

Питер Баксандалл

## Конструирование звуковых усилителей мощности -2

Wireless World, март 1978

### Концепции отрицательной обратной связи

Лучший результат математики – способность обходиться без нее  
(Оливер Хевисайд)

В январском выпуске обсуждалось понятие ограничения по скорости нарастания и его возможные последствия с особенным вниманием к одному случаю, в котором первый каскад усилителя не способен выдать ток, необходимый во втором каскаде для конденсатора, который для стабилизации обратной связи ставится между коллектором и базой (транзистора). При соответствующей модификации схемы подобные эффекты стать незначительными. Прежде чем обсудить конкретные схемы в последующих статьях, в настоящей статье обсудим некоторые базовые идеи об отрицательной обратной связи и передаточных функциях.

### Обратная связь: определения терминов

На рис. 1 показан общий случай усилителя с общей обратной связью.

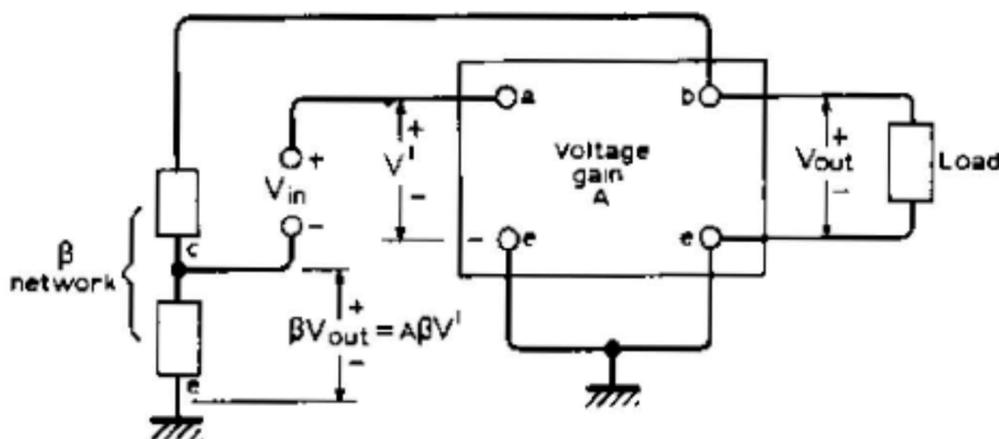


Рис. 1 Базовая схема усилителя с обратной связью

Знаки + и – возле символов, обозначающих напряжения, указывают полярность для случаев, когда мгновенные значения указываются как положительные.  $V_{out}/V_{in}$  есть усиление с ООС, то есть с замкнутой петлей.  $A$  – прямое усиление, то есть усиление с разомкнутой петлей. Из диаграммы очевидно, что

$$(\beta V_{out} + V_{in})A = V_{out}$$

(За исключением средних частот нужно использовать знак +, имея в виду добавление, учитывающее фазу).

Отсюда  $V_{out}(1 - A\beta) = AV_{in}$

$$V_{out}/V_{in} = \frac{A}{1 - A\beta} \quad (1)$$

или

Эту формулу можно рассматривать как универсальную для обратной связи и она одинаково применима к усилителям как с положительной (Q-умножители и некоторые активные фильтры), так и с отрицательной обратной связью. Для средних частот предполагается, что нежелательные фазовые сдвиги отсутствуют,  $A$  должно рассматриваться просто как отрицательное число.

Иногда знаменатель в (1) записывают как  $1 + A\beta$ , тогда в формулы нужно вставлять только абсолютные величины  $A$  и  $\beta$  без учета знака. Эта формула записана для отрицательной обратной связи, а соответствующая формула для положительной обратной связи имеет знаменатель  $1 - A\beta$ . Это, конечно, усложнение, которое может привести к путанице в тех приложениях, где сразу не очевидно, положительной или отрицательной является обратная связь.

