

Питер Баксандалл

## Конструирование звуковых усилителей мощности

Wireless World, январь 1978

«Нет ничего настолько практичного, как действительно хорошая теория»  
(Людвиг Больцман).

Перевод С.В.Гапоненко (audio-hobby@tut.by)

Хотя в литературе имеется множество статей, посвященных конкретным конструкциям усилителей, либо отстаивающих конкретные решения проблем их проектирования, очевидно, что по некоторым разделам существуют довольно противоположные взгляды, например, о том, какую глубину обратной связи следует использовать. Представленный (здесь) подход имеет очень общую природу и направлен на выявление и сопоставление различных известных и неизвестных приемов в схемотехнике с целью логического понимания их преимуществ и недостатков.

Проблемы и трудности, возникающие при использовании весьма больших преимуществ отрицательной обратной связи, в основном, связаны с обеспечением запаса устойчивости для всех условий работы. В усилителях со связью по переменному току проблемы с устойчивостью возникают как для низких, так и для высоких частот, однако отказ от выходных трансформаторов одновременно с использованием связи по постоянному току в большинстве современных конструкций практически сняли проблему для низких частот.

### Отрицательная обратная связь и ограничения по скорости нарастания

При прочих равных условиях чем сильнее общая отрицательная обратная связь (ООС), тем меньшими будут искажения. Однако «прочие условия» обычно не одинаковы и для обеспечения стабильности обычно приходится вводить элементы, ограничивающие прямое усиление с ростом частоты для частот все ниже и ниже по мере того, как глубина общей ООС увеличивается. При неудачной методике такого ослабления усиления возникнут растущие искажения в прямом тракте усилителя на высоких частотах такого уровня, что сведут на нет преимущество от увеличенной глубины обратной связи. В самом деле, может произойти резкая перегрузка на высоких частотах, и как только это случится, ООС окажется бессильна поддерживать желаемую форму выходного сигнала.

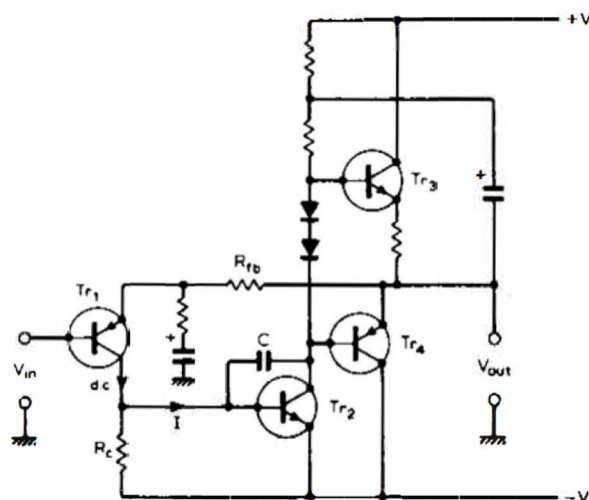


Рис. 1. Элементарная схема усилителя, в которой конденсатор  $C$  ограничивает скорость нарастания. Правка автора: На рис.1 последовательно с эмиттером  $Tr_1$  следует вставить резистор. Стрелка в коллекторе  $Tr_1$  должна быть обозначена  $I_{dc}$ .

Проиллюстрируем сказанное для простейшей схемы усилителя (рис. 1). Здесь конденсатор С снижает усиление с ростом частоты, заставляя Tr2 работать как интегратор Блюмлейна. Ток I, создаваемый первым каскадом, включает в дополнение к току, текущему через базу Tr, значительно больший ток, текущий через конденсатор С. Для таких частот при условии, что Tr2 выдает большой размах напряжения, ток, требуемый для конденсатора С, может оказаться чрезмерным для каскада на Tr1, приводя в конечном счете к его перегрузке, то есть обрезанию части сигнала для некоторых промежутков времени. Определить, случится это или нет, довольно просто, представляя синусоидальный сигнал и вычислив ток через С, который приблизительно равен  $V_{out}/X_c$ . Если пиковое значение этого тока превышает постоянный рабочий ток Tr1, возникнут сильные искажения. Поэтому критическое условие начала таких искажений можно записать в виде

$$I_{dc} = \hat{V}_{out} \times 2\pi fC \quad (1)$$

Это условие можно переписать и получить удобную формулу для критической частоты синусоидального сигнала  $f_{crit}$ , выше которой возникают значительные искажения независимо от глубины ООС,

$$f_{crit} = \frac{I_{dc}}{2\pi C \hat{V}_{out}} \quad (2)$$

В контексте вышесказанного сегодня привычно пользоваться понятием скорости нарастания, хотя это и не является абсолютно необходимым. Это понятие давно знакомо специалистам других областей, например для сервомеханизмов и радаров. Применительно к схемам усилителей основное соотношение для конденсатора выглядит так

$$dv/dt = i/C \quad (3)$$

Таким образом, возвращаясь к рис. 1, представим, что транзистор Tr1 отключен, тогда ток приблизительно равный  $I_{dc}$ , течет через  $R_c$  и в основном через С, вызывая скорость изменения растущего выходного напряжения

$$[dv_{out}/dt]_{max\ poss} = I_{dc}/C \quad (4)$$

Это называется предел скорости нарастания на выходе усилителя, или иногда на практике – просто скорость нарастания. Для случая однотактного входного каскада на рис.1 предельная скорость нарастания для спадающего напряжения на выходе будет быстрее, чем указанная выше, потому что Tr1 может включить намного больший ток, чем выключить. Но если используется балансный дифференциальный каскад с общим резистором, как это имеет место в большинстве интегральных ОУ, скорости нарастания в двух направлениях будут примерно равными.

Соотношение (4) справедливо для любой формы сигнала. Если требуемая скорость изменения выходного напряжения превышает это значение, усилитель не сможет ее отследить. Поэтому, если скорость нарастания усилителя недостаточна, время от времени, и особенно при быстрых изменениях сигнала, его форма будет превышать пределы скорости нарастания. Если такое произойдет, усиление резко упадет? А все компоненты сигнала, обрабатываемые в данный момент будут подрезаны или промодулированы переходным процессом. Этот эффект, десятилетия известный конструкторам усилителей с обратной связью, сейчас называют переходными интермодуляционными искажениями TID, иногда TIM. Как результат нескольких статей M.Otala. Другой термин для этого предложен W.G.Jung – искажения, вызванные нарастанием (SID) [1,2,3]. Интересно получить соотношение между общей формулой (4) для предельной скорости нарастания бесловием для синусоидального входного сигнала. Подстановка в (2) величины  $I_{dc}/C$  из (4) дает

$$f_{crit} = \frac{[dv_{out}/dt]_{max\ poss}}{2\pi \hat{V}_{out}}$$

то есть

$$f_{crit} = \frac{\text{output slew-rate limit}}{2\pi \hat{V}_{out}} \quad (5)$$

(в числителе написано: предельная скорость изменения на выходе).

(Этот результат можно иначе получить дифференцированием выходного напряжения  $v = \hat{V} \sin 2\pi ft$ , приравнявая мгновенное пиковое значение дифференциального коэффициента к предельной скорости нарастания.)

До сих пор под пределом скорости нарастания подразумевалась предельная скорость нарастания выходного напряжения усилителя, и это общепринятая практика, особенно в характеристиках интегральных схем, где она просто называется скоростью нарастания. Поэтому, если не оговорено особо, данные по скорости нарастания предположительно относятся к выходу усилителя. Однако иногда удобно выразить их по отношению к входу, для чего нужно разделить на коэффициент усиления по напряжению. Соответствующее выражению (5) соотношение для входа записывается так:

$$f_{crit} = \frac{\text{input slew-rate limit}}{2\pi \hat{V}_{out}} \quad (6)$$

Ошибка! -В ур-ии (6) знаменатель должен быть

$2\pi \hat{V}_{in}$ . Правка автора.

(в числителе – предельная скорость нарастания на входе). Рассмотрение (5) и (6) показывает с очевидностью, что инвариантом является частное от деления предела скорости нарастания и пикового значения синусоидального напряжения для любой точки системы. Поэтому, более общее соотношение можно записать так:

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

Пиковое напряжение  $V$  обычно берется для полного выходного напряжения. Таким образом, качество усилителя в отношении скорости нарастания можно выразить как предел скорости нарастания в вольтах на микросекунду на 1 вольт пикового напряжения гармонического (синусоидального) сигнала. Например,  $f_{crit} = 20 \text{ kHz}$  соответствует величине 0,126 В/мкс на вольт пикового напряжения.

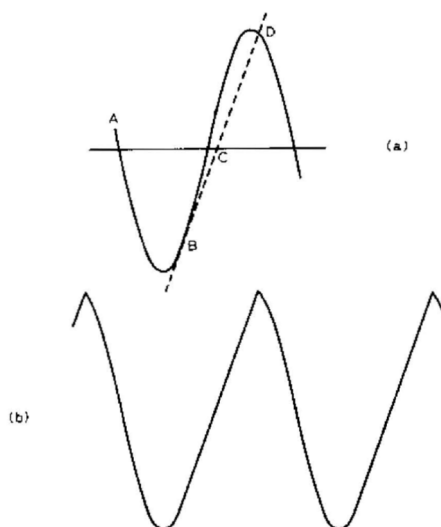


Рис. 2. Диаграммы, иллюстрирующие несимметричное ограничение по скорости нарастания.

Интересно посмотреть, какой формы выходной сигнал можно ожидать от усилителя, имеющего ограничение по скорости нарастания, при подаче на вход синусоидального сигнала. Предположим вначале, что усилитель выглядит в целом как на рис.1, то есть одноконтурный входной каскад, который задает намного более жесткое ограничение по скорости нарастания для положительного (нарастающего?) выходного напряжения, чем для отрицательного (спадающего?). На рис.2 гармонический (синусоидальный) сигнал представляет желаемый вид сигнала на выходе, а пунктирная линия показывает максимальную скорость изменения выходного напряжения, которую может обеспечить усилитель, то есть – предельную скорость нарастания на выходе. Реальный выход поэтому отслеживает желаемую форму сигнала от А до В, но после В он следует траектории ВСD и достигает желаемой формы в точке D. Полный выходной сигнал таким образом имеет вид, показанный на рис. 2b. Рис. 3а показывает некоторые экспериментальные сигналы, полученные со схемой, представленной на рис. 1, для двух случаев перегрузки гармонического сигнала из-за ограничения по скорости нарастания. На рис. 3б показан выходной сигнал для прямоугольных импульсов на входе – типичный результат для усилителя с несимметричным ограничением по скорости нарастания.

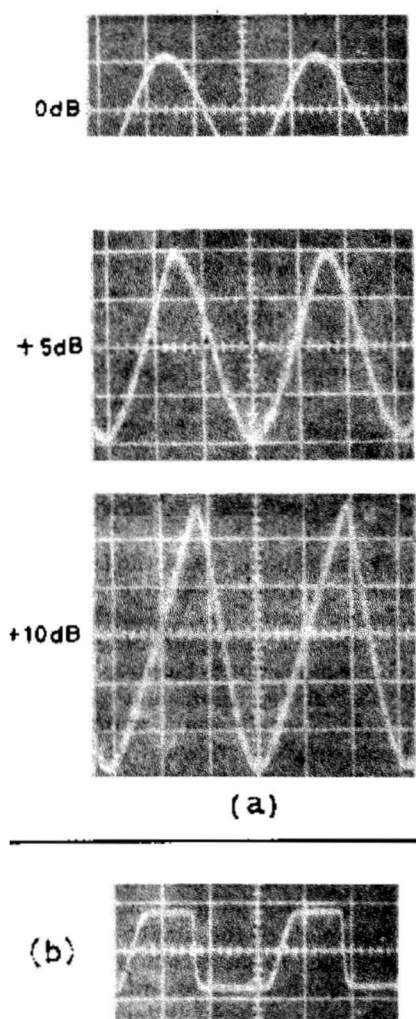


Рис. 3. (а) Форма выходного напряжения усилителя с несимметричным ограничением по скорости нарастания для трех различных уровней сигнала одной и той же частоты. (б) Выходное напряжение для прямоугольных импульсов. Спадающие участки сигнала на ограничиваются предельной скоростью нарастания.

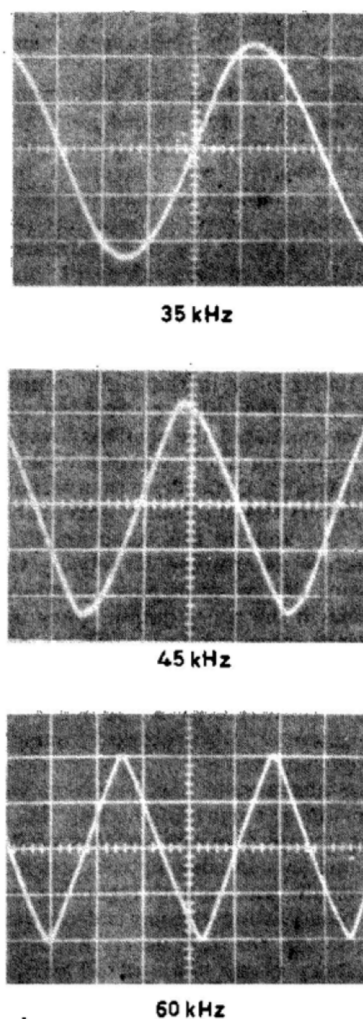


Рис. 4. Выходное напряжение интегрального ОУ для синусоидальных сигналов одинаковой амплитуды трех частот, где видно ограничение по скорости нарастания. Масштаб: 1V/cm, 5  $\mu$ s/cm.



Этому аспекту поведения усилителя в последние годы уделялось много внимания и, хотя необходимость избежать искажений этого типа очень важна, неверно думать, что эти искажения обнаружены недавно. Все сводится к факту, что для исключения интермодуляционных искажений хороший усилитель должен обеспечивать соответствующее отслеживание всех нормальных сигналов в программе, как затянутых тонов, так и быстрых переходных процессов, без перегрузки внутренних цепей – старое известное знание, не правда ли? Просто процитирую Jung, который сказал: «нет ничего нового, уникального или загадочного в искажениях, обусловленных ограничением по скорости нарастания или переходных интермодуляционных искажениях»[2]. Можно добавить, однако, что поскольку некоторым (конечно, не всем) ранним транзисторным усилителям были присущи искажения этого типа, очень хорошо, что к этим искажениям привлечено такое внимание. Однако исключение искажений, обусловленных ограничением скорости нарастания, не является панацеей, так как существуют другие важные причины искажений.

Как рассматривалось выше, механизм ограничения по скорости нарастания устанавливает довольно четко обозначенный порог, за которым начинается быстрый рост больших искажений, которые не поддаются управлению с помощью общей обратной связи. Ниже этого порогового выходного уровня, который, конечно же, зависит от частоты, искажения будут ничтожны только при условии достаточной общей обратной связи. То, какая глубина связи является достаточной, зависит от конкретной конструкции (усилителя), но в некоторых случаях она может оказаться недостаточной. Поэтому интересно рассмотреть механизмы искажений при относительно мягкой ситуации, когда резкой перегрузки не происходит.

Возвращаясь к рис. 1, представим, что мы решили применить на 6 dB больше общей обратной связи к усилителю путем уменьшения  $R_{fb}$ . Это, по-видимому, приведет к необходимости удвоить емкость  $C$  для поддержания стабильности. Таким образом, хотя мы успешно удвоим петлевое усиление в обратной связи для низких частот, где  $C$  имеет малый эффект, петлевое усиление на высоких частотах, где  $C$  доминирует, останется неизменным. Для данного значения частоты в области высоких частот при некотором выбранном значении выходного напряжения  $Tr1$  должен будет обеспечить в два раза больший ток через емкость  $C$  удвоенной величины, что приведет к возрастанию примерно в  $2^1$  раза уровня второй гармоники, генерируемой  $Tr1$ . Поскольку количество обратной связи на высоких частотах осталось прежним, искажения на выходе усилителя (из-за искажений  $Tr1$ ) также удвоятся.

Из-за удвоения емкости  $C$  критическая частота для ограничения по времени нарастания, выше которой полный уровень на выходе без искажений уже нельзя получить без серьезной перегрузки, уменьшается в два раза – см. ур-ие (2).

