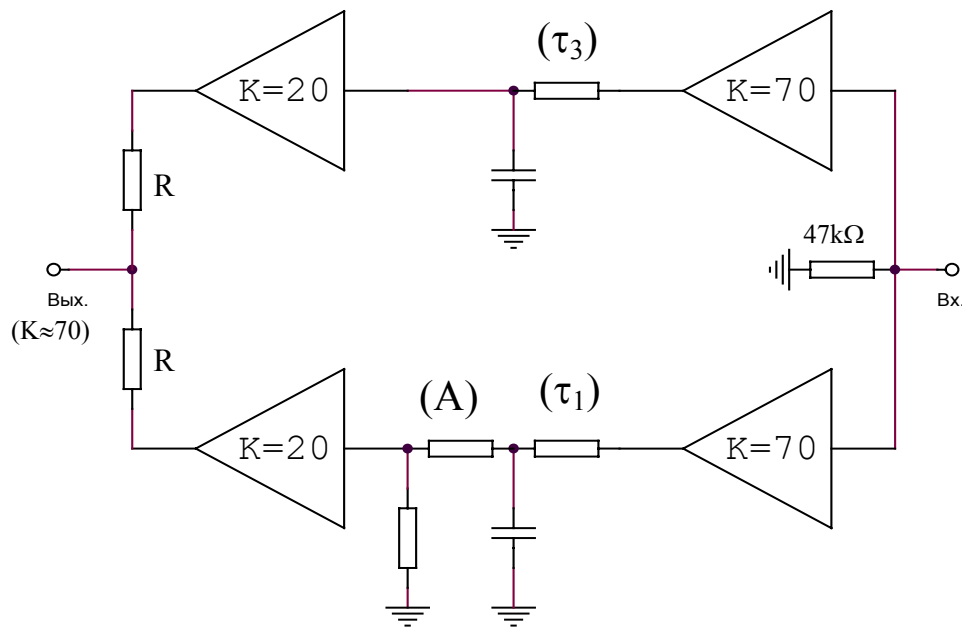


Рис.11

Достоинства схемы.

1. «Лёгкость» и точность настройки.
2. Пониженные по сравнению с каскадной реализацией шумы.
3. Высокая перегрузочная способность по входу и по выходу.
4. И так далее.

Недостатки.

1. Больше, чем в «обычном» случае, число усилительных элементов (усилителей).
 2. Повышенные требования к синхронности и стабильности суммирования.
- И поэтому.
3. Возможность возникновения «неминимально-фазовых и доплеровских» явлений.

Удивительно то, что мы отделались лёгким испугом (про испуг средней степени тяжести смотри в пункте 1.2.8) при синтезе (см. ф-лу (13)) фильтра, и он, фильтр, «получился» сразу. Очевидно, такая возможность коррекции была заложена в стандарт RIAA изначально. А прототипами для RIAA-стандарта служили более ранние стандарты! Например, немецкий DIN45533, рекомендованный под другим названием «Дойче Граммофону Гезельшафту» фирмами «Зименс» и «Телефункен» ещё до Войны, отличается от RIAA только $\tau_1=50\mu\text{s}$ (см.[1], [3]). И так далее.

И ещё. В п.1.2.1 была показана принципиальная возможность «точной» реализации корректора на LR-двухполюснике (см. рис.1). Обратите внимание, что отношение величин $R1/R2$ тождественно коэффициенту A по ф-ле (13), а «частоты среза» ветвей соответствуют τ_1 и τ_3 . Таким образом, двухполюсники на рис.1 могут рассматриваться, как частные случаи фильтра по «форме» математической модели (11) или (13). И так далее.

И ещё. Про №50 «Аудио Магазина» за 2003 год мы вспомнили не случайно (см. Введение). Схема на рис.11 ясно и чётко показывает, что «оцифровывать» граммофонные пластинки можно без предварительной процедуры фильтрации «по Котельникову». Хоть фильтры на схеме рис.11 и первого порядка, зато с очень низкими относительно частоты дискретизации