Петлевое усиление – это усиление именно в петле обратной связи, и равно  $A\beta$  на рис. 1. Это достаточно просто для идеального случая на рис. 1, но во многих практических схемах следует быть осторожным при вычислении или измерении петлевого усиления. Например, как вычислить петлевое усиление для рис. 2?

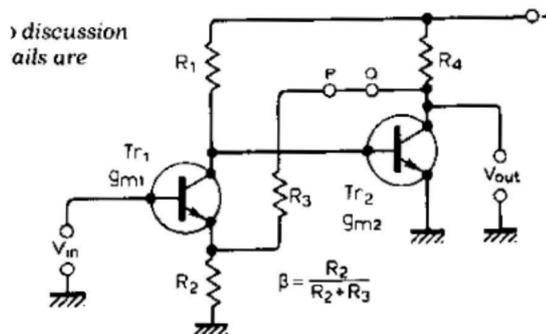


Рис. 2 Схема, поясняющая обсуждение петлевого усиления. Детали смещения опущены для ясности.

Если петлю разорвать, удалив соединение точек P и Q, и приложить тестовое напряжение  $V_t$  между P и землей, это приведет к появлению напряжения  $V_t\beta$  в точке соединения  $R_2$  и  $R_3$  при удалении  $Tr_2$ . Это напряжение прикладывается к эмиттеру  $Tr_1$  последовательно с сопротивлением  $R_2R_3/(R_2+R_3)$ , которое оказывается последовательным с  $1/g_{m1}$ , уменьшая эффективную проводимость каскада. По-другому, мы можем посчитать величину для  $R_2$  параллельно  $1/g_{m1}$  и использовать ее вместо  $R_2$  для расчета реального напряжения обратной связи, появляющегося на эмиттере при подаче тестового напряжения  $V_t$ . Чтобы рассчитать соответствующее выходное напряжение от  $Tr_1$ , зная ток коллектора, необходимо добавить нагрузочный резистор между Q и землей такой же величины, как та, что обеспечивается цепью обратной связи.

Рис. 3 показывает значение терминов последовательная, параллельная, токовая обратная связь и обратная связь по напряжению. Будет видно, что, говоря о последовательной и параллельной связи, имеют в виду способ, каким обратная связь вводится во входную цепь, а говоря об обратной связи по току и по напряжению, имеют в виду, каким образом обратная связь

берется с выхода. Обратная связь по напряжению создает условие, что нагрузка как будто запитывается от генератора с внутренним сопротивлением, или выходным сопротивлением, как часто говорят, стремящимся к нулю по мере роста глубины обратной связи. Обратная связь по току приводит к тому, что выходное сопротивление стремится к бесконечности с ростом (глубины) обратной связи.