Довольно часто вместо  $Tr1$  на рис. 1 на входе используется дифференциальный каскад. Тогда при хорошей балансировке в искажениях будет доминировать третья гармоника, а процент искажений будет пропорционален квадрату выходного тока [5]. (Это свойство любого устройства, например, магнитофона, для которого доминирует кривизна кубического типа). Таким образом, при общей увеличенной глубине обратной связи на низких частотах на 6 dB и удвоенным значением емкости  $C$ , как и прежде, искажения в форме третьей гармоники, генерируемые входным каскадом на высоких частотах, повысятся в 4 раза, а также повысятся и искажения на выходе усилителя по этой причине.

Таким образом, мы имеем ситуацию, когда увеличение глубины общей обратной связи на низких частотах с соответствующим регулированием величины стабилизирующего конденсатора увеличивает ту часть искажений на выходе в области высоких частот, которая обусловлена нелинейными искажениями входного каскада. Однако, как будет показано позже, при соответствующем изменении схемы искажения входного каскада можно сделать практически ничтожными.

---

<sup>1</sup> Процент второй гармоники в искажениях идеального транзистора, управляемого напряжением, имеющего характеристику  $I = I_n \exp qV_{be}/kT$ , примерно равен  $25x(I/I_{dc})$ , где  $I$  – пиковое значения флуктуации тока сигнала, а  $I_{dc}$  – постоянный рабочий ток. Другой удобный факт состоит в том, что при любом рабочем токе процент искажений, обусловленных второй гармоникой, равен пиковому значению в милливольты сигнального напряжения, подаваемого между базой и эмиттером. (прим. переводчика: последняя фраза содержит, по-видимому, неточность или опечатку – проценты сравниваются с вольтами).

Интересно посмотреть, как указанный выше тип искажений будет изменяться с частотой. Рассмотрим вначале дифференциальный входной каскад (с общим резистором). Поскольку для высоких частот ток, обеспечиваемый входным каскадом, пропорционален частоте, уровень искажений в виде третьей гармоники, генерируемой этим каскадом, пропорционален квадрату частоты. Но, вследствие того, что петлевое усиление для общей обратной связи уменьшается вдвое при каждом удвоении частоты, искажения на выходе оказываются пропорциональны кубу частоты. Уровень искажений на выходе, как установил Jung, поэтому пропорционален  $V_{out}^2 f^3$ . Соответствующий результат для однотактного входного каскада, как на рис. 1, состоит в том, что процент искажений, в этом случае в основном вторая гармоника, пропорционален  $V_{out} f^2$ . Это связано с тем, что для любого устройства с преобладанием квадратичной кривизны (в характеристике) уровень искажений прямо пропорционален выходному току или напряжению.

Для искажений, описанных выше, которые возникают до начала настоящей перегрузки из-за конечной скорости нарастания, характерно то, что они резко растут с частотой. Рис. 5 показывает идеальную кубическую зависимость, выведенную для случая сбалансированного входного каскада. Для случая однотактного входного каскада рост искажений с частотой происходит более плавно, но величина искажений выше [5].

Jung называет искажения, возникающие во входном каскаде до наступления истинного ограничения по скорости нарастания «искажениями, обусловленными скоростью нарастания, первого типа», а сильные искажения для больших уровней – «искажениями, обусловленными скоростью нарастания, второго типа». Важно не запутаться в терминологии и помнить, что обусловленные (конечной) скоростью нарастания искажения первого типа есть просто нелинейные искажения входного каскада, вызванные небольшой кривизной его характеристики, которые могут стать значительными на больших частотах из-за большого тока, который должен обеспечить входной каскад и уменьшенной глубины общей обратной связи.

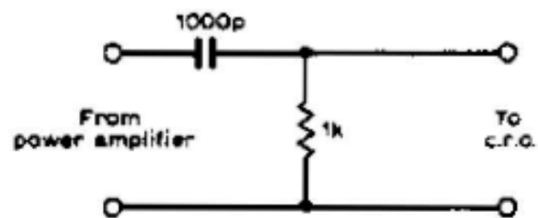
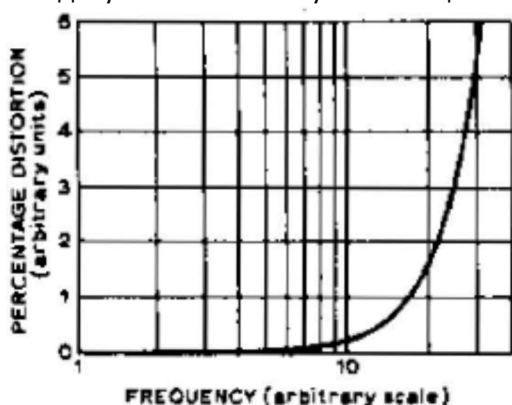


Рис. 5. Теоретическое изменение уровня третьей гармоники с частотой для усилителя с дифкаскадом на входе при работе ниже предельной скорости нарастания.

Рис. 6. Простая дифференцирующая цепочка, использованная в тестах.

Хотя, как показано на рис. 5, искажения на высоких частотах, возникающие из-за входного каскада, резко растут с частотой, не следует думать, что гармоники, возникшие при измерении на какой-либо одной частоте, увеличиваются в соответствии с их порядком (номером?). Рассмотрим вначале эффекты, которые имеют место при разомкнутой петле общей обратной связи. Возвращаясь к рис. 1, можно сказать, что гармоники в токе на входе каскада на Tr2 будут ослаблены этим каскадом пропорционально их номеру, благодаря интегрирующему действию конденсатора С. Таким образом, при разомкнутой петле ООС гармоники на выходе усилителя связанные с искажениями входного каскада будут падать по амплитуде с возрастанием номера со скоростью 20 дВ/декаду (6 дБ на октаву), то есть быстрее чем применительно к их генерации во входном каскаде. Однако, при замкнутой петле общей ООС вследствие того, что глубина ООС на высоких частотах спадает с скоростью 20 дВ/декаду с ростом частоты (в предположении, что С – единственная причина ослабления петлевого усиления), спектр искажений на выходе будет иметь те же относительные амплитуды основного тона и гармоник, что и собственно входной каскад. Для дифференциального входного каскада в предположении, что схема не приближается близко к

пределу скорости нарастания, доминирующей будет третья гармоника, а более высокие гармоники будут быстро спадать с ростом их номера. Таким образом, возникающие искажения относительно «безобидны» в сравнении с худшими формами искажений типа «ступенька» (cross-over distortion). Важно так сконструировать схему, чтобы величина искажений не была слишком большой.

## Скорость нарастания сигнала в программе

При субъективном оценивании качества аудиоаппаратуры часто используются грамофонные записи, поэтому интересно знать порядок скорости нарастания, ожидаемой на выходе высококачественного усилителя с характеристикой RIAA. Это легко сделать с помощью очень простой дифференцирующей схемы, как показано на рис. 6. Эта схема получает сигнал от выхода усилителя мощности и при указанных значениях элементов дает мгновенно на выходе 1 вольт при скорости нарастания на входе 1 В/мкс. Могут возразить, что ограничение усилителя по скорости нарастания может ухудшить скоростные параметры источника, например, звукоснимателя, но проверить так ли это, можно, заменив звукосниматель генератором и таким образом измерив предельную скорость нарастания для усилителя. С хорошим усилителем эта скорость окажется гораздо выше, чем скорость нарастания для записи.

Использовалась такая экспериментальная процедура. Вначале использовалась тестовая запись для проверки частотной характеристики, чтобы убедиться, что система имеет гладкий частотный отклик в пределах  $\pm 1$  дБ до 12 кГц. Затем выбиралась подходящая музыкальная запись и система подстраивалась таким образом, чтобы на входе схемы по рис. 6 иногда появлялись пиковые значения  $\pm 10$  В, но не выше. Затем с.г.о. (прим. переводчика – нет расшифровки) переносился на выход дифференцирующей цепочки, запись воспроизводилась еще раз и определялся максимальный размах напряжения от дифференцирующей цепочки при воспроизведении. Тест проводился с различными записями, включая непосредственно нарезанные диски Шеффилда. Наибольшие мгновенные выходные уровни после дифференцирующей цепочки были вызваны случайными пылинками и доходили до 0,4 В, но на музыке они никогда не превышали 0,14 В. Последнее соответствует скорости нарастания 0,14 В/ус, что соответствует при амплитуде  $\pm 10$  В скорости нарастания для синусоидального сигнала частотой около 2,2 кГц.

Сказанное выше означает, что усилитель с полосой  $f_{crit} = 2,2$  кГц, то есть способный выдать полную амплитуду синусоидального сигнала с частотой 2,2 кГц без наступления ограничения по скорости нарастания и в достаточной степени не имеющий обычных нелинейных искажений, будет вполне удовлетворительно воспроизводить эти записи. Я уже слышу высказывания некоторых читателей: «Это смешно, ведь хорошо известно, что усилители должны обеспечивать без ограничения по скорости нарастания полосу хотя бы до 20 кГц!». Но было ли это действительно надежно установлено? Не думаю. Однако из-за возникающих сомнений целесообразно посмотреть на проблему с другой стороны.

Максимальная мгновенная записанная скорость на записи существует в полосе примерно 700 Гц – 8 кГц и примерно находится около 30 см/с [6]. Представим, что усиление системы с RIAA коррекцией таково, что синусоидальный сигнал 1 кГц с записью 30 см/с дает на выходе пик в 10 В.

Поскольку для синусоидального напряжения с пиком  $V$  пиковая скорость изменения напряжения равна  $V \times 2\pi f$ , пиковая скорость изменения 1 кГц-синусоидального напряжения с пиком 10 В составит 0,063 В/ус. Возможно кажется необычным, что для пиковой скорости 30 см в сек запись проводится с частотой 8 кГц, но если это произошло, то, игнорируя на мгновение влияние RIAA-коррекции, скорость нарастания выходного напряжения будет равна  $8 \times 0,063$ , то есть 0,5 В/мкс. Однако для 8 кГц RIAA-коррекция вносит потери в 11,7 дБ ( $\times 3,85$ ) по отношению к 1 кГц, так что значение 0,5 В/ус сокращается до примерно 0,13 В/ус. Это, как видим, хорошо согласуется с экспериментально определенным выше значением 0,14 В/ус.

Дифцепочка на рис. 6 также использовалась для анализа записи на мастер-пленке скрипичной музыки с акомпанементом на фортепиано предположительно весьма высокого

качества. При настройке на максимальное напряжение 10 В, мгновенный пик на дифцепочке был 0,083 В, то есть пиковая скорость нарастания была 0,083 V/us. Такую же скорость нарастания имеет синусоидальный сигнал 1,3 кГц амплитудой 10 В.

Подобные тесты с использованием программы FM-тюнера дали в общем такой же результат, если рассматривать реальную форму аудиосигнала, но с усложнением из-за того, что в стереотрансляции из-за несовершенной фильтрации в тюнере боковые полосы L-R сильно поднимали пиковое значение  $dv/dt$  на выходе дифцепочки, и при +10В аудиоуровне дали цифру 0,4 V/us. Применяя 10-кГц фильтр в системе управления можно почти исключить мультиплексирование, тогда пиковая скорость нарастания становится 0,15 V/us. Ясно, что без фильтра предел по скорости нарастания будет в основном определяться количеством мультиплексированного сигнала на выходе тюнера, так как возникнут нежелательные интермодуляционные эффекты, если усилитель не способен адекватно отслеживать сигнал. Эффект мультиплексирования сильно изменяется от экземпляра к экземпляру тюнера.

Указанные выше довольно низкие скорости нарастания покажутся не такими неожиданными, если вспомнить, что успех схем типа «пре-эмфазиз -- де-эмфазиз» (предварительное изменение частотного спектра плюс обратное преобразование), которое широко используется в системах записи и ЧМ-вещания, в значительной степени зависит от того факта, что ВЧ-компоненты во всех нормальных аудиосигналах имеют намного меньшую амплитуду, чем НЧ-компонента.

## Необходимый предел скорости нарастания для усилителя

Если усилитель не перегружен и имеет достаточную глубину обратной связи, чтобы обеспечить низкий уровень искажений в режиме, пока не достигнут предел по скорости нарастания, определенно нет абсолютной необходимости делать скорость нарастания усилителя выше максимальной скорости изменения обрабатываемого сигнала. Это утверждение заслуживает особенного внимания, потому что при чтении интересных статей Jung-a может легко возникнуть ощущение, что существует фундаментальная необходимость иметь многократное превышение скорости нарастания усилителя над скоростью нарастания напряжения в сигнале. То, что это не так, можно увидеть мысленно или изготовив реально усилитель по схеме рис. 1, но заменив транзистор Tr1 не простым дифкаскадом, а более сложной схемой с глубокой внутренней обратной связью. Тогда искажения части усилителя до конденсатора С будут низкими вплоть до перегрузки выше предельной скорости нарастания. Такой усилитель заведомо не будет удовлетворять «новому критерию по скорости нарастания» Jung-a, но все-таки при условии низких искажений в выходном каскаде он не даст субъективно детектируемых искажений для типичного аудиоматериала.

С дифкаскадом на входе вносимые им искажения будут содержать, в основном, третью гармонику с явно подавленными более высокими гармониками при условии, что скорость нарастания усилителя сделана выше в разумное число раз, скажем в два или три раза, чем максимальная скорость нарастания в аудиозаписи. Искажения при этом будут похожи на искажения при записи на хорошем магнитофоне, имея заметный уровень только для верхнего участка аудиочастот. Если искажения (усилителя) поддерживаются с помощью обратной связи на достаточно низком уровне, то есть намного ниже искажений в записи, чтобы быть в безопасной области, они будут субъективно не обнаружимы.

### Поправки автора

На рис.1 последовательно с эмиттером Tr1 следует вставить резистор. Стрелка в коллекторе Tr1

должна быть обозначена  $I_{всЮ}$  В ур-ии (6) знаменатель должен быть  $2\pi V_{in}$ . Уравнение после уравнения (6) абсолютно неверное, должно быть так:

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

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

### Литература

1. Jung, W. G., Stephens, M. L. and Todd, C. C., "Slewing induced distortion in audio amplifiers", Feb. 1977 articles series preprint, *The Audio Amateur*, Box 176, Peterborough, New Hampshire 03458 (USA).
2. Jung, W. G. Stephens, M. L. and Todd, C. C., "Slewing induced distortion and its effect on audio amplifier performance – with correlated measurement/listening results," AES Preprint 1252, AES Convention May 1977.
3. Jung, W. G., "Slewing induced distortion," *Hi-Fi News*, Nov. 1977, pp.115-123.
4. Baxandall, P. J., "Low distortion amplifiers – Part 2," *J. British Sound Recording Association*, Nov. 1961, pp.246-258.
5. Taylor, E. F., "Distortion in low-noise amplifiers," *Wireless World*, August 1977, pp.28-32.
6. Kogen, J. H., "Gramophone-record reproduction: development, performance and potential of the stereophonic pickup," *Proc. IEE*, vol. 116, No. 8, August 1969, pp.1338-1344.

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.

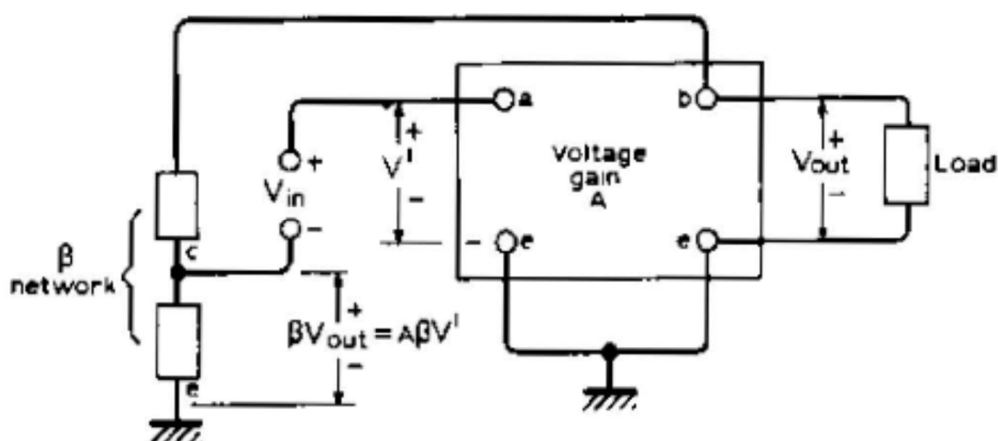


Рис. 1 Базовая схема усилителя с обратной связью

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?