частотами среза. А шум выходного сумматора (или выходного каскада при «обычной» коррекции) и шум самой пластинки будут тем самым желанным дисером (*dither*), который прольётся живительным бальзамом (озоном) на изнывающую от дискретизации душу меломана. Вообще, при цифровой записи интересен на наш взгляд оптимальный «размен» между «точностями трёх степеней свободы»: разрядностью кодового слова, «аккуратностью процедуры Котельникова» и частотой «взятия» отсчётов («передискретизации», приводящие к виртуальному «увеличению (уменьшению)» частоты «взятия» отсчётов и широко применяемые ныне в чипах ДАС, никакого отношения к «свободе» не имеют). Думаем, что О.Хавин (см. Введение, где курсив в скобках) имел в глубоком виду тогда, в феврале 1998г., как раз такую «оптимизацию»: выше частота дискретизации – меньше порядок аналогового фильтра – глубже Стереобраз – меньше слышать 16-ти битовую ступеньку – больше слышать Джиттер-Джо – тогда, ниже частота дискретизации – выше порядок фильтра... Ну, и так далее. С ума сойти.

И ещё. Метод, применённый для разложения дроби со «сложным» знаменателем на сумму «простых» дробей, носит название «Метода неопределённых коэффициентов». Т.е. весь «поиск» сводится к решению системы уравнений с несколькими неизвестными (число их должно быть конечным). Также поступают с некоторыми оговорками при «сравнении» двух многочленов n -й степени (см. п.1.2.8, а также в [2] стр.126). Но надо следить «за пространством», в котором происходит применение Метода. Будьте внимательны при встрече с чёрными акустическими дырами и избегайте деления на ноль! Читайте спецлитературу!

И ещё. Модель (11) – дверь в мир многомерной (в данном случае – двумерной) фильтрации.

Ну, и так далее.

1.2.8 Реализации на «сосредоточенном» четырёхполюснике.

1.2.8.1 «Традиционная» схема.

Рассмотрим схему на рис.12 и вычислим её коэффициент передачи по напряжению от входа к выходу.

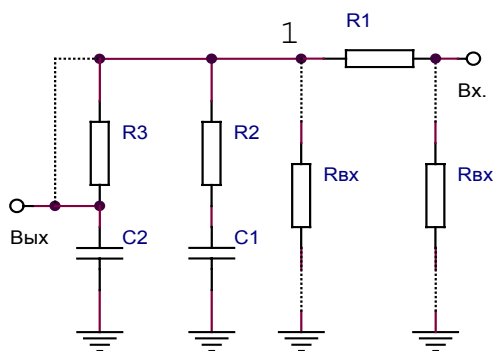


Рис.12

$$\dot{K} = \frac{1 + j\omega R2C1}{1 + j\omega(R1C1 + R1C2 + R2C1 + R3C2) + (j\omega)^2 C1C2(R1R2 + R1R3 + R2R3)} \quad (*)$$

Теперь перепишем формулу ЧХВ (5), «раскрыв скобки» в знаменателе:

$$\dot{V}(f) = \frac{1 + j\omega\tau_2}{1 + j\omega(\tau_1 + \tau_3) + (j\omega)^2\tau_1\tau_3}$$

Сравнивая эти две формулы, применим «Метод неопределённых коэффициентов», продемонстрированный в п.1.2.7. Т.е. составим систему уравнений:

$$\begin{cases} R2C1 = \tau_2 \\ R1C1 + R1C2 + R2C1 + R3C2 = \tau_3 + \tau_1 \\ C1C2(R1R2 + R1R3 + R2R3) = \tau_3\tau_1 \end{cases}$$

Корректность применения «Метода неопределённых коэффициентов» в данном случае гарантируется «вещественностью» реальных величин R, C и τ . Т.е. все эти величины всегда «выражаются через» неотрицательные действительные числа.

Т.к. неизвестных параметров в системе уравнений пять, а самих уравнений – три, то необходимо два параметра из пяти задать. (На самом деле «полностью независимых» уравнений – два, а неизвестных параметров – четыре, т.к. R2 и C1 «определены непосредственно» через друг друга). С практической стороны удобно по известным ёмкостям конденсаторов подбирать к ним сопротивления резисторов. Поэтому, предположим, что ёмкости C1 и C2 известны. Тогда система уравнений будет выглядеть так:

$$\begin{cases} R2 = \tau_2 / C1 \\ R1(C1 + C2) + R3C2 = \tau_3 - \tau_2 + \tau_1 \\ \tau_2 C2(R1 + R3) + C1C2R1R3 = \tau_3\tau_1 \end{cases} \quad (**).$$