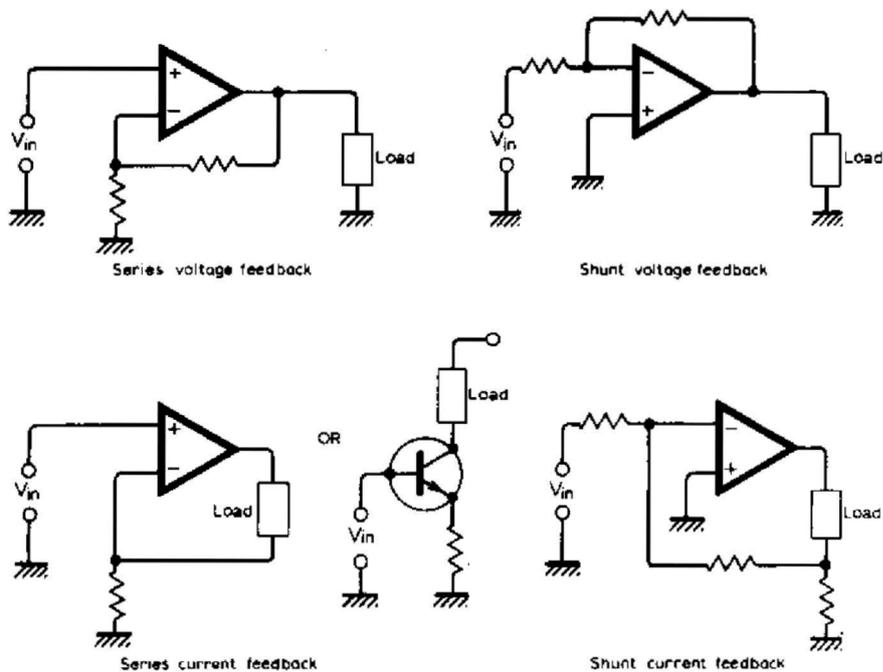
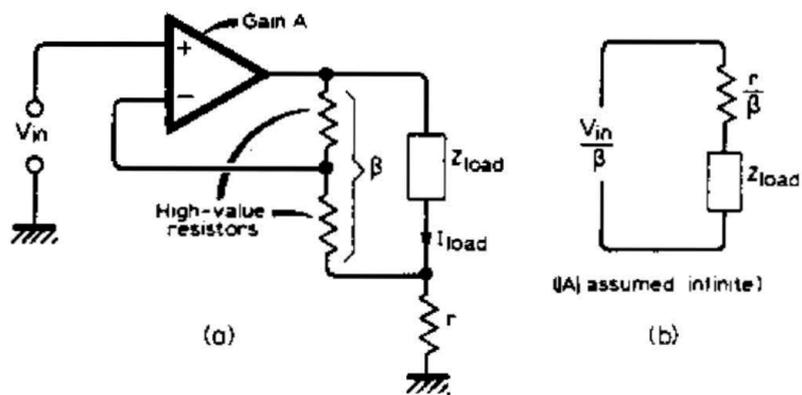


Рис. 3. Четыре типа отрицательной обратной связи.



Высокоомные резисторы       $|A|$  предполагается бесконечным

Рис. 4. (a) Схема обратной связи с комбинированием связи по напряжению и по току.  
(b) Эквивалентная схема, видимая нагрузкой.

Рис. 4 показывает, как комбинирование ООС по напряжению и по току можно использовать для создания усилителя в заданной величине резистивного выходного импеданса, что может потребоваться, например, в телефонной линии. Этот метод не такой расточительный в смысле доступной выходной мощности как альтернативный с использованием усилителя в простой связью по току или напряжению в сочетании с резистором, величина (сопротивления) которого равна требуемому выходному импедансу.

Рассматривая рис. 4(а) и предполагая идеальный случай усилителя с бесконечным усилением, очевидно, что

$$\beta V_{load} + r I_{load} = V_{in}$$

или

$$\beta(Z_{load} I_{load}) + r I_{load} = V_{in}$$

что дает

$$I_{load} = \frac{V_{in}}{r + \beta Z_{load}}$$

или

$$I_{load} = \frac{V_{in}/\beta}{r/\beta + Z_{load}} \quad (2)$$

Это показывает, что эквивалентная схема должна быть такой, как на рис. 4 (б). Регулируя падение напряжения на  $r$  так, чтобы вместо отрицательной получилась положительная обратная связь, можно получить отрицательное сопротивление для выходного импеданса.

Часто говорят, что усилитель имеет  $x$  децибел отрицательной обратной связи на некоторой частоте, но такое утверждение имеет более, чем одну интерпретацию. Иногда под этим понимают, что  $20 \times \log_{10} | \text{петлевое усиление} | = x$ , но нормальное и предпочтительное значение - считать, что глубина отрицательной обратной связи такова, что она уменьшает усиление усилителя на  $x$  дБ, с учетом предосторожностей для поддержания одинаковых условий нагрузки до и после замыкания петли ООС. Присмотревшись к уравнению (1), можно увидеть, что эти два определения глубины ООС не точно совпадают и довольно сильно различаются, если глубина ООС невелика. С предпочтительным определением обратная связь является отрицательной, если она снижает усиление, и положительной, если она повышает усиление. Часто на практике усилитель с ООС имеет пик на АЧХ на высоких частотах вблизи частоты единичного петлевого усиления. В области этого пика усиление может оказаться выше с обратной связью, чем без нее, так что предполагаемая отрицательная связь в данном случае становится положительной.