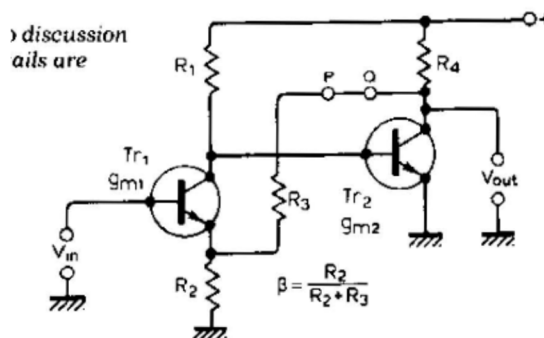


Рис. 2 Схема, поясняющая обсуждение петлевого усиления. Детали смещения опущены для ясности.

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.

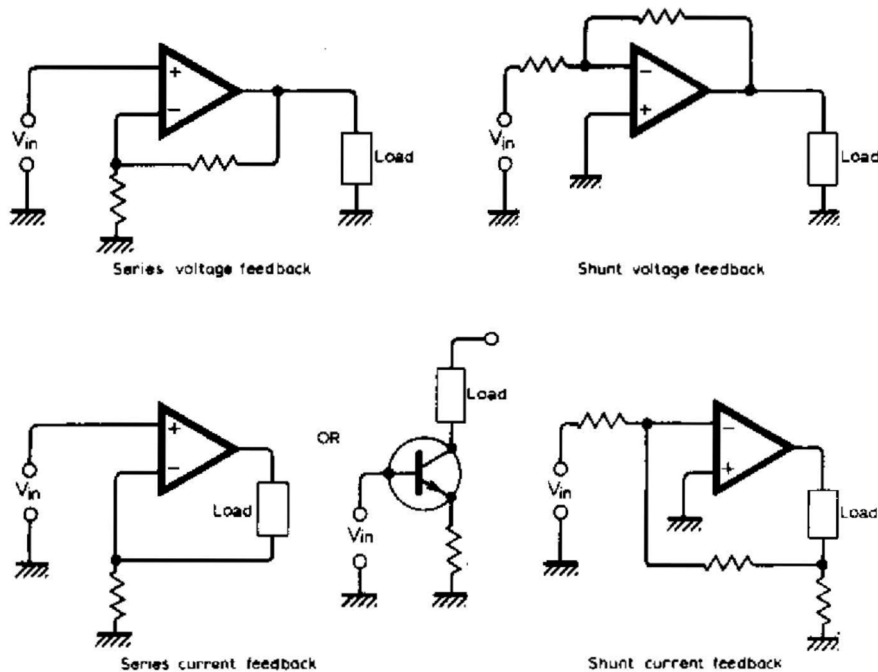
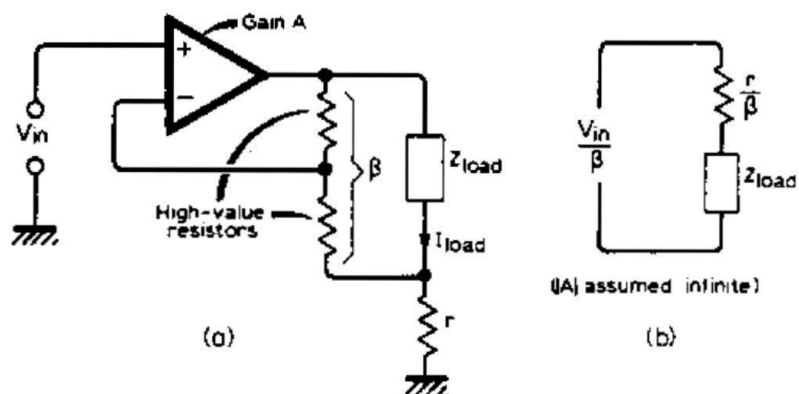


Рис. 3. Четыре типа отрицательной обратной связи.



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 рассмотрений. 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.

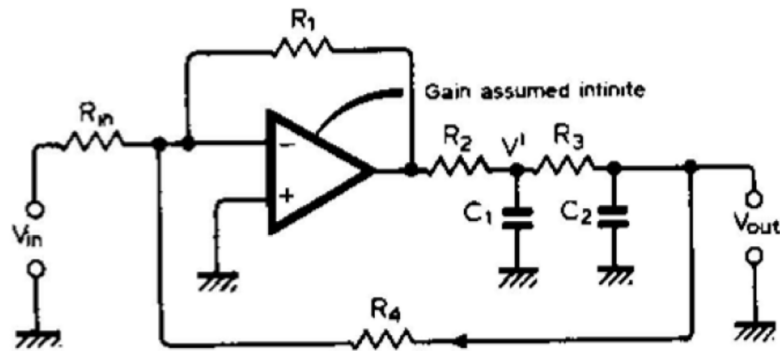


Рис. 5. Схема, используемая для обсуждения передаточной функции.

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

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

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  $Q=T_2/T_1$ , 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  $\omega_0 = 1/T$ .

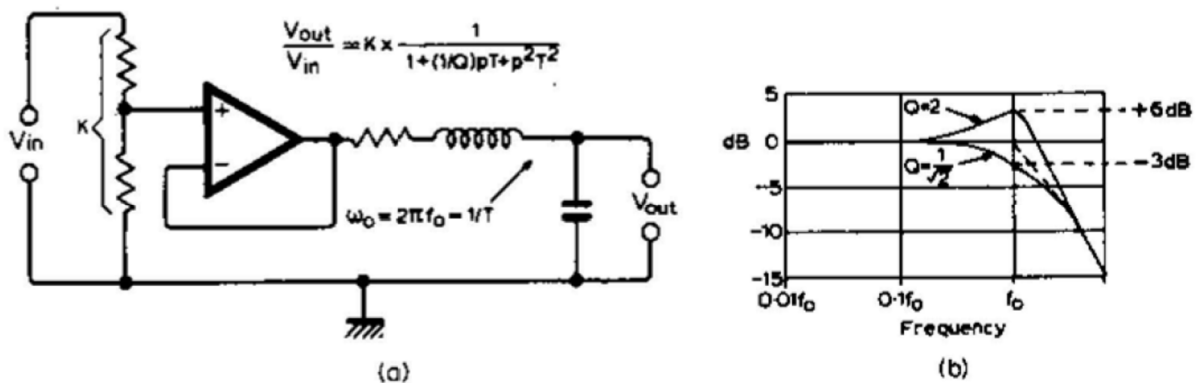


Рис. 6. (a) Схема, дающая такой же отклик, как на рис. 5. (b) и (c) показывают частотный отклик соответственно для двух значений  $Q$ .  $Q=1/(\sqrt{2})$  дает отклик Баттерворта второго порядка.

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 ВВС [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 |         | $\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1+pT}$<br>$T=CR$   |                    |                |               |
| B |         | $\frac{V_o}{V_i} = \frac{pT}{1+pT}$<br>$T=CR$  |                    |                |               |
| C |         | $\frac{V_o}{V_i} = \frac{1+pT_1}{1+pT_2}$<br>$T_1=CR_2$<br>$T_2=C(R_1+R_2)$  |                    |                |               |
| D |         | $\frac{V_o}{V_i} = K \frac{1+pT_1}{1+pT_2}$<br>$T_1=CR_1$<br>$T_2=C \times \frac{R_1 R_2}{R_1+R_2}$<br>$K = \frac{R_2}{R_1+R_2}$ |                    |                |               |
| E |         | $\frac{V_o}{I_i} = \frac{1}{pC}$   |                    | $-90^\circ$    |               |
| F |         | $\frac{I_o}{V_i} = pC$   |                    | $+90^\circ$    |               |
| G |         | $\frac{V_o}{V_i} = \frac{1-pT}{1+pT}$<br>$T=CR$  |                    |                |               |

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:

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

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.R.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).

Питер Баксандалл

## Конструирование звуковых усилителей мощности -3

Wireless World, май 1978

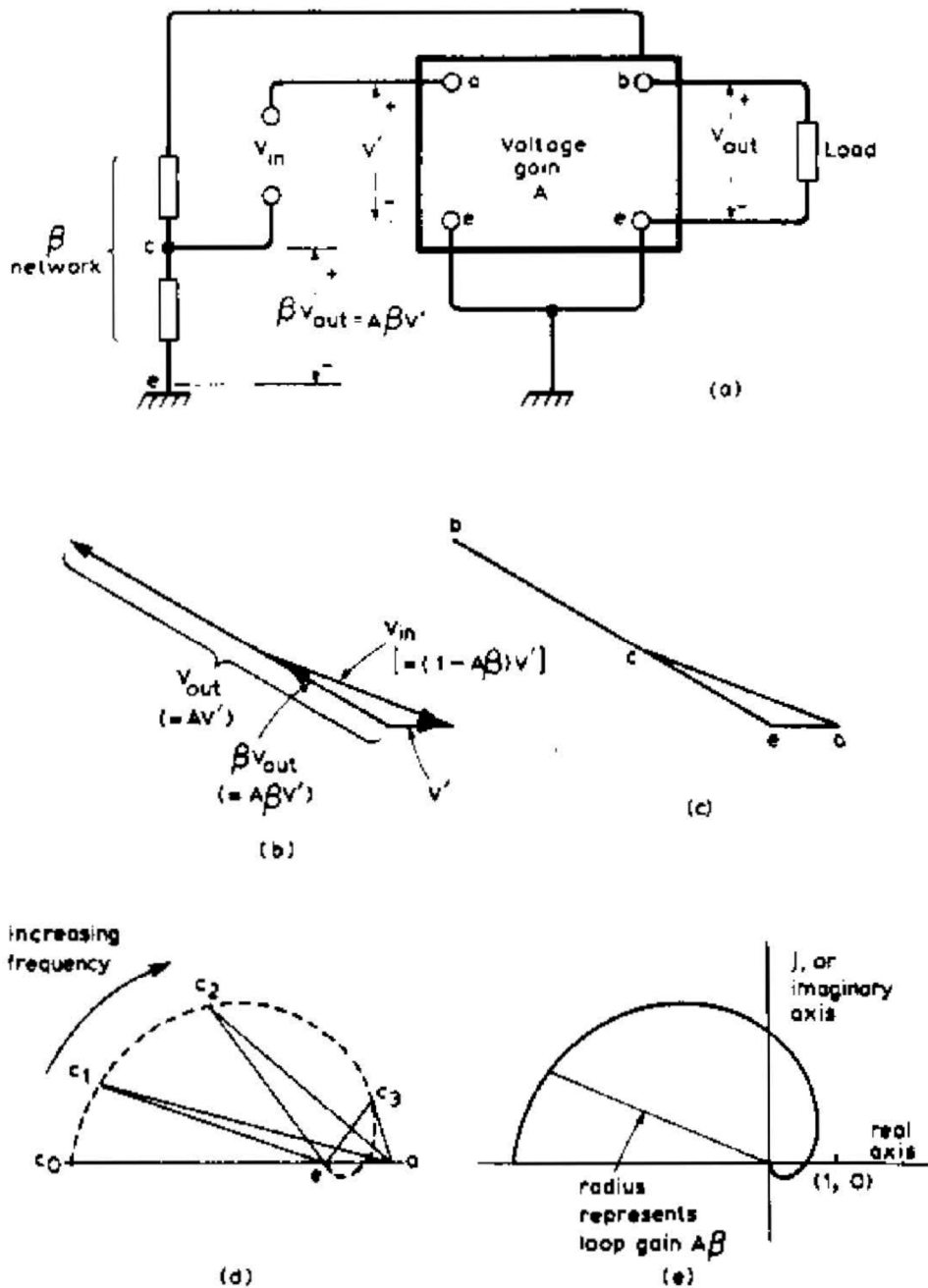
### Диаграммы Найквиста и Боде

Методы конструирования, пригодные для разнообразных применений,  
никогда свести полностью к набору правил.  
Х.В.Боде

В мартовском выпуске объяснялось, что в предположении ничтожных нелинейных искажений передаточная функция усилителя с обратной связью дает полную информацию о частотном отклике, фазовом отклике, переходном отклике. Поэтому в принципе вся теоретическая работа по конструированию может быть сделана путем выбора конфигурации схемы и величин для получения желаемой передаточной функции. Однако для большинства задач конструирования усилителей это утомительно и негибко, поэтому предпочтение отдают другим методикам.

Хотя разработчики усилителей редко рисуют диаграмму Найквиста, она является лучшей отправной точкой, чтобы понять предпочтительную методику, применяемую в конструировании усилителя. Для ясности приведен рис. 1(а), хоть он и является повторением рис.1 в мартовском выпуске. Рис. 1(б) показывает векторную диаграмму для этой цепи на комплексной плоскости, построенную обычным способом, также для простоты полагается, что  $\beta$ -цепочка дает ослабление без фазового сдвига. Рис. 1(с) показывает диаграмму для схемы, нарисованной в соответствии с более ясной схемой, рекомендованной M.G.Stroggie [1], в которой точки на диаграмме обозначены так, чтобы соответствовать точкам на схеме, поэтому не требуется рисовать ни стрелки, ни символы напряжения. Для любой из схем при желании полная векторная диаграмма может быть представлена как вращение, обычно против часовой стрелки. Тогда вертикальные расстояния между концами векторов представляют мгновенные значения напряжения. Поэтому в момент времени, указываемый угловым положением диаграммы на рис 1(с), точки b и c положительны по отношению к e. Длина векторов, конечно, представляет соответствующее пиковое значение или, если нужно, среднеквадратичное значение напряжения. Чем больше я использую метод Stroggie рисования векторных диаграмм, тем больше он мне нравится, и я лишь сожалею, что из-за инертности не перешел к нему раньше.

Обе векторные диаграммы представляют условия для схемы на рис. 1а только для одной частоты, диаграмму Найквиста можно рассматривать как набор таких векторных диаграмм для всех частот. Они нарисованы на основе того, что  $V'$  имеет одно и то же значение везде (ea на диаграмме рис. 1d). (Обычно включают только напряжение в точке c, точку b отбрасывают). Поэтому при изменении частоты получают последовательность векторных диаграмм напряжения, что и показано на рис. 1d. В этом примере для простоты полагается, что усилитель является усилителем постоянного тока, так что при нулевой частоте напряжение обратной связи  $\beta V_{out}$  или  $A \beta V'$  находится точно в противофазе с напряжением  $V$ .



Стрелка вправо - рост частоты      радиус соответствует петлевому усилению  $A\beta$   
 Рис. 1. Базовая схема усилителя с обратной связью, векторная диаграмма напряжений и диаграмма Найквиста.

Локус  $c$ , показанный пунктиром на рис 1d – это диаграмма Найквиста. Обычно, однако, на диаграмме Найквиста показывают не напряжения, а коэф-ты усиления, которые получают делением всех величин на векторных диаграммах, показанных на рис 1b,c,d, на  $V'$ . Поэтому в обычной форме диаграмма Найквиста имеет вид, показанный на рис. 1e и является диаграммой Арганда (Argand), показывающей, как петлевое усиление  $A\beta$  изменяется по амплитуде и фазе с изменением с частоты. Тем не менее для некоторых целей более удобно думать, представляя векторные диаграммы напряжения.

При низких частотах, особенно когда петлевое усиление намного выше указанного здесь, напряжение обратной связи  $\beta V_{out}$ , представленное, например,  $c_1$ , почти равно по величине

входному напряжению сигнала  $c_{1a}$ , так что усиление усилителя  $V_{out}/V_{in}$  приблизительно равно  $1/\beta^2$ . Теперь рассмотрим векторное соотношение для намного более высоких частот, когда кончик вектора  $A\beta$  повернулся в ту область диаграммы Найквиста (рис 1e), которая близка к точке (1,0). Детали можно показать более явно, перерисовав соответствующие части диаграммы крупнее. Это сделано для напряжений на рис. 2a и 2b, но соответствующие безразмерные величины и усиление показаны в скобках.