Решая её, получим общий вид формул для вычисления величин резисторов R1, R2 и R3:

$$\begin{cases} R2 = \tau_2 / C1; \\ R3 = \frac{\tau_3 + \tau_1 \pm \sqrt{(\tau_3 - \tau_1)^2 + 4(\tau_3 - \tau_2)(\tau_2 - \tau_1) \frac{C2}{C1}}}{2C2}; \\ R1 = \frac{\tau_3 - 2\tau_2 + \tau_1 \mp \sqrt{(\tau_3 - \tau_1)^2 + 4(\tau_3 - \tau_2)(\tau_2 - \tau_1) \frac{C2}{C1}}}{2(C1 + C2)} \end{cases}$$

Чередование «плюсов» и «минусов» здесь показывает, что, если для вычисления R3 в формуле используется знак «плюс», то для вычисления R1 надо использовать знак «минус». И т.д.

Анализ решения системы (**).

Анализ проводится в очевидном предположении, что τ_1, τ_2 и τ_3 – характеристики RIAA-стандарта (см. Заглавие).

«Критерий реализуемости» схемы по рис.12 в данном случае есть «материальность» величин R1, R2 и R3. Т.е. величины резисторов должны быть «вещественными» и «неотрицательными»: $R1 \geq 0$; $R2 \geq 0$; $R3 \geq 0$.

«Материальность» R2 сомнению не подлежит: для любой реальной ёмкости $C1 > 0$ можно найти резистор $R2 = \tau_2 / C1$.

«Вещественность» R1 и R3 также сомнению не подлежит: «подкоренные выражения» в формулах (***) всегда положительны, для любых реальных $C1 > 0$ и $C2 > 0$.

Теперь – «неотрицательность». Начнём с R1.

Т.к. $(\tau_3 - 2\tau_2 + \tau_1)$ всегда положительно, то сравним с «его квадратом» подкоренное выражение и узнаем, «когда» оно больше $(\tau_3 - 2\tau_2 + \tau_1)^2$:

$$(\tau_3 - \tau_1)^2 + 4(\tau_3 - \tau_2)(\tau_2 - \tau_1) \frac{C2}{C1} \geq (\tau_3 - 2\tau_2 + \tau_1)^2;$$

$$4(\tau_3 - \tau_2)(\tau_2 - \tau_1) \frac{C2}{C1} \geq 4(\tau_3 - \tau_2)(\tau_1 - \tau_2);$$

$$\frac{C2}{C1} \geq -1 \rightarrow \frac{C2}{C1} > -1.$$

Т.е. «корень» всегда больше $(\tau_3 - 2\tau_2 + \tau_1)$ при любом сочетании $C2 > 0$ и $C1 > 0$. Поэтому знак «минус» в формуле для R1 недопустим. Только тогда сама величина R1 будет «всегда» положительной (и не равной нулю тоже). И тогда «автоматически» недопустим знак «плюс» в формуле для R3. Отсюда: для «неотрицательности» R3 необходимо, чтобы «корень» в формуле для R3 был меньше или равен $(\tau_3 + \tau_1)$. Или, что то же самое,

$$(\tau_3 - \tau_1)^2 + 4(\tau_3 - \tau_2)(\tau_2 - \tau_1) \frac{C2}{C1} \leq (\tau_3 + \tau_1)^2;$$

$$4(\tau_3 - \tau_2)(\tau_2 - \tau_1) \frac{C2}{C1} \leq 4\tau_1\tau_3;$$

$$\frac{C2}{C1} \leq \frac{\tau_1\tau_3}{(\tau_3 - \tau_2)(\tau_2 - \tau_1)}.$$

Теперь, учитывая «критерий реализуемости» (последнее неравенство), формулы для вычисления величин резисторов R1, R2 и R3 по схеме на рис.12 будут выглядеть так:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{C2}{C1} \leq \frac{\tau_1\tau_3}{(\tau_3 - \tau_2)(\tau_2 - \tau_1)}; C1 = C1 > 0; C2 = C2 > 0; \\ R2 = \tau_2 / C1; \\ R3 = \frac{\tau_3 + \tau_1 - \sqrt{(\tau_3 - \tau_1)^2 + 4(\tau_3 - \tau_2)(\tau_2 - \tau_1) \frac{C2}{C1}}}{2C2}; \\ R1 = \frac{\tau_3 - 2\tau_2 + \tau_1 + \sqrt{(\tau_3 - \tau_1)^2 + 4(\tau_3 - \tau_2)(\tau_2 - \tau_1) \frac{C2}{C1}}}{2(C1 + C2)}. \end{array} \right. \quad (14a)$$