Иногда говорят, что обратная связь отрицательна, если действительная компонента напряжения обратной связи  $\beta V_{out}$  находится в противофазе с  $V'_{in}$  (Fig.1), при этом  $V'_{in}$  полагается чисто действительным, и что обратная связь положительна, если действительная компонента величины  $\beta V_{out}$  находится в фазе с  $V'$ . Это, однако, распространенное заблуждение, и оно не согласуется с различием между положительной и отрицательной обратной связью, данным выше, как будет очевидно из обсуждения фазовых соотношений позднее в этих статьях.

## Анализ стабильности

Тема стабильности систем с обратной связью достаточно широка, написано много умных и сильно математических рассуждений. Наиболее знаменитые, по-видимому, работы Х.Найквиста [1] и Х.В. Бодэ [2], оба из Лабораторий Bell Telephone. Эти работы, хотя и давно написанные, рассматривают основы этой проблемы глубоко и тщательно и до сих пор рассматриваются как значимые. Многие электронные инженеры, включая и меня, особенно те, у кого не было формального обучения в теории обратной связи, ощущают перегрузку от имеющейся литературы, а понятия типа комплексная частота, полюса и нули, контурные интегралы, оператор Хевисайда, преобразование Лапласа, потоковые графики для сигнала (signal-flow) кажутся для некоторых непреодолимыми барьерами. Однако, я уверен, что важно приобрести достаточное теоретическое понимание чтобы

понять и оценить причины различных эффектов и какие существуют возможности улучшения схем для оптимальной работы. Объем теоретических знаний для этого реально на удивление невелик, хоть некоторые математические энтузиасты и не признают этого.

Есть несколько причин, почему хорошему конструктору усилителей нет необходимости знать так много математической теории обратной связи, как это иногда предполагается. Во-первых, много фундаментальных исследований было вначале сделано, чтобы найти критерии стабильности и сформулировать их в виде, удобном для инженеров. Это уже сделано и установлено, поэтому инженер может использовать результаты без необходимости доказывать их. Во-вторых, если есть соответствующее качественное понимание проблемы, точные оптимальные значения некоторых компонентов часто лучше определить экспериментально. Это во многом справедливо потому, что на высоких частотах - до нескольких МГц – приходится использовать приближения к поведению реальных транзисторов в чисто теоретических, включая и компьютерные, подходах в конструировании.

В некоторых кругах полагают, что разработчик схем должен сам проводить время в офисе за бумагой или компьютером, оставляя практическую работу другим, но я не считаю, что такая философия является наиболее эффективной. Экспериментальная работа очень стимулирует, наблюдаются неожиданные эффекты, и в моменты просветления можно увидеть, как изменить схему, чтобы ее улучшить. Это может быть опробовано немедленно и может привести к длительным раздумьям и новым идеям. В некоторый момент можно обратиться к теоретическому анализу и затем экспериментировать дальше. Мой опыт показывает, что постоянное чередование экспериментальной и теоретической деятельности приводит к развитию новых и улучшенных конструкций. Конечно, почти неизбежно в результате такой деятельности часто получается, что то, с чего начинали в виде аккуратной экспериментальной платы превращается во что-то, похожее на птичье гнездо на более поздних стадиях. Однако, я думаю, что большинство усилителей оригинальной конструкции прошли через это, прежде чем приняли вид элегантной печатной платы.

Есть очень реальная опасность, что если инженер слишком сильно погружается в математические методы, он может не уделить достаточно внимания более приземленным, но очень важным аспектам конструирования. Несколько лет назад я говорил [3]: «Хотя очень эффективно уметь анализировать схемы, возможно даже более эффективно уметь увидеть, что детальный анализ необязателен или изобрести лучшую схему с более предсказуемым поведением.»