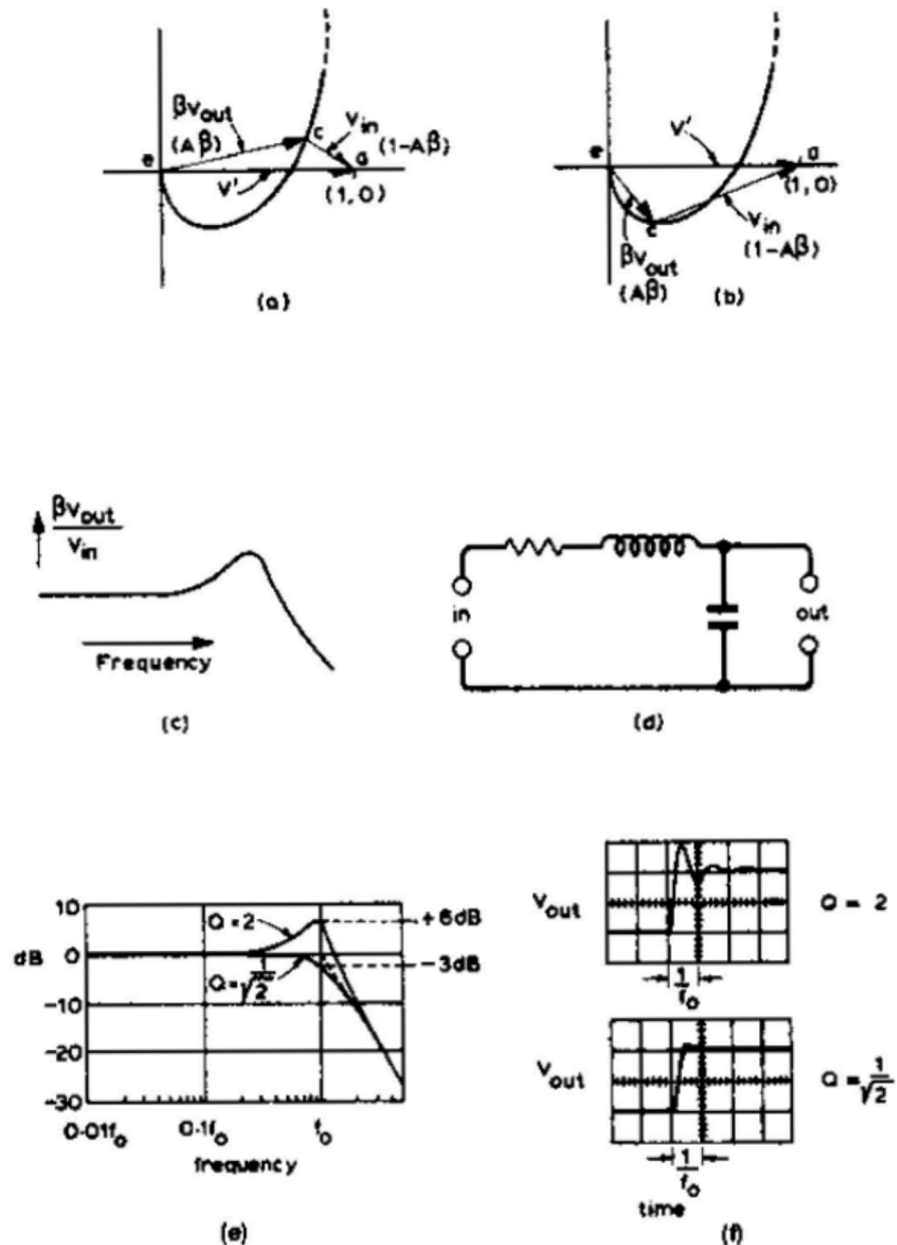


Рис.2. (a) и (b) показывают увеличенные диаграммы Найквиста для напряжения в критической области. (c) показывает форму частотной характеристики для случаев (a) и (b), а схема на рис (в) имеет примерно такую же АЧХ. (e) и (f) показывают АЧХ и реакцию на ступеньку для схемы (d) для двух значений Q.

Также для удобства всех читателей дано как обычное представление, так и представление Stroggie. На рис 2(a) видно, что вектор  $\beta V_{out}$  сейчас намного длиннее, чем  $V_{in}$ , что делает усиление усилителя намного больше, чем  $1/\beta$ . При еще более высоких частотах, как видно на рис. 2(b),  $\beta V_{out}$  становится

<sup>2</sup> Обращаясь к рис. 1b, имеем  $V_{out} / V_{in} = AV' / (1 - A\beta)V' = (1/\beta) \times A\beta / (1 - A\beta)$ , откуда видно, что усиление становится примерно  $1/\beta$  при  $|A\beta| \gg 1$ .

меньше, чем  $V_{in}$ , так что усиление всего усилителя сейчас уже меньше, чем  $1/\beta$ . Из этого очевидно, что АЧХ с замкнутой петлей будет иметь вид, показанный на рис 2(c), а также то, что если диаграмма Найквиста приблизится к точке (1,0), пик на АЧХ будет иметь большую амплитуду. Такой отклик можно получить с чисто пассивными компонентами со схемой, показанной на рис. 2(d) и очевидно, что такая схема зазвенит при подаче ступеньки напряжения на вход, если достаточно велики значения  $Q$ . АЧХ и отклик на ступеньку для двух значений  $Q$  показаны на рис. 2(e) и (f) соответственно.

Поскольку частотный отклик усилителя, для которого диаграмма Найквиста проходит близко к точке (1,0), довольно близок к отклику пассивной схемы типа той, что показана на рис. 2(d), разумно ожидать, исходя только из этого, что усилитель, как и пассивная схема, будет иметь весьма звенящее поведение (*very ringy behaviour*), если пик АЧХ будет иметь большую амплитуду, и это действительно так.

Из сделанного выше простого анализа векторных диаграмм ясно, что если диаграмма Найквиста проходит через точку (1,0), требуемое значение  $V_{in}$  для (получения) конечного выходного (сигнала) становится исчезающе малым. Тогда возникнет генерация. Однако трудно ответить на вопрос, не возникнет ли генерация при каких-либо других условиях. Найквист в своей знаменитой статье 1932 г [2] очень глубоко проник в эту проблему и сформулировал свой критерий стабильности, который сейчас везде принят как верный.

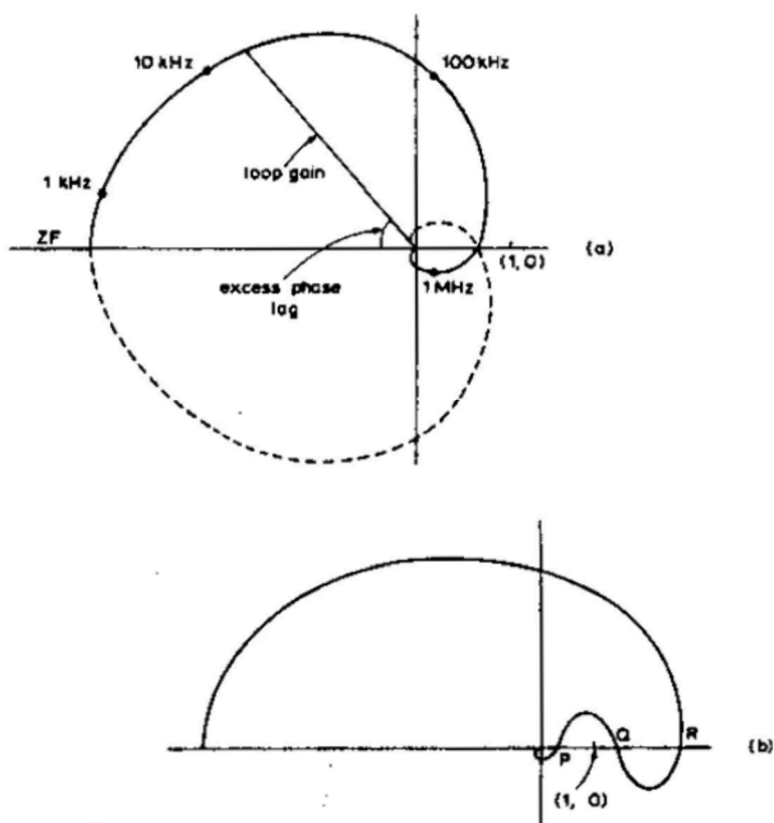


Рис. 3. Диаграммы, поясняющие критерий Найквиста

## Критерий Найквиста

Критерий Найквиста утверждает, что если диаграмма Найквиста, как было описано выше, построена для всех частот от нуля до бесконечности вместе с изображением на действительной

оси, как на рис. 3а, усилитель будет устойчив только если точка (1,0) лежит вне нарисованного изображения.

Пример, приведенный на рис.3а, относится как и прежде, к усилителю постоянного тока. Угол, обозначенный «избыточное запаздывание по фазе» относится к запаздыванию по фазе, которое развивается с ростом частоты за счет шунтирующих емкостей, фазового запаздывания в транзисторе и т.д. Слово «избыточное» часто используют при этом, чтобы было понятно, что угол, о котором идет речь, не включает  $180^\circ$  фазовый угол, присутствующий оттого, что обратная связь *отрицательна* при нулевой частоте. Частоты, отмеченные на диаграмме Найквиста, выбраны как потенциально очень типичные для аудиоусилителей. Хотя критерий Найквиста, как отмечалось, относится к частотам от нуля до бесконечности, на практике охватить такой диапазон нереально и не нужно. Однако можно обмануться если остановить измерения на слишком низкой частоте, потому что диаграмма Найквиста, которая создает видимость сжатия с ростом частоты при прохождении точки (1,0), может неожиданно вернуться назад и разрушить устойчивость. Это особенно может произойти, если используются трансформаторы вследствие сложных резонансов, включая индуктивность рассеяния и емкость обмоток.

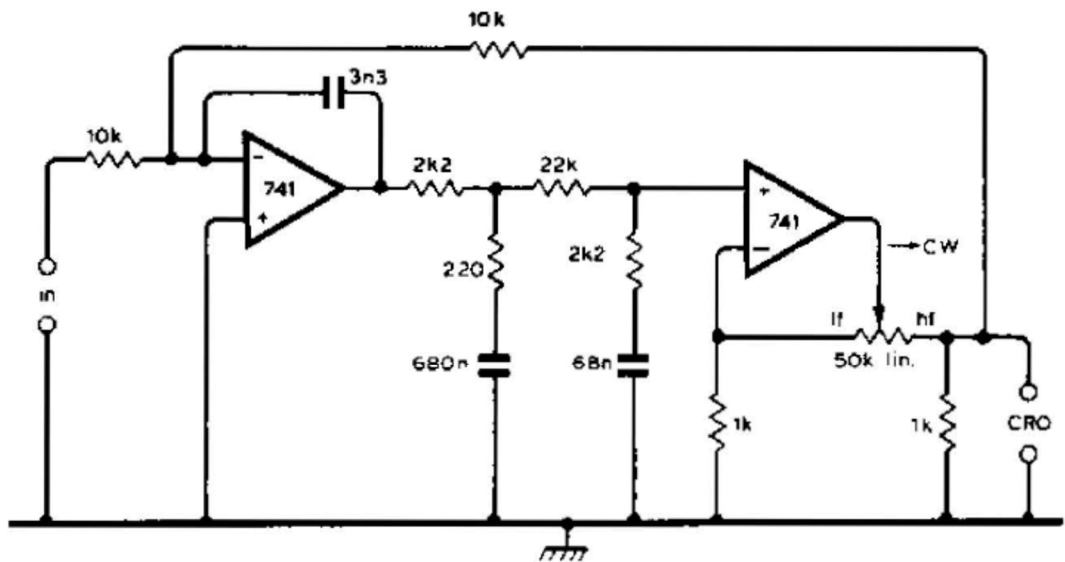
Когда построены полные диаграммы Найквиста, обычно более удобно принять линейную шкалу децибел в радиальном виде, чтобы охватить широкий диапазон величин петлевого усиления. Иногда, однако, только часть диаграмм вблизи точки (1,0) нужна, тогда и линейной шкалы может быть достаточно.

Если петлевое усиление усилителя в обратной связи меняется без изменения постоянных времени, например, просто изменением  $\beta$ , очевидный способ учесть это состоит в изменении размера диаграммы Найквиста, при фиксированной точке (1,0). Однако проще и быстрее оставить диаграмму как есть и сдвинуть точку (1,0), эффективно изменяя масштаб диаграммы. Обычно нет необходимости рисовать картинку с диаграммой Найквиста на действительной оси, как показано на рис.3а, потому что обычно очевидно, будет ли точка (1,0) лежать внутри фигуры без необходимости видеть часть, нарисованную пунктиром.

## Условная устойчивость

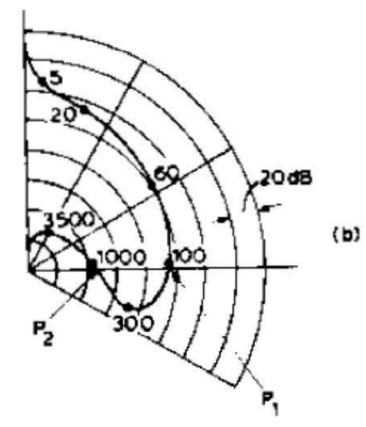
Бывают усилители с диаграммой Найквиста, похожей на ту, что на рис. 3(b). Если петлевое усиление подобрано так, что точка единичного петлевого усиления (1,0) находится между P и Q, усилитель будет устойчив, так как диаграмма не захватывает эту точку. Увеличение петлевого усиления, которое может быть представлено как движение точки (1,0) влево, приведет к началу колебаний как только точка (1,0) достигнет точки P. Уменьшение петлевого усиления, представимое как движение точки (1,0) вправо, также приведет к генерации (на другой частоте), когда точка (1,0) достигнет Q. Если уменьшение петлевого усиления достаточно велико, чтобы сдвинуть точку (1,0) за пределы R, устойчивость восстановится.

Если усилитель работает с точкой (1,0) между P и Q, то говорят, что он условно устойчив. В этом состоянии надо отметить, что для всех частот, соответствующих точкам Q и R, сдвиг фазы в петле равен нулю, а усиление в петле выше единицы, и тем не менее, генерация не возникает. Условно устойчивый усилитель можно поэтому определить как усилитель, в котором уменьшение петлевого усиления приводит к генерации. Про усилитель, который устойчив для всех значений петлевого усиления от нормального до нуля, говорят, что он абсолютно устойчив [3]. Важно отличать термин «условно устойчивый» в смысле, указанном выше, от случаев применения этого же обозначения к усилителю, который устойчив при определенных огарничениях, накладываемых на импеданс нагрузки. К последнему случаю применяют обратный термин – «безусловно устойчивый», относящийся к усилителю, стабильному для любого импеданса пассивной нагрузки.

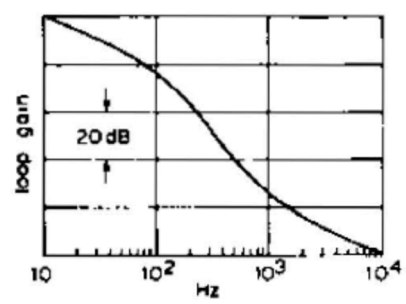


(a)

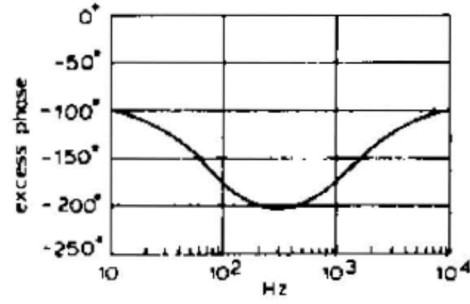
**Fig. 4.** Circuit: for demonstrating conditional stability, together with calculated Nyquist diagram and Bode loopgain and phase diagrams. Frequencies in (b) are in Hz.



(b)



(c)



(d)

Рис. 4. Схема для демонстрации условной устойчивости вместе с рассчитанной диаграммой Найквиста и диаграммами Боде для петлевого усиления и фазы. Частота в (b) указана в герцах.

Усилители с условной устойчивостью в смысле возникновения генерации при уменьшении петлевого усиления обычно стараются не использовать, и я никогда не встречал случая, чтобы такой усилитель намеренно использовался в технических применениях. Интерес к ним в основном сводится к тому, что они проливают свет на наше понимание полной важности и точности критерия Найквиста.