В частном случае (т.к. $R2=0$; $R2=\infty$; $R1=0$; $R1=\infty$ «никогда»), когда $R3=0$, что показано на схеме рис.12 пунктирной переключкой, четыре оставшихся параметра жёстко связаны друг с другом:

$$\frac{C2}{C1} = \frac{\tau_1 \tau_3}{(\tau_3 - \tau_2)(\tau_2 - \tau_1)}; R2C1 = \tau_2; R1C1 = \frac{(\tau_3 - \tau_2)(\tau_2 - \tau_1)}{\tau_2}; R1C2 = \frac{\tau_1 \tau_3}{\tau_2};$$

$$R2C2 = \frac{\tau_2(\tau_3 - \tau_2)(\tau_2 - \tau_1)}{\tau_1 \tau_3}.$$

А «облегчённые» формулы для $\tau_3/\tau_2=10$; $\tau_2=1/1000\pi$; $\tau_1=75\mu\text{s}$ и известном $C1$ выглядят так:

$$\left\{ \begin{array}{l} C1 = C1; \\ R3 = 0; \\ R2 = \tau_2 / C1 = 1/1000\pi C1 \approx 318 \times 10^{-6} / C1; \\ R1 = \frac{(\tau_3 - \tau_2)(\tau_2 - \tau_1)}{\tau_2} \times \frac{1}{C1} = (9 - 0,675\pi) / 1000\pi C1 \approx 2190 \times 10^{-6} / C1; \\ R1/R2 = \frac{(\tau_3 - \tau_2)(\tau_2 - \tau_1)}{\tau_2^2} = 9 - 0,675\pi \approx 6,88; \\ C2 = \frac{\tau_1 \tau_3}{(\tau_3 - \tau_2)(\tau_2 - \tau_1)} C1 = \frac{1}{\frac{12}{\pi} - 0,9} \cdot C1 \approx 0,342 \cdot C1. \end{array} \right. \quad (146)$$

Тут мы просто обязаны указать на ошибку, допущенную к печати Маляковым в [2]. Он предлагает вычислять $C2 = \tau_1(R1+R2)/(R2R1)$, т.е. считает, что к точке 1 подключён «эквивалентный» резистор $R2//R1$ (обозначения элементов наши, см. рис.12). А это приводит к неверным формулам (см. [2] стр.71 ф-лы (1.209), (1.210), (1.211) и так далее – по тексту).

А другие авторы? Совершенно ни в какие ворота не лезут величины элементов корректирующей цепи, приведённые в [6] на рис.2.62. Даже, если «входная ёмкость» транзистора V5 будет «в районе» 3nF (!). Поэтому осторожно предположим, что в [6] допущена опечатка. Ёмкость конденсатора «должна быть» $\approx 23\text{nF}$ (отличается от ГОСТа?).

«Жёсткость» выбора номиналов деталей, и особенно – конденсаторов, для схемы частотнозадающего четырёхполосника по рис.12 при $R3=0$ есть большой её недостаток потому, что выбор номинала резистора R1 и последующая его подстройка зависят от выходного сопротивления предыдущего каскада и входного сопротивления последующего каскада усиления. А это заставляет «каждый раз» подбирать ёмкость C2, которая в свою очередь зависит от входной ёмкости последующего каскада. Чтобы этот «недостаток» устранить, обычно (например, нами) вводится элемент «резистивной развязки» R3, подстраивая который можно «не менять» ёмкость C2.

Следует помнить, что в «ламповом варианте» RIAA-корректора с частотнозадающей цепью по схеме рис.12 сопротивление утечки $R_{\text{вх}}$ надо ставить или «до» резистора R1 или «сразу после» него так, как показано на рис.12 пунктиром (иначе $R_{\text{вх}}$ будет «влиять на частотку»). И тогда учёт «конечных и ненулевых» входных и выходных сопротивлений каскадов можно производить точно также, как было предложено в п.1.2.3.

Схему «сосредоточенного» четырёхполосника для «точной» коррекции по RIAA-стандарту, изображённую на рис.12, можно рассматривать как результат генезиса Ниспадающей Частотной Ступени (см. рис.3), шедшего в нужную сторону.

1.2.8.2 Генезис Восходящей Частотной Ступени.

(продолжение следует...)↓