Целью дальнейшего изложения является представление минимальных теоретических основ, которые необходимы для каждого, кто разрабатывает аспекты обеспечения устойчивости усилителей с обратной связью с пониманием и с соответствующей оптимизацией. Будет использоваться немного больше, чем обозначение  $j$ . [4] Однако некоторые читатели с несомненной склонностью к более широким основам теории при конструировании усилителей используют понятия комплексной частоты, полюсов и нулей и т.д. На элементарном уровне можно посоветовать отличную серию «Катодный луч» (M.G.Scroggie) в этом журнале в 1962 г. [5,6,7,8]. Более глубокое и полное рассмотрение теории и практики обратной связи можно найти в очень хорошей книге «Конструирование усилительных устройств и низкочастотных фильтров» Черри и Хупера [8]. Хотя они без колебаний используют определители и т.п. там, где это нужно, очевиден подлинно инженерный взгляд, книга содержит много отличных практических советов по аспектам конструирования.

В усилителях со связью по переменному току проблемы стабильности возникают и для низких, и для высоких частот. Здесь будут рассматриваться только высокочастотные проблемы, то есть все схемы будут рассматриваться как усилители постоянного тока, но принципы, рассматриваемые здесь, при необходимости легко приспособить в общепринятом смысле к ситуации на низких частотах.

Вначале будут рассмотрены некоторые простые понятия о передаточных функциях, потому что их понимание помогает понять как в целом складывается история про обратную связь. Передаточная функция для усилителя с обратной связью или другой цепи – это просто функция от  $V_{in}$ . Обычно предполагается, что усилитель не имеет нелинейных искажений, но за исключением этого предположения, передаточная функция содержит всю необходимую информацию о частотном отклике, фазовом отклике, переходном отклике и границах устойчивости усилителя. Неудобство же состоит в том, что за исключением совсем простых случаев вычисление и упрощение передаточной функции для усилителя с обратной связью до невозможного утомительно, даже для людей с естественной склонностью к таким вещам, чем я, конечно же, не обладаю. Диаграмма Найквиста и графики Боде для амплитуды и фазы, которые будут рассмотрены далее, представляют более удобный и реально реализуемый подход для большинства задач по проектированию усилителей.

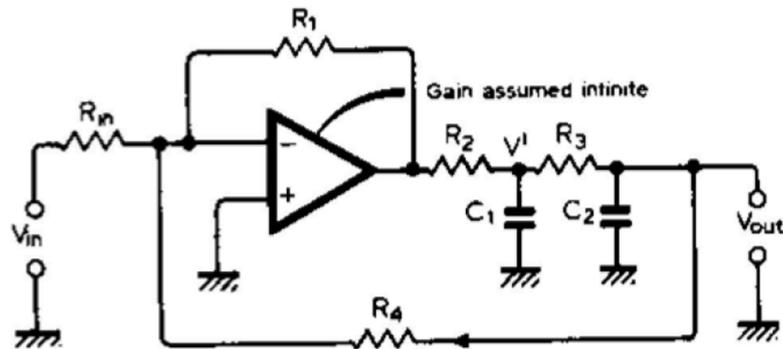


Рис. 5. Схема, используемая для обсуждения передаточной функции.

Однако всегда теоретически возможно просто использовать  $j$ -обозначение для вычисления токов и напряжений везде в схеме усилителя с помощью  $V_{in}$  и  $V_{out}$  и таким образом образовать уравнение для передаточной функции. Чисто для иллюстрации используемых идей рассмотрим простую и в чем-то идеализированную схему на рис. 5. Использование  $j$ -обозначения дает ток через  $C_2$  как  $j\omega V_{out}C_2$ . Ток через  $R_4$  в указанном направлении равен  $V_{out}/R_4$ . Ток через  $R_3$  равен сумме этих токов, что позволяет рассчитать  $V'$ . Продолжение этих рассуждений даёт результат:

$$V_{in} = -V_{out}R_{in}/R_1[1 + j\omega C_2R_3 + R_3/R_4 + j\omega C_1R_2(1 + j\omega C_2R_3 + R_3/R_4) + j\omega C_2R_2 + R_2/R_4 + R_1/R_4] \quad (3)$$