Очень легко сделать схему с условной устойчивостью и рис. 4а показывает подходящий рецепт. Эта схема может стать основой отличной и убедительной лекционной демонстрации. В левом положении движка потенциометра, задающем низкое петлевое усиление, усилитель абсолютно устойчив и дает довольно хорошо заглушенный прямоугольный отклик при подаче на вход, скажем, 5 Гц прямоугольного импульса. При движении движка вправо увеличение петлевого усиления делает отклик более и более звенящим с переходом к непрерывной генерации выше 100 Гц. Дальнейшее движение движка вправо порождает сильные колебания с увеличивающейся частотой, поскольку точка (1,0) движется от  $P_1$  к  $P_2$  в рассчитанной диаграмме Найквиста, показанной на рис. 4(b). По достижении точки  $P_2$  затухающие колебания становятся мягче с частотой около 800 Гц. Увеличение усиления еще больше снова возвращает устойчивость, но теперь это условная устойчивость. Чем выше усиление, тем лучше «глушение» прямоугольного импульса, частота при этом находится около 100 Гц. Для демонстрационных целей выход можно нагрузить на громкоговоритель. Необычный способ регулирования усиления обеспечивает изменение в очень широком диапазоне (около 68 дБ). Такая схема регулировки использовалась в усилителе BBC для внестудийного вещания типа ОВА/9 [4]. И такие схемы, где объединены пассивная регулировка и регулировка усиления в обратной связи одним потенциометром, имеет много применений. С осциллографом, подключенным к точке, показанной на рис. 4а, детектируется прямое усиление, а общая величина  $\beta$  при этом остается постоянной. Если потенциометр выведен до упора влево, на выходе можно получить только небольшой уровень сигнала, в этом случае чувствительность осциллографа должна быть 50 мВ/см. Другой вариант – подключить осциллограф к движку потенциометра, что позволит иметь на выходе высокий сигнал при любом положении движка. В этом случае, однако, и прямое усиление, и общее значение  $\beta$  изменяются и усиление сигнала будет зависеть от положения движка.

В ламповую эру сильным аргументом против использования условно устойчивых усилителей было то, что при прогреве ламп рост крутизны (ВАХ) вызывал осцилляции до достижения режима условной устойчивости. Как отмечается на с. 163 ссылки 3, такие колебания, начавшись, могли не прекратиться из-за сниженного коэффициента усиления при перегрузке. Интересно, что демонстрационная модель на рис. 4 не имеет такой склонности при перегрузке, пока находится в границах условной устойчивости. Единственное преимущество использования режима условной устойчивости состоит в том, что можно реализовать быстрый спад петлевого усиления с частотой, так что можно обеспечить более глубокую обратную связь на высоких частотах с соответствующим снижением искажений. Но поскольку предельно низкие искажения можно обеспечить и другими способами, по-видимому, про эту возможность лучше забыть.

## Графики для коэффициента усиления и фазы

Большинство инженеров при разработке усилителей с обратной связью вместо использования диаграмм Найквиста пользуются АЧХ и ФЧХ. Рисуются диаграммы, часто со спрямленными реальными зависимостями, и их иногда называют диаграммами Боде [5]. На рис.5 показаны простые примеры, которые можно сравнить с кривыми, показанными в таблице во второй статье (Часть 2). Часто достаточно нарисовать только график для коэффициента усиления, потому что, если используются т.н. схемы с минимальным фазовым сдвигом, существуют определенные соотношения между АЧХ и ФЧХ [3]. Тогда при условии, что петлевое усиление сформировано с учетом определенных критериев, которые обсудим позже, фазовые характеристики будут такие, что обеспечат автоматически устойчивость. В этой связи надо четко уяснить, что образует схему с минимальным фазовым сдвигом (МФС), а что – нет. Иногда говорят, что все схемы, используемые в обычных усилителях, относятся к МФС-типу, но это не всегда верно. Любая схема, в которой больше одного пути от входа к выходу может не иметь МФС-свойств, то есть она склонна создавать больший фазовый сдвиг, чем нужно для заданного усиления. Такая не-МФС-схема всегда

эквивалентна МФС-схеме плюс всепропускающая схема, последняя создает только фазовый сдвиг без усиления. Простой пример такой не-МФС-схемы, часто присутствующей в усилителях, показан на рис. 6а.

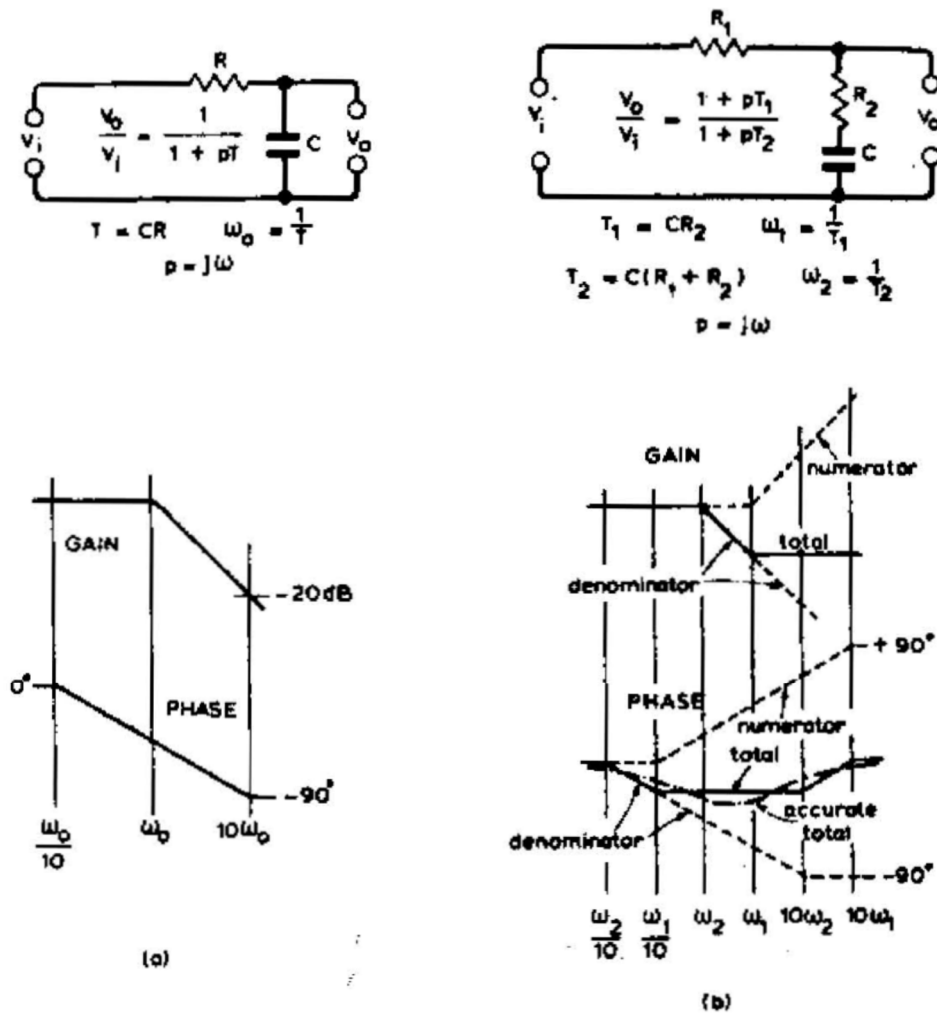


Рис.5. Диаграммы, показывающие как быстро построить спрямленные графики АЧХ и ФЧХ простых цепей.

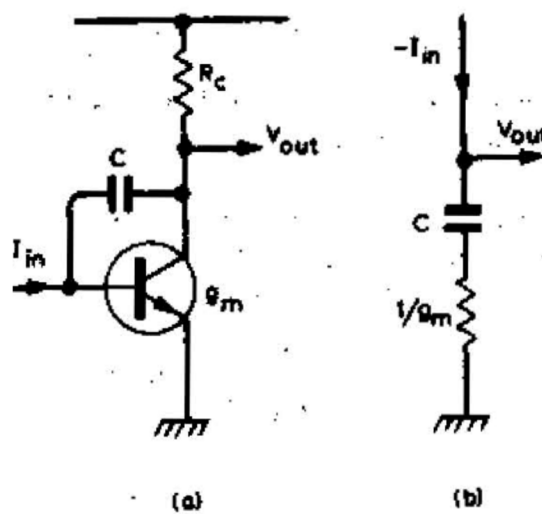


Рис. 6. (а) Схема, не имеющая свойств минимального фазового сдвига (МФС).  
(б) Цепь с такой же АЧХ, как (а), но с меньшим сдвигом фазы на высоких частотах.

Для интересующего нас диапазона частот коллекторный резистор  $R_c$  имеет незначительный шунтирующий эффект и может быть проигнорирован. На очень высоких частотах, где конденсатор, можно считать, что замыкает накоротко, имеем  $V_{out} = I_{in} \times (1/g_m)$ . Для более низких частот схема работает как интегратор Блюмлейна и дает  $V_{out} = -I_{in} \times (1/pC)$ , где  $p = j\omega$ . Поэтому общее выражение выглядит так:

$$V_{out} = I_{in} \left( \frac{1}{g_m} - \frac{1}{pC} \right) \quad (1)$$

или

$$V_{out} = \frac{I_{in}}{g_m} \left( 1 - \frac{1}{pT} \right) \quad (2)$$

где

$$T = C \times \frac{1}{g_m}$$

Сейчас (2) можно переписать:

$$V_{out} = - \frac{I_{in}}{g_m} \times \frac{1-pT}{pT}$$

Важность этого выражения можно оценить, если переписать его так:

$$V_{out} = - \underbrace{\frac{I_{in}}{g_m} \times \frac{1+pT}{pT}}_A \times \underbrace{\frac{1-pT}{1+pT}}_B \quad (3)$$

Здесь часть А представляет отклик схемы рис. 6(b), которая безобидна с точки зрения устойчивости с обратной связью. А часть В представляет всепропускающую характеристику (как показано внизу таблицы в мартовской статье (часть 2) и вносит дополнительный фазовый сдвиг, не влияя на величину усиления. Часто, однако эти усложнения несильно влияют на устойчивость усилителя, так как они появляются на частотах выше частоты единичного усиления. Например, с  $C=100$ пФ и током коллектора 5 мА, дающими идеальное значение 200мА/В, частота, на которой всепропускающий член дает  $90^\circ$  фазового сдвига равна в теории 320 МГц. Иногда, однако добавляют резистор в коллекторную цепь, скажем 100 Ом, возможно, для ограничения тока, что сильно уменьшает  $g_m$ . Это в сочетании с более высоким значением  $C$ , скажем 470 пФ дает в идеале все-пропускающую цепь с  $90^\circ$ -сдвигом на 3,2 МГц, так что  $10^\circ$ -сдвиг будет иметь место около 300 кГц – не обязательно пренебрежимая величина.

В условиях перегрузки транзистор на рис.6а можно временно отключить. Тогда остается единственный путь с входа на выход через конденсатор  $C$ , и необходимая инверсия фазы в каскаде потеряна. С большим количеством общей обратной связи, которая затем становится положительной, моментальный переключательный эффект или генерация могут произойти. Распутывание тонких эффектов, подобных этому, и многих других может временами сделать разработку усилителя с обратной связью трудным испытанием, требующим высокой квалификации.

Из сказанного следует, что при конструировании большинства усилителей можно надежно полагать выполнение условия минимального фазового сдвига, однако при этом нельзя забывать, что могут быть дополнительные нюансы.

В предположении МФС-схемы, высокочастотный спад с крутизной 20 децибел на декаду (6 дБ на октаву) в достаточно широком интервале, скажем две и более декады, приведет к дополнительному фазовому сдвигу почти  $90^\circ$ . Устойчивая критична спада 40 дБ на декаду даст почти  $180^\circ$  задержку, и седлает диаграмму Найквиста почти горизонтальной справа, так что при достаточном петлевом усилении она пройдет очень близко к точке (1,0). Это даст высокий пик на АЧХ и очень звенящий отклик на ступеньку.

В этом контексте обучено упоминают запасы по устойчивости усилителя – запас по усилению и запас по фазе, как показано на рис. 7. Запас по усилению показывает, какой глубины обратная связь может быть использована без возникновения генерации, а запас по фазе показывает, как много нужно дополнительного фазового сдвига на частоте единичного петлевого усиления для достижения точки генерации.

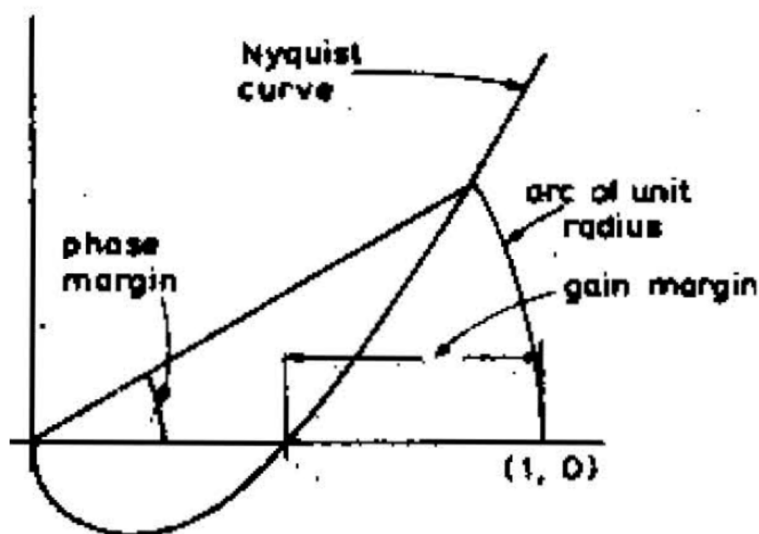


Рис. 7. Диаграмма, иллюстрирующая запас по усилению и запас по фазе для обеспечения устойчивости

Величины запасов по устойчивости, которые следует делать в усилителях, зависят от нескольких обстоятельств, а именно:

- А) Запас по расчетам должен быть «комфортным», чтобы гарантировать, что вероятные разбросы при производстве не создадут проблем;
- Б) Запасы по устойчивости должны удовлетворять пункту а) при всех возможных условиях нагрузки;
- В) Запасы по устойчивости, указанные в п.п. а) и б), должны существовать при всех уровнях сигнала, не только для малых сигналов;
- Г) во многих конструкциях телевизионных, радарных и осциллографических усилителей важен отклик на ступеньку без выбросов или с малым выбросом, однако это не обязательно для аудиоусилителей – за исключением, пожалуй, мнения отдельных обозревателей и их читателей. Хотя сильно подзванивающий отклик на ступеньку обоснованно вызывает подозрение при конструировании аудиоусилителей, высокочастотный «звон», на, скажем 150 кГц, не будет, тем не менее, оказывать даже слабое ухудшающее влияние на звуковоспроизведение.

Аргумент против того, чтобы иметь избыточный запас по устойчивости, сводится к тому, что любой сконструированный таким образом усилитель может легко быть оптимизирован путем использования ООС большей глубины с меньшим запасом по устойчивости для получения минимальных нелинейных искажений. Однако с современными быстрыми кремниевыми планарными транзисторами можно получить высочайшее качество в отношении ВЧ-искажений

даже и при большом запасе по устойчивости и с впечатляющим откликом на ступеньку. В настоящее время есть тенденция так и делать.

Довольно давно Боде [3] предположил, что для аудиоусилителей с низкими искажениями 30°-запас по устойчивости является разумным выбором и аргументировал, что хорошей философией для практики будет удерживать петлевое усиление на полную величину до некоторой высокой частоты  $f_1$ , примерно 10 кГц, а потом сделать спад как можно резче и так, чтобы не превысить 150° сдвиг. Таким путем с хорошей конструкцией (усилителя) в других отношениях петлевое усиление может быть уменьшено к уровню ниже единицы до значительного проявления непредвиденных фазовых сдвигов из-за сложного поведения трансформаторов и т.п. Он также показал, что идеальный закон ослабления петлевого усиления для достижения постоянного 150°-сдвига выше  $f_1$  выглядит так, как показано на рис. 8(a).

Если крутой спад усиления выше  $f_1$  поддерживается слишком долго до того, как достигнет асимптотического наклона 33 дБ на декаду, соответствующий фазовый сдвиг упадет ниже -150° и восстановится до -150° при очень высоких частотах. Дополнительно, этот эффект, если он сильно выражен, приведет к тому, что усилитель станет условно устойчивым, если петлевое усиление будет достаточно высоким. Похожая ситуация показана на рис. 4(c) и 4(d).

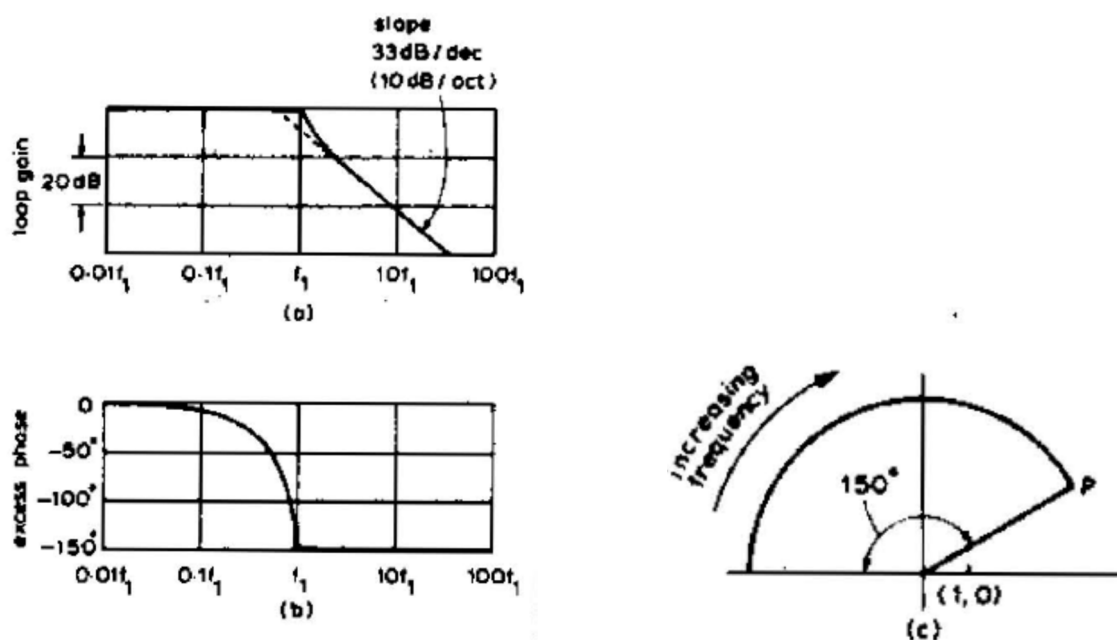


Рис.8. Петлевое усиление, ФЧХ и диаграмма Найквиста для усилителя с «идеальными по Боде» характеристиками спада петлевого усиления.

Для усилителя с «идеальным по Боде» ослаблением петлевого усиления и в предположении плавной В-цепи характерны пик в области ВЧ на АЧХ в 6 дБ и форма реакции на ступеньку, которые не зависят в широком интервале от параметров петлевого усиления<sup>3</sup> благодаря постоянному 30°-запасу по устойчивости. Это справедливо только при условии, что петлевое усиление задано достаточно высоким для точки (1,0), чтобы быть далеко слева от точки P на рис. 8(c). Я недавно запустил экспериментальную схему усилителя с петлевым усилением со спадом строго 33 дБ на декаду с цепью минимального фазового сдвига в интервале частот 1000:1. Если петлевое усиление установлено так, что имеет ВЧ-пик где-то в центре этого частотного диапазона, то пик действительно имеет уровень +6 дБ, как предсказывается из диаграмм Найквиста (рис. 8с и

<sup>3</sup> Свойство, по-видимому, очень желательное в ламповую эру, так как крутизна (ВАХ) падает по мере старения лампы.

2а). Также интересно, что реакция на ступеньку имеет форму, совершенно не зависящую от установленного петлевого усиления в широком интервале и неотличимую от формы сигнала для  $Q = 2$  на рис. 2f. Нет абсолютно жесткого теоретического соотношения между запасом устойчивости по фазе и формой отклика на ступеньку даже, если  $\beta$  постоянно. Тем не менее, с разумно «укрошенными» диаграммами Найквиста, как показано в этой статье,  $30^\circ$ -запас по фазе всегда даст приближение к одномодовому «звону» с эффективным значением  $Q$  около 2.

#### Литература

##### References

1. Scroggie, M. G., *Phasor Diagrams* (Ilfie 1968).
2. Nyquist, H., *Regeneration Theory*, *Bell System Tech. J.*, Jan. 1932, p.126.
3. Bode, H. W., *Network Analysis and Feedback Amplifier Design*. (van Nostrand 1945). (See p.162 re conditional stability; p.303 re gain/phase relationships; p.454 re Bode ideal attenuation characteristics.)
4. Berry, S. D., *New Equipment for Outside Broadcasts*, *The BBC Quarterly*, Vol. 7 No. 2, pp. 120-128 (Summer 1952).
5. Cherry, E. M. and Hooper, D. E., *Amplifying Devices and Low-Pass Amplifier Design*, p.501. (John Wiley 1968).

## Конструирование звуковых усилителей мощности - 4

Wireless World, июль 1978

### Еще об устойчивости обратной связи

Майская статья заканчивалась обсуждением идеальной по Боде характеристики ослабления петлевого усиления, которая имеет полное петлевое усиление до определенной частоты, а потом усиление падает настолько круто, насколько возможно, но фазовый сдвиг при этом не должен превышать  $150^\circ$ . Такую идеальную характеристику нельзя реализовать на практике, и в настоящей статье речь пойдет о более реалистичных подходах.

Крутизна спада 33 дБ на декаду (10 дБ на октаву) в идеальной характеристике по Боде, которая должна обеспечиваться схемой с минимальным фазовым сдвигом, по предположению должна иметь место до неопределенно высоких частот. В практических многокаскадных усилителях этого нельзя достичь, так как крутизна спада на очень высоких частотах определяется неизбежными шунтирующими емкостями и характеристиками транзисторов. Поэтому при отсутствии элементов схемы, добавленных для управления спадом петлевого усиления, будет так, как показано на рис. 1. С подходящими элементами, добавленными в прямой тракт схемы усилителя, можно получить близкое приближение к идеальной характеристике Боде до определенной частоты, но выше этой частоты, как показано сплошной линией (кривая 2) отклик неизбежно примет вид кривой 1. Однако, если спад с крутизной 33 дБ на декаду продолжится на достаточное число дБ, как отмечено на рис. 1, ниже единичного усиления, то запас по устойчивости не сильно уменьшится ниже  $30^\circ$ . Боде показал, что в этой практической ситуации желаемый  $30^\circ$ -запас может удерживаться вместе с тем преимуществом, что начало ослабления усиления произойдет на несколько более высокой частоте, если принять характеристику, показанную кривой 3. Ровный участок между P и Q задерживает начало дальнейшего запаздывания фазы пока петлевое усиление не окажется заметно меньше единицы. Эта и связанные с ней темы подробно обсуждаются в книге Боде [1].

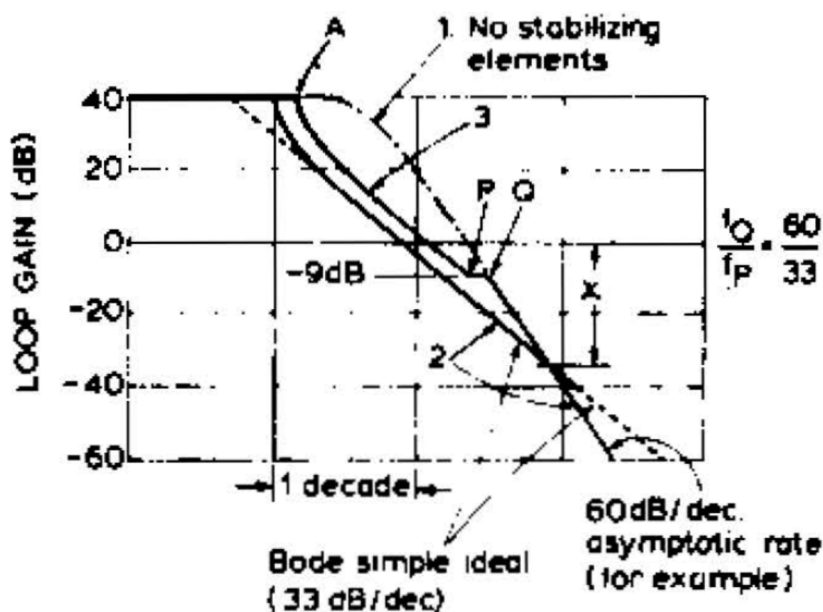


Рис. 1. Простая и модифицированная характеристики ослабления петлевого усиления по Боде (см. текст)



Следует отметить, что определения запасов по фазе и усилению, использованные Боде, отличаются от тех, что были показаны рис. 7 в статье мая 1978. Боде принимает запас по фазе применительно к петлевому усилению, которое меньше единицы на упомянутом рисунке, обычно 9дБ. Определение, данное мной, тоже распространено [2,3,4] и представляется более удобным для практики.

На практике при разработке усилителей с обратной связью, как для аудио, так и для других целей трудно следовать принципам Боде или другим рекомендациям для получения полной обратной связи на максимально возможной частоте. Конструкции такого типа становятся сложными и дорогими с LCR цепями для крутого спада петлевого усиления ниже точки А на рис. 1 и плавным участком между точками Р и Q вместе с другими цепочками для приближения к наклону 33 дБ на декаду. Такая конструкция иногда используется в критических схемах почтовых усилителей-ретрансляторов.

Простейший метод стабилизации – сделать одну доминирующую задержку (по фазе) для ослабления петлевого усиления 20 дБ на декаду (6 дБ на октаву), начиная с достаточно низкой «угловой» частоты, чтобы гарантировать спад до единицы прежде чем другие запаздывания, неизбежно присутствующие на больших частотах приведут к сильной дополнительной задержке по фазе. В многокаскадном усилителе самый прямой способ - доминирующее запаздывание вводится просто установкой довольно большого конденсатора параллельно нагрузке коллектора первого каскада. Это даст характеристику усиления как показано кривой А на рис.2. Подход во всех аспектах не оптимальный, и важно отметить, что график остается ниже кривой С, полученной без каких-либо стабилизирующих элементов, даже на очень высоких частотах.

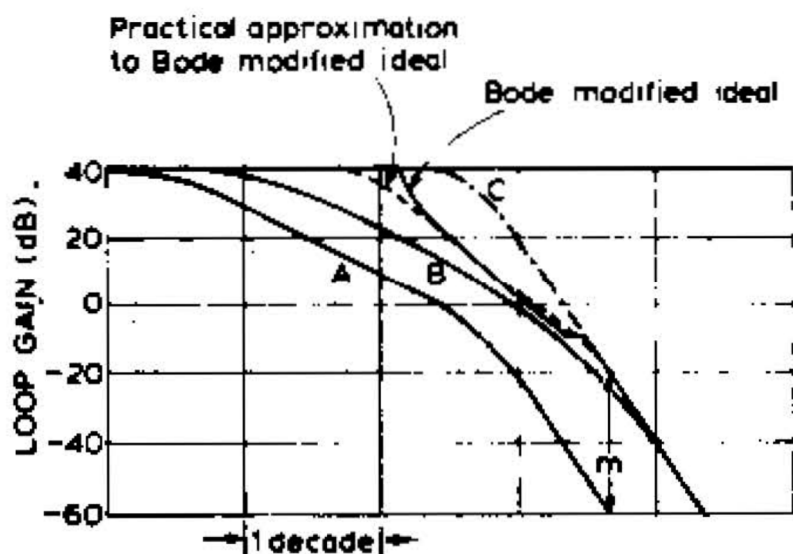


Рис. 2. АЧХ со спадом петлевого усиления, достигаемого одним элементом запаздывания, в сравнении с идеалом Боде (см. текст).

Это неизбежный результат использования любого типа стабилизирующей шунтирующей цепочки в прямом тракте усилителя с импедансом, который становится похожим на импеданс конденсатора на очень больших частотах. Предельное асимптотическое положение на высоких частотах понижается на  $m$  дБ, как показано на рис. 2, где

$$m = 20 \log (\text{общая шунтирующая емкость} / \text{исходная шунтирующая емкость}).$$

Введение любой цепи, действующей как трехполюсный делитель напряжения на очень высоких частотах даст похожий эффект.

Ясно, что если мы хотим иметь спад петлевого усиления просто 20 дБ на декаду, начиная с максимальной возможной частоты, нужно стремиться к характеристике типа В на рис. 2. Простейший способ – поставить последовательно С и R параллельно коллекторной нагрузке первого каскада. Запаздывание, вызываемое этими элементами, сгладит выход в той области частот, где появляются другие запаздывания, устанавливая таким образом довольно однородную крутизну спада петлевого усиления. До сих пор подразумевалась единственная петля обратной связи со стабилизацией путем добавления пассивных цепочек для ослабления усиления в прямом тракте усилителя. Однако большинство современных усилителей содержат цепи местной обратной связи наряду с петлей общей обратной связи. Критерий Найквиста в простой ранее представленной форме применим к усилителям с многопетлевой обратной связью только при условии, что усилитель устойчив при разрыве общей ООС. Возможно, однако, сделать усилители, в которых внутренняя положительная обратная связь используется для повышения усиления в части прямого тракта, и такие усилители могут быть неустойчивы при разрыве петли общей ООС. Расширение критерия Найквиста на эти случаи описано в книге Бодэ [1], но за многие годы работы по разработке схем с различными видами обратной связи у меня никогда не возникала потребность пользоваться более расширенным критерием. И вот почему:

- 1) Почти все системы с многопетлевой обратной связью используют «спокойные» и стабильные петли местной обратной связи;
- 2) Даже если усилитель неустойчив при размыкании петли общей обратной связи в  $\beta$ -участке, иногда есть возможность разомкнуть петлю в другом месте в прямом тракте с сохранением устойчивости системы.

Таким образом, в нормальных условиях используют каждый «суб-усилитель» с местной обратной связью как элемент, вносящий вклад в общий отклик прямого тракта всего усилителя, организуя все так, чтобы обычный критерий Найквиста выполнялся для общей петли (ООС).

Преимущества от использования местной обратной связи совместно чисто пассивных цепочек в усилителе с обратной связью для формирования внутренних откликов часто очень велики. Одна причина состоит в том, что местная обратная связь при грамотном применении может использоваться подобно общей обратной связи для снижения нелинейных искажений. Другая причина – местная обратная связь позволяет изменить входной и выходной импедансы отдельных каскадов таким образом, что они могут соединяться с минимальным влиянием друг на друга [5,6]. Эти вопросы будут подробнее рассмотрены в следующих статьях.

### **Стабилизирующие элементы в плече обратной связи**

До сих пор предполагалось, что  $\beta$  не зависит от частоты и что все изменения в характеристике петлевого усиления для обеспечения устойчивости делаются в прямом тракте усилителя. Существуют, однако преимущества от введения одного или более стабилизирующих элементов в плечо обратной связи, но оптимальный дизайн определяется многими факторами и, в частности, областью применения усилителя.

В усилителях с обратной связью не для аудиоприменений ставится задача иметь максимально широкую полосу гладкого отклика и в этом случае  $\beta$ -плечо должно иметь гладкий отклик почти до частоты единичного усиления. Даже в этом случае часто полезно добавить маленький конденсатор параллельно резистору ООС, как показано на рис. За, достаточный для создания небольшого опережения по фазе около частоты единичного усиления и уменьшения

крутизны ослабления петлевого усиления выше этой частоты. Это улучшит запас по фазе и даст более сглаженный отклик на ступеньку.

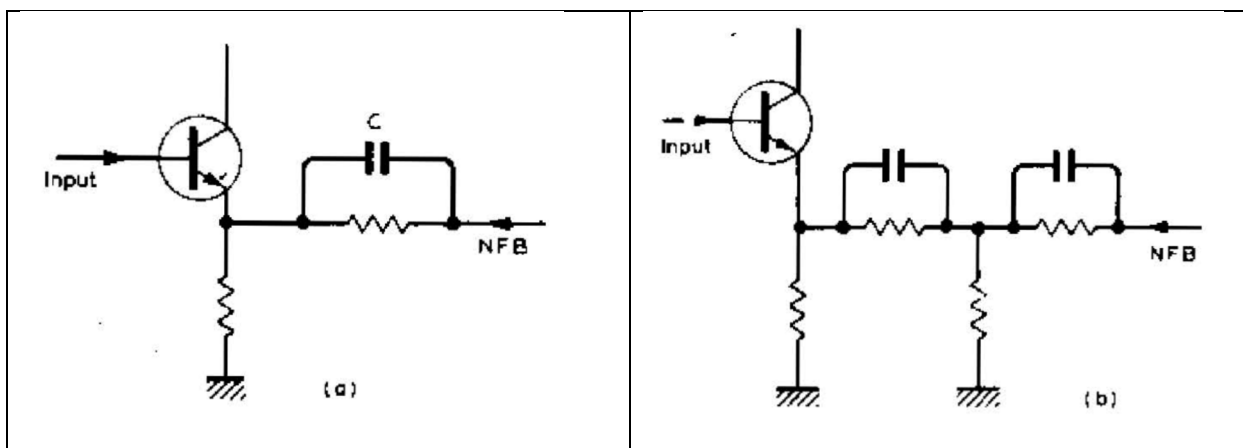


Рис.3. Организация устойчивости в плече обратной связи усилителя. В не-аудио-усилителях можно добавить конденсатор малой емкости в (а) для улучшения запаса по фазе и сглаживания отклика на ступеньку. В аудиоусилителях С можно брать большим для уменьшения полосы усилителя за границами звукового диапазона.