В таком виде пока мало пользы, так как не просматривается физический смысл. Очень важно при выводе передаточной функции продолжать до тех пор, пока она не примет аккуратную и читаемую форму. Группируя члены, уравнение (3) можно переписать:

$$V_{out}/V_{in} = K \times \frac{1}{1 + j\omega T_1 - \omega^2 T_2^2} \quad (4)$$

Здесь  $K$  задается как

$$K = \frac{R_1R_4}{R_{in}(R_1 + R_2 + R_3 + R_4)} \quad (5)$$

а  $T_1, T_2$  – постоянные времени, каждая представляет громоздкое выражение с несколькими членами. Можно, однако, с большой пользой продвинуться дальше, чем (4), и получить выражение

$$V_{out}/V_{in} = K \times \frac{1}{1 + (1/Q)j\omega T - \omega^2 T^2} \quad (6)$$

$$Q = T_2/T_1 \quad (7)$$

Здесь  $T=T_2$  из ур-ия (4), а  $Q=T/T_1$ , то есть

Теперь физическая важность соотношения (6) сразу становится ясной, если понимать как его «читать».  $Q$  - это  $Q$  для настроенной схемы, как на рис 6(a) с резонансной частотой  $\omega_0 = 1/T$ .

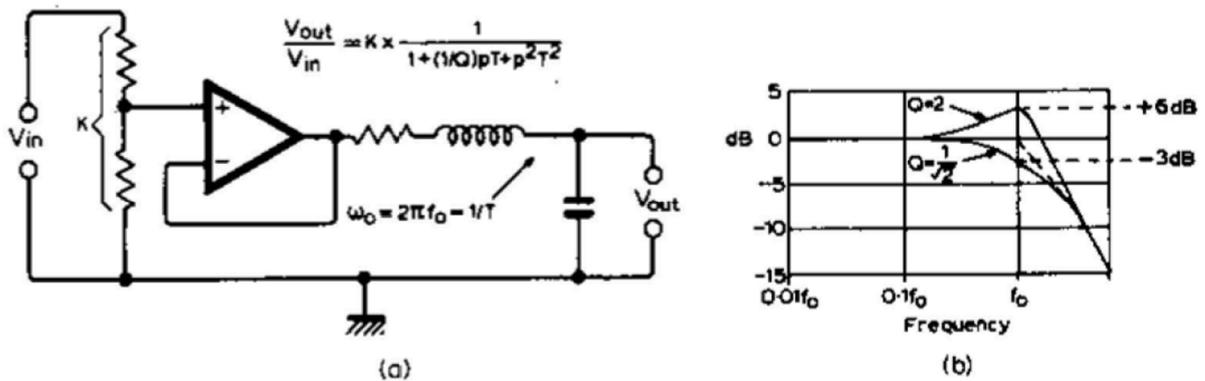


Рис. 6. (a) Схема, дающая такой же отклик, как на рис. 5. (b) и (c) показывают частотный отклик соответственно для двух значений  $Q$ .  $Q=1/(\sqrt{2})$  дает отклик Баттерворта второго порядка.

*Прим. переводчика. Рисунок (c) в статье нет. Здесь подразумеваются две кривые на графике рис. (b).*