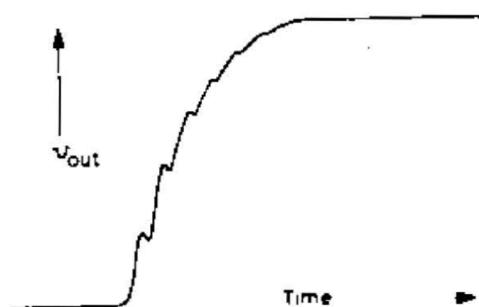


Рис. 4. Типичный отклик на ступеньку аудиоусилителя типа того, что на рис. 3а, с большим значением С и малым запасом по устойчивости.

С другой стороны, в аудиоусилителях, если позволяют условия, нет причин, чтобы не сделать емкость С на рис. 3а побольше, обеспечив сужение полосы за границами звукового диапазона. Использование более сложной цепочки с двумя опережениями, как показано на рис. 3б – тоже вариант. В общем, если требуется минимальный уровень искажений вплоть до максимально возможной частоты, прямое усиление надо ослаблять минимально, а требуемый спад усиления в петле делать увеличением  $\beta$  с ростом частоты. Такие решения требуют, чтобы частота единичного усиления была очень высокой, однако нужно внимательно относиться к монтажу и влиянию разброса параметров транзисторов. Особенностью усилителя с коррекцией как на рис. 3а с большим значением С является скругленный отклик на ступеньку. Если в то же время запасы по устойчивости малы, отклик на ступеньку принимает вид, показанный на рис. 4.

Очень часто большая крутизна спада АЧХ прямого тракта на высоких частотах с сопровождающим его большим запаздыванием по фазе не позволяет применить методику обеспечения устойчивости, манипулируя сильно с  $\beta$ -цепочкой, но с точки зрения искажений все прекрасно.

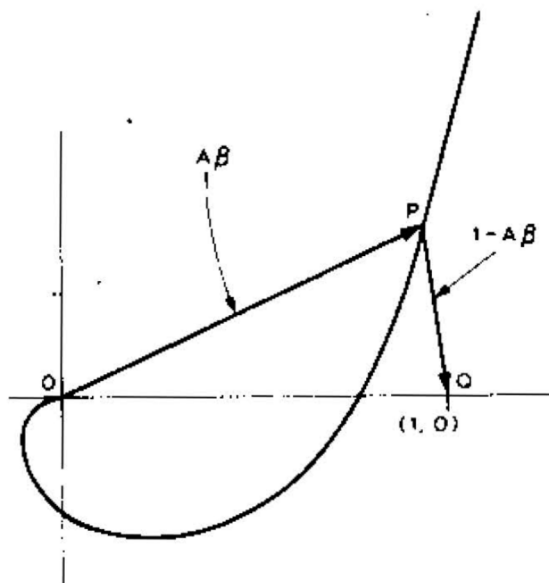


Рис. 5. Диаграмма Найквиста, показывающая что для точек на кривой вблизи (1,0) радиус-вектор OP становится длиннее PQ, так что усиление с обратной связью значительно превышает  $1/\beta$  и с ростом частоты усиление растет до пикового значения, а затем падает.

### Циклы постоянного роста усиления

Усиление усилителя с обратной связью равно

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{A}{1-A\beta}$$

что можно переписать как

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

Теперь рассмотрим часть диаграммы Найквиста на рис.5. Ясно, что вблизи точки (1,0)  $A\beta$  радиус-вектор  $A\beta$  OP становится длиннее радиус вектора  $(1-A\beta)$  PQ, поэтому исходя из (1) имеем коэффициент усиления много больше  $1/\beta$ . Поэтому с ростом частоты и движением точки P вниз из верхней части кривой Найквиста усиление растет до пикового значения, а потом падает.

Можно нарисовать набор кривых на такой диаграмме Найквиста, каждая будет соответствовать постоянному отношению OP к PQ. Самая простая из них – прямая линия через точку  $(1/2, 0)$ , и если P лежит где-то на этой линии,  $OP=PQ$  и усиление с обратной связью в точности равно  $1/\beta$ .

Сейчас посмотрим кривую для  $OP=2PQ$ , то есть усиление на 6 дБ выше  $1/\beta$ . Определение такой кривой – типичная задача школьной геометрии: «Как выглядит геометрическое место точек для P, чтобы везде на кривой выполнялось  $OP=2PQ$ »? Оно оказывается окружностью с центром  $(4/3, 0)$  и радиусом  $2/3$ . Для других отношений OP к PQ геометрические места точек являются окружностями разных радиусов и с разными положениями центра, как показано на рис.6.

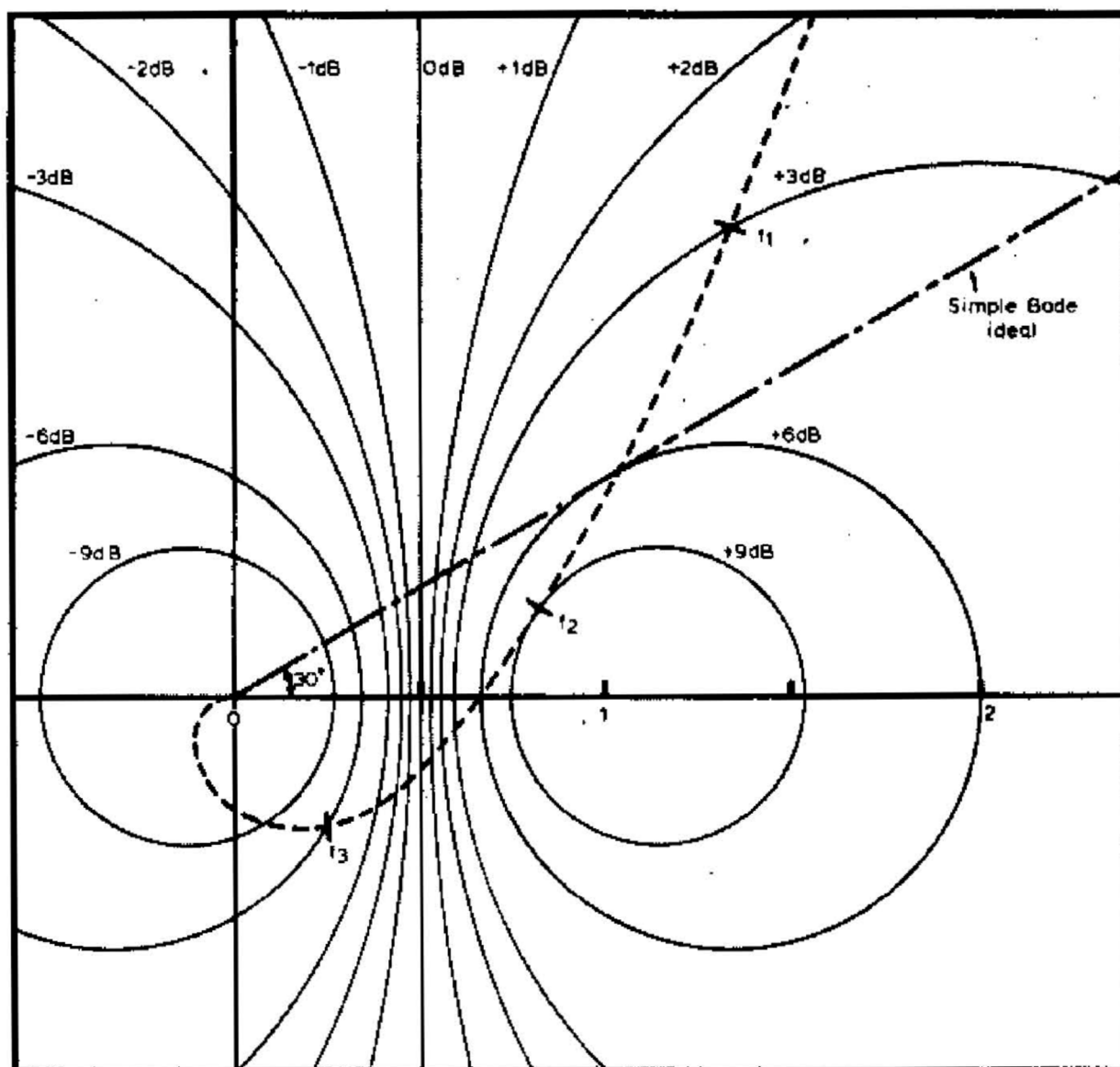
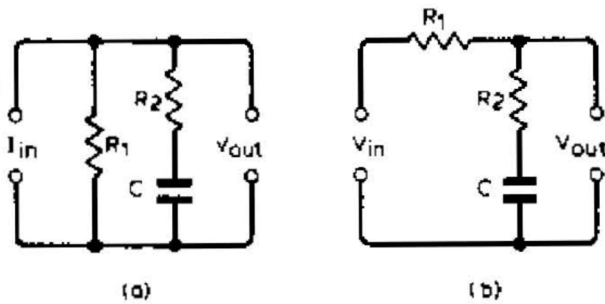


Рис. 6. Диаграмма Найквиста с окружностями постоянного изменения усиления по сравнению с  $1/\beta$ .

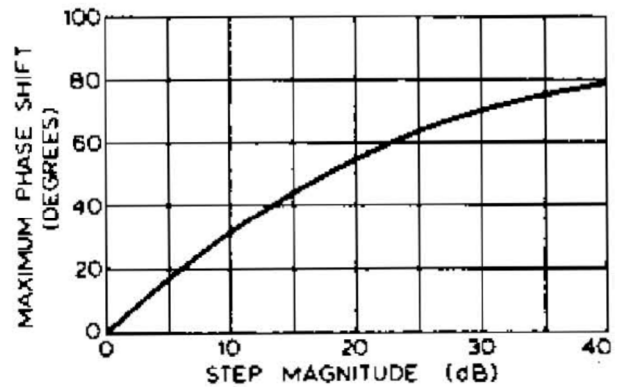
Заметьте, что радиальный масштаб здесь линейный, а не децибелный, как иногда бывает. Так сделано потому, что нужно показать лишь малую часть от полной диаграммы Найквиста.

Если есть информация петлевого усиления и фазе усилителя, можно быстро набросать диаграмму Найквиста на рис. 6 и вычислить величину высокочастотного пика. Для диаграммы Найквиста, показанной пунктиром в качестве примера, отклик с замкнутой петлей будет на 3 дБ выше, чем  $1/\beta$  на частоте  $f_1$ , достигнет максимума 9 дБ на частоте  $f_2$ , примет значение -6дБ на частоте  $f_3$ , и т.д. Если  $\beta$ -цепочка не имеет плавного отклика на этих частотах, это надо адекватно учесть при расчете общего отклика с замкнутой петлей, так как диаграмма только показывает изменение по сравнению с  $1/\beta$ .

Простой осмотр кругов на рис.6 позволяет сообразить, какого сорта фазовый запас нужен для различных применений усилителей, помня о том, что реакция на ступеньку на практике очень хорошо коррелирует с высокочастотным пиком на АЧХ (см. рис.2 в статье мая 1978).



**Fig.7. Transitional lag circuits. Both circuits are equivalent and give no phase lag at zero or infinite frequencies, but contribute a phase lag which reaches a maximum value at the geometric mean of the two 'corner' frequencies. See text.**



**Fig. 8. Characteristic for simple transitional lag or lead circuits.**

Рис. 7. Схемы с переходным запаздыванием. Обе схемы эквивалентны и не дают запаздывания для частоты, равной нулю и бесконечности, но вносят запаздывание по фазе с максимальным значением на частоте, которая является средним геометрическим двух «угловых» частот. См. текст.

Рис. 8. Характеристика простой схемы в переходном запаздывании или опережении.

## Максимальный фазовый сдвиг для схемы с переходным запаздыванием

Для управления крутизной спада петлевого усиления в усилителях с обратной связью часто используют схемы с переходным запаздыванием по схемам, показанным на рис. 7. Схемы, конечно, эквивалентны, так как комбинацию  $R_1$  и  $I_{in}$  на рис. 7а можно заменить на источник напряжения  $I_{in}R_1$ , действующий последовательно с  $R_1$ . Схема не имеет фазовой задержки для частоты ноль и бесконечность, но вносит фазовое запаздывание, которое максимально для среднего геометрического двух угловых частот, представленных в таблице на стр. 44 в мартовской статье 1978 г. Чем больше отношение  $R_1$  к  $R_2$ , тем больше перепад ослабления между очень низкими и очень высокими частотам, максимальное запаздывание по фазе достигает  $90^\circ$ . Рис. 8 показывает соотношение между величиной перепада в децибелах и максимальным фазовым сдвигом, это оказалось полезным для некоторых задач конструирования усилителей. График можно применять и для соответствующих схем с фазовым опережением, которые иногда используются для стабилизации усилителей на низких частотах, не являющихся усилителями постоянного тока.

## Усилитель с двумя запаздываниями

Очень простым является случай усилителя, имеющего всего два запаздывания, или две постоянные времени,  $T_1$  и  $T_2$ , в прямом тракте и не зависящую от частоты цепь обратной связи. Если на низких частотах петлевое усиление велико, тогда, чтобы избежать большого высокочастотного пика в отклике для замкнутой петли,  $T_1$  и  $T_2$  должны очень сильно различаться, чтобы в основном спад петлевого усиления обеспечивался большей постоянной времени без большого дополнительного запаздывания по фазе от меньшей постоянной времени. Набор универсальных кривых для этой ситуации, рассчитанных много лет назад и недавно перепроверенный, дан на рис. 9.

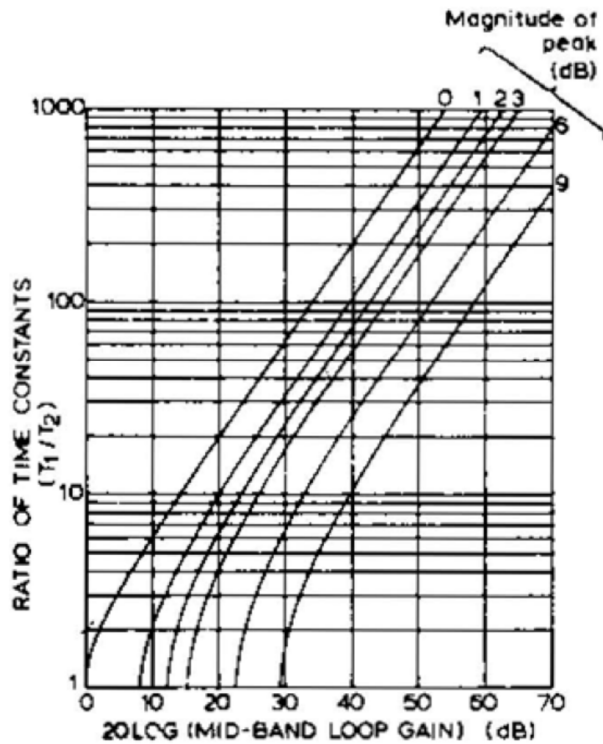


Рис. 9. Кривые для усилителя, имеющего всего два запаздывания или опережения в прямом тракте и не зависящую от частоты обратную связь.

Зная петлевое усиление на низких частотах, можно сразу получить требуемое отношение постоянных времени для конкретного значения высокочастотного пика в АЧХ. Как и в случае рис. 8, эти данные можно применять для соответствующей низкочастотной задачи в усилителе с двумя постоянными времени.

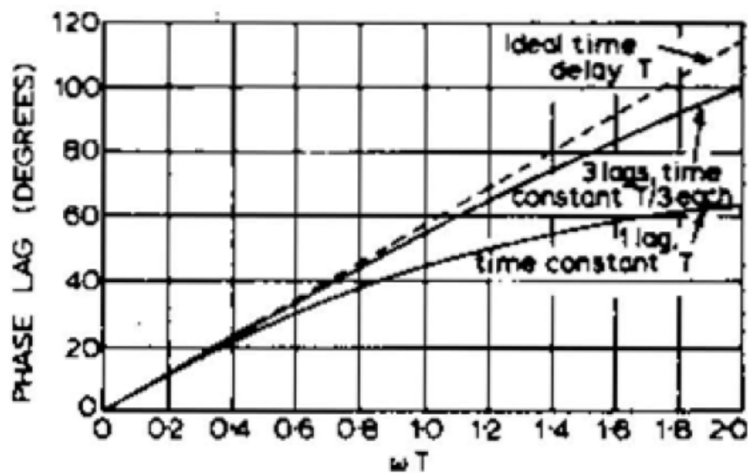


Рис. 10. Характеристики запаздывания по фазе.