Иногда передаточные функции типа выражения (6) записывают в виде

$$V_{out}/V_{in} = K \times \frac{1}{1 + (1/Q)pT + p^2T^2} \quad (8)$$

Сравнивая (6) и (8), можно видеть, что  $p=j\omega$ . Применительно к гармоническому (синусоидальному) сигналу действительно можно просто считать, что величина  $p$  есть удобное обозначение для  $j\omega$ , однако ее смысл намного глубже, так как это – оператор Хевисайда и означает  $d/dt$ . Поэтому выражение (8) применимо не только к гармоническому сигналу, но и для любой другой формы сигнала на входе. Применение математического аппарата позволяет по данной передаточной функции получить выходное напряжение для скачка напряжения или для другого входного импульсного (transient) сигнала. Однако, если вспомнить, насколько легко это можно увидеть на осциллографе, необходимость в таком расчете, если и возникает при конструировании усилителя, то очень редко, во всяком случае в моей практике. Иногда, если рассматривается переходной отклик в экспериментальной схеме усилителя, полезно сделать небольшую схему для симуляции, в которой все постоянные времени будут сильно, скажем в тысячу раз, увеличены в сравнении с реальной схемой. Тогда можно получить идеализированный отклик, а соотношение между модельной и реальной схемой может пролить свет на паразитную емкость или другие незамеченные эффекты в реальной схеме. Доступность ОУ типа 741 позволяет легко и быстро делать такие тесты.

Вычисления с использованием оператора Хевисайда сегодня не популярны, однако очень важный случай в пользу этого метода опубликован двумя авторами из Исследовательского центра BBC [10].

Утверждается, что такой подход дает лучшее физическое понимание природы исследуемой проблемы, чем другие математические методики.

Для разработчиков усилителей важно запомнить следующее про передаточные функции:

- а) любая линейная сеть или усилитель имеют передаточную функцию;
- б) как бы ни была сложна сеть или усилитель, знаменатель передаточной функции (если Вы достаточно сообразительны) может быть записан в виде нескольких множителей, которые принимают вид либо как в ур-ии (8), либо проще  $(1+pT)$ .
- в) Если один из квадратичных множителей в знаменателе имеет отрицательное  $Q$ ? То есть отрицательное затухание, система будет нестабильна.
- г) числитель может иметь различные формы, в зависимости от того, имеет ли система отклик типа НЧ-фильтра, полосового фильтра или ВЧ-фильтра или содержит выбросы (провалы) в частотном отклике.
- д) отклик с любой характеристикой может быть получен с комбинацией подходящим образом сконструированных усилителей с обратной связью, что является основой всей области по разработке активных фильтров [11].

Хотя очень редко требуется рассчитать полную передаточную функцию всего усилителя, за исключением очень простых случаев, которые обычно относятся к конструированию активных фильтров, важно уметь рассчитывать передаточные функции частей схемы усилителя с обратной связью, так как это действительно основа практического конструирования усилителей. Таблица дает несколько простых схем, известных читателям, и их передаточные функции, а также частотный, фазовый отклик и отклик на ступеньку на входе. Важность всепропускающего случая  $G$  станет ясной в дальнейшем. Хотя передаточную функцию можно получить с использованием  $j$ -обозначения, а в конце  $j\omega$  заменить на  $p$ , в действительности удобнее работать с  $p$  с самого начала. Поэтому импеданс конденсатора записывается как  $1/pC$ , а импеданс индуктивности как  $pL$ . Представим, что у нас есть  $R$  и  $C$ , параллельно соединенные. Полный импеданс задается

$$Z = \frac{R \times (1/pC)}{R + (1/pC)}$$

Умножение сверху и снизу на  $pC$  дает

$$Z = \frac{R}{1 + pCR} \quad (9)$$

Это отношение  $V_{out}/I_{in}$  для цепи и, как следовало ожидать, оно имеет ту же форму, что и цепь А в таблице.

Простая иллюстрация полезности представления передаточных функций с использованием  $p$ , а не  $j\omega$  возникает при рассмотрении задачи определения формы сигнала на выходе цепи В в таблице, если на входе сигнал имеет вид линейно спадающего напряжения. При вычислении передаточной функции произведение линейно спадающего напряжения на  $pT$ , то есть продифференцированное (входное напряжение) даст ступенчатую форму. Ступенька, умноженная на  $1/(1+pT)$ , даст экспоненциальную форму для выходного напряжения, как показано вверху правой части таблицы.

	Circuit	Transfer function	Frequency response	Phase response	Step response
A		$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1+pT}$ $T=CR$			
B		$\frac{V_o}{V_i} = \frac{pT}{1+pT}$ $T=CR$			
C		$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1+pT_1}{1+pT_2}$ $T_1=CR_2$ $T_2=C(R_1+R_2)$			
D		$\frac{V_o}{V_i} = K \frac{1+pT_1}{1+pT_2}$ $T_1=CR_1$ $T_2=C \times \frac{R_1 R_2}{R_1+R_2}$ $K = \frac{R_2}{R_1+R_2}$			
E		$\frac{V_o}{I_i} = \frac{1}{pC}$			
F		$\frac{I_o}{V_i} = pC$			
G		$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1-pT}{1+pT}$ $T=CR$			

Очень ясная и понятная статья на эту тему была написана сразу после войны профессором Ф.С.Вильямсом [12]. Хотя все практические схемы ламповые, подробное обсуждение философии конструирования очень полезно для сегодняшних задач. Целью было развить надежные высокоточные схемы, пригодные для бесперебойного производства с использованием минимума математики. Выражена благодарность А.Д.Блюмлейну, который на ранних этапах воодушевил на написание этой работы. Некоторые из этих идей для импульсных цепей более интересны для аудиоинженеров, чем в прошлом, даже в нецифровой области, потому что возрос интерес сейчас к методикам измерения переходных характеристик и импульсов.

При планировании деталей обеспечения устойчивости для обратной связи для большинства аудиоусилителей нормальная практика – думать, исходя из того, как резко петлевое усиление ослабляется с ростом частоты, не забывая о том, что с этим тесно связано переходное поведение. Соответствующие методики будут рассмотрены в следующей статье.

Исправления автора к статье в январском (1978) номере журнала.

На рис.1 последовательно с эмиттером Tr1 следует вставить резистор. Стрелка в коллекторе Tr1 должна быть обозначена  $I_{dc}$ . В ур-ии (6) знаменатель должен быть  $2\pi V_{in}$ . Уравнение после уравнения (6) абсолютно неверное, должно быть так:

$$\frac{\text{slew-rate limit}}{\Delta} = 2\pi f_{crit} \quad (7)$$

На рис. 3 верхний сигнал был ненамеренно обрезан и должен иметь вид полной синусоиды. Автор приносит извинение за плохое качество этого рисунка.

#### Литература

1. Nyquist, H., Regeneration Theory, *Bell System Tech. J.*, Jan. 1932, p.126.
2. Bode, H. W., *Network Analysis and Feedback Amplifier Design*. (van Nostrand 1945).
3. Baxandall, P. J., *Papers for the Practising Designer*, Letter to Editor, *J.I.E.E.*, Dec. 1968.
4. Cathode Ray, "j", *Wireless World*, Feb. 1948.
5. Cathode Ray. Transfer Functions, *Wireless World*, April 1962, pp.177-181.
6. Cathode Ray, Poles and Zeros, *Wireless World*, May 1962, pp.225-229 and June 1962, pp.289-294.
7. Cathode Ray. Differential Equations, *Wireless World*, July 1962, pp.333-337.
8. Cathode Ray. Excitations and Responses, *Wireless World*, Aug. 1962, pp.379-383, Sept. 1962, pp.447-450 and Oct. 1962, pp.507-511.
9. Cherry, E. M. and Hooper, D. E., *Amplifying Devices and Low-Pass Amplifier Design*. (John Wiley 1968).
10. Head, J. W. and Mayo, C. G., *Unified Circuit Theory in Electronics and Engineering Analysis*. (Iliffe 1965).
11. Girling, F. E. J. and Good, E. F., Active Filters, *Wireless World*, Aug. 1969 to Dec. 1970 inc. 16 parts; see particularly Sept. 1969, pp.403-408. (Note: In these articles  $q$  is used in place of  $Q$  in equations such as my eqn. (8),  $Q$  being reserved for bandpass filters, where it has a somewhat different significance.)
12. Williams, F. C., Introduction to Circuit Techniques for Radiolocation, *J.I.E.E.*, Vol. 93, Part IIIA, No. 1, pp.289-308 (1946).