### Добавление малых постоянных времени

Во многих практических случаях, когда усилитель с обратной связью застabilизирован методом доминирующего запаздывания, будет существовать одно большое запаздывание плюс несколько маленьких. Эти малые запаздывания часто можно удовлетворительно рассматривать как примерно

эквивалентные одному запаздыванию с постоянной времени, равной сумме индивидуальных малых постоянных времени. Некоторые относящиеся к этому расчеты представлены в графической форме на рис.10. Видно, что если общее запаздывание, вносимое малыми постоянными времени, не превышает  $40^\circ$ , не будет большой ошибки в рассчитанном фазовом угле, если они рассматриваются как одна задержка с постоянной времени, равной их сумме. Эта процедура подходит для усилителей с запасом по фазе до  $50^\circ$  и полезна для оценок как основа для экспериментирования даже для меньших запасов по фазе. Поэтому информация на рис. 9 может пригодиться в определенной степени даже для случаев более, чем двух постоянных времени.

### **References**

1. Bode, H. W., *Network Analysis and Feedback Amplifier Design* (van Nostrand, 1945). (See section 18.5, p.464, re the "Bode flat" in

loop-gain attenuation characteristic. See section 8.8, p.157, re stability criterion for multiple-loop case.)

2. Hakim, S. S., *Feedback Circuit Analysis*. (Iliffe, 1966).

3. West, J. C., *Textbook of Servomechanisms*. (E.U.P., 1953).

4. Ghausi, M. S., *Electronic Circuits*. (van Nostrand Reinhold, 1971).

5. Cherry, E. M., *An Engineering Approach to the Design of Transistor Feedback Amplifiers*, *J. Brit. I.R.E.* Vol. 25, No. 2, Feb. 1963.

6. Cherry, E. M. and Hooper, D. E., *The Design of Wide-band Transistor Feedback Amplifiers*, *Proc. I.E.E.* Vol. 110, No. 2, pp.375-389, Feb. 1963. (Note, the material in refs. 5 and 6 is also covered in the book by Cherry & Hooper previously referenced.)



Питер Баксандалл

## Конструирование звуковых усилителей мощности - 5

Wireless World, декабрь 1978

### Отрицательная обратная связь и нелинейные искажения

*Почему низкая нота содержит звук высокой ноты?  
(Аритотель)*

Июльская статья из этой серии завершила рассмотрение базовых методик обеспечения устойчивости петли обратной связи. Сейчас внимание будет уделено влиянию отрицательной обратной связи на нелинейные искажения и будет показано, что некоторые идеи, которые используются, более сложны, чем иногда считается.

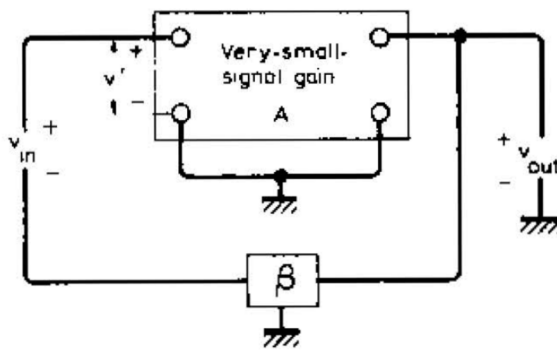
Следующее рассмотрение, которое прояснилось и расширилось за многие годы, позволит, как я надеюсь, читателю понять, как ответить на вопросы типа таких:

- А) справедлива ли критика использования глубокой ООС за то, что она конвертирует средний уровень гармоник низкого порядка и интермодуляционных искажений в множество продуктов искажений высокого порядка малой амплитуды, что может быть субъективно очень важно?
- Б) Всегда ли желательно конструировать усилитель так, чтобы он имел почти горизонтальную АЧХ в звуковом диапазоне до применения ООС?
- В) Гарантирует ли глубокая обратная связь на средних частотах при условии, что нет ограничения по скорости нарастания или других типов перегрузки, что две или более компоненты сигнала на ВЧ-краю аудиодиапазона дадут ничтожные продукты интермодуляции на средних частотах?
- Г) Важно ли для аудиоусилителя иметь низкие искажения при подаче на вход сигналов с частотой за пределами звукового диапазона?

Конечно, во многих схемах усилителей при анализе механизмов искажений следует учитывать частотно-зависимые эффекты из-за присутствия конденсаторов или трансформаторов или из-за недостаточной полосы у транзисторов. Однако в некоторых практических аудиосхемах такие эффекты могут быть пренебрежимо малы. Последующее рассмотрение вначале подразумевает отсутствие значительной зависимости от частоты и даст основы теоретического понимания, которые затем могут быть расширены с включением влияния частоты.

### Усилитель с параболической передаточной функцией

Рассмотрим базовую конфигурацию усилителя с обратной связью (рис. 1.). Обозначения напряжений соответствуют мгновенным напряжениям, и каждая обозначенная полярность соответствует той, что существует, когда соответствующий символ имеет мгновенное положительное значение. Чтобы обратная связь была отрицательной, либо  $A$ , либо  $\beta$  должны быть отрицательны. В защиту принятых обозначений знака усиления см. с. 41 майской статьи (1978). В дальнейшем удобно брать  $A$  как положительную величину, тогда  $\beta$  будет отрицательной.



Надпись: коэффициент усиления для слабого сигнала A

Рис. 1. Базовая конфигурация усилителя с обратной связью.

Простейший для рассмотрения случай нелинейности – это тот, когда передаточная характеристика усилительного устройства, то есть график зависимости мгновенного выходного напряжения (или тока) от мгновенного входного напряжения (или тока) отличается от прямой линии только из-за присутствия квадратичного члена в соответствующем уравнении<sup>4</sup>. С учетом рис. 1 можем записать:

$$v_{out} = Av' + \alpha (Av')^2 \quad (1)$$

График этой функции есть передаточная характеристика, показанная на рис.2. С принятыми удобными обозначениями, с равным масштабом по обеим осям 45° пунктирная линия представляет наклон в начале координат, а реальная характеристика отличается от идеальной прямой линии на величину  $\alpha(Av')^2$ , как показано (на рисунке).

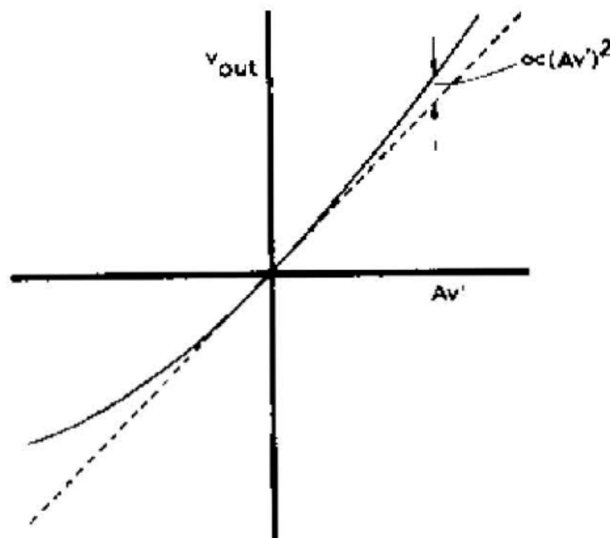


Рис. 2. Простая параболическая, или квадратичная, передаточная характеристика.  $\alpha$  - константа, определяющая степень нелинейности, A и  $v'$  как на рис.1.

<sup>4</sup> Есть искушение назвать это уравнение передаточной функцией, но лучше так не делать, потому что этот термин имеет почти общепринятый смысл в несколько другом контексте, как объяснялось в мартовской статье (1978). Поэтому лучше просто говорить «уравнение передаточной характеристики».

Если в схеме на рис. 1 нет обратной связи ( $\beta = 0$ ),  $v'$  становится равным  $v_{in}$  и полная схема имеет выражение для передаточной характеристики вида (1), но с  $v_{in}$  вместо  $v'$ . Представим, что  $v_{in}$  – синусоида (гармонический сигнал),

$$v_{in} = \hat{V}_{in} \sin \omega t \quad (2)$$

Подстановка этого в (1) вместо  $v'$  дает

$$v_{out} = A \hat{V}_{in} \sin \omega t + \alpha A^2 \hat{V}_{in}^2 \sin^2 \omega t \quad (3)$$

(Обратной связи нет)

Первый член дает желаемое выходное напряжение, а второй – искажение в виде второй гармоники, потому что

$$\sin^2 \omega t = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\omega t \quad (4)$$

Эта элементарная тригонометрическая формула иллюстрируется на рис. 3. (Надеюсь, что читатели, знакомые с этими простыми соображениями, не бросят чтение и дождутся более интересных вещей, а я полагаю, что многим нравится неторопливый, начиная от основ, стиль).

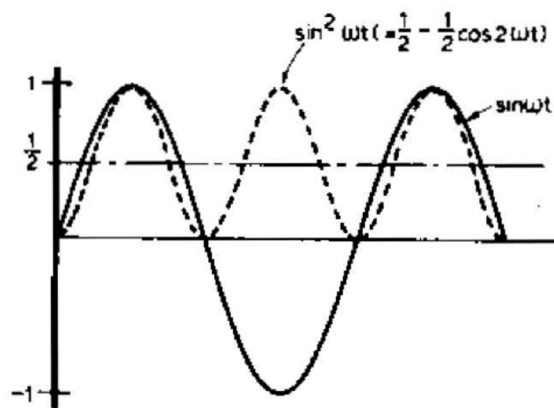


Рис. 3. Графики, иллюстрирующие основную тригонометрическую формулу.

Если (4) вставить вместо  $\sin^2 \omega t$  в (3), увидим, что величина выходного напряжения для второй гармоники дается выражением:

$$\hat{V}_{2nd} = \frac{1}{2} \alpha A^2 \hat{V}_{in}^2 \quad (5)$$

(Нет обратной связи)

Величина выходного напряжения на основной частоте

$$\hat{V}_{fund} = A \hat{V}_{in} \quad (6)$$

(Нет обратной связи)

Делим одно на другое, умножаем на 100 и получаем процент искажений для второй гармоники

$$\%2nd = \frac{1}{2} \alpha A \hat{V}_{in} \times 100 \quad (7)$$

(нет обратной связи)

Таким образом, из (5) и (7) следует, что величина второй гармоники пропорциональна квадрату входного напряжения, а процент соответствующих искажений – прямо пропорционален входному напряжению. Это свойство любой схемы или устройства, где вторая гармоника доминирует в искажениях. (Нужно отметить, что утверждение типа «искажение пропорционально квадрату выходного напряжения» является весьма неоднозначным, так как «искажение» может подразумевать и «напряжение искажения», и «процент искажений». Эта неоднозначность часто присутствует в литературе и иногда вызывает действительно недоумение. Поэтому нужно требовать от авторов четко говорить, что они имеют в виду!)

Проблема, которую мы сейчас рассмотрим – влияние на искажения конечной величины  $\beta$ , то есть применение отрицательной обратной связи, по-прежнему полагаем параболическую передаточную характеристику для основного усилителя. На эту проблему можно посмотреть под разными углами, и, как это часто бывает, использование разных точек зрения полезно для более полного понимания принципов.

Прежде всего, можно построить, точку за точкой, график  $v_{out}$  от  $v_{in}$  с включенной обратной связью и показать, что она более линейна, чем без обратной связи. Чтобы это сделать, берется некоторое значение  $v'$  и из уравнения (1), полагая  $A$  известным (усиление для малого сигнала), рассчитывается  $v_{out}$ . Затем определяется  $\beta v_{out}$ . Наконец, аккуратно учитывая знаки, получаем  $v_{in}$  из соотношения

$$v' = \beta v_{out} + v_{in} \quad (8)$$

Несложно понять, что с ростом  $A$  или  $\beta$  результирующая передаточная характеристика будет все ближе и ближе к идеальной прямой линии. С очень большим  $A$  или  $\beta$ ,  $v_{in}$  становится намного больше чем  $v'$ , тогда полное усиление примерно равно

$$v_{out}/v_{in} = -1/\beta \quad (9)$$

(бесконечная обратная связь)

Изменение от параболической передаточной характеристики к прямой линии по мере того, как петлевое усиление растет от нуля до бесконечности – это мягкий и постепенный процесс. Все промежуточные передаточные характеристики абсолютно плавные, без намека на выбросы или другие «бьяки». Но все ли они по-прежнему параболы или имеют меньшую кривизну?

Ответ на этот очень важный вопрос: нет. Указание на то, что должно быть именно так, может быть получено без разработки нового уравнения для передаточной характеристики. Начнем с  $\beta = 0$  (обратной связи нет). Для входного синусоидального сигнала с частотой  $f$  на выходе будем иметь  $f$  и  $2f$ . Для конечного  $\beta$  некоторое количество компоненты  $2f$  попадет на вход, так что усилитель получит на входе  $f$  и  $2f$ .

Теперь любое устройство с параболической, то есть квадратичной, передаточной характеристикой, с двумя входными сигналами разных частот, породит продукты интермодуляции с суммарной и разностной частотами, суммарная частота будет равна  $3f$ . (Это следует из факта, что  $(\sin \omega_1 t + \sin \omega_2 t)^2$  дает член  $2 \sin \omega_1 t \sin \omega_2 t$ , который равен  $\cos(\omega_1 - \omega_2)t - \cos(\omega_1 + \omega_2)t$ ). Таким образом, хотя усилитель без обратной связи не дает никаких искажений, кроме второй гармоники для гармонического сигнала (с одной частотой), при приложении небольшой обратной связи появляется третья гармоника. Однако, это еще не вся история, потому что эта третья гармоника, как и вторая, оказывается через петлю обратной связи на входе, где опять генерируются суммарные и разностные продукты. Теперь суммарные продукты – это четвертая и пятая гармоники. Теоретически этот процесс бесконечен, то есть каждая новая гармоника, попадая на вход, порождает гармоники более высоких порядков.

Но прежде, чем выносить поспешно приговор обратной связи, разумно посмотреть на величину этих эффектов, а также на то, насколько важно предположение о близости поведения реальных устройств к чисто параболической передаточной характеристике. Может, они уже производят сопоставимые количества высших гармоник до подключения обратной связи? Очевидно, что полностью удовлетворительное понимание проблемы можно лучше всего достичь, сочетая теорию и эксперимент.

Прежде чем представить для сравнения экспериментальные результаты, проследим дальше теорию обратной связи для идеального параболического устройства, чтобы получить действительные величины разных гармоник. Полный анализ сложен, но в целом подход выглядит так. Цель заключается в получении выражения для передаточной характеристики при замкнутой петле в виде степенного ряда

$$v_{out} = a_1 v_{in} + a_2 v_{in}^2 + a_3 v_{in}^3 + \dots \quad (10)$$

Потом подставляем сюда  $v_{in} = \hat{V}_{in} \sin \omega t$  и получаем результирующие величины гармоник. Для получения степенного ряда исходим из (8), а величину  $v'$  оттуда подставляем в (1). Это дает квадратное уравнение, связывающее  $v_{in}$  и  $v_{out}$ , которое можно решить и получить  $v_{out}$  как функцию  $v_{in}$ . Эта функция, однако, содержит квадратный корень и не является степенным рядом. Затем для получения желаемого степенного ряда используется биномная теорема (бином Ньютона?).

Подстановка  $v_{in} = \hat{V}_{in} \sin \omega t$  в этот ряд дает члены  $\sin \omega t$ ,  $\sin^2 \omega t$ ,  $\sin^3 \omega t$  и т.д. Как показано на рис.3,  $\sin^2 \omega t$  дает вторую гармонику, а простое расширение этого принципа показывает, что  $\sin^3 \omega t$  даст третью гармонику и т.д.<sup>5</sup> В итоге амплитуды различных гармоник получаются как функции входной амплитуды  $\hat{V}_{in}$ . Более удобно выразить их в процентах от  $\hat{V}_{in}$ . Это связано с тем, что при оценке усилителей важно знать процент различных гармоник при определенном уровне выходного напряжения, и как эти проценты зависят от глубины ООС. Результаты анализа даны в табл. 1,  $\alpha$  – константа искажений из (1),  $A$  – коэффициент усиления прямого тракта для очень слабого сигнала,  $\beta$  – коэффициент обратной связи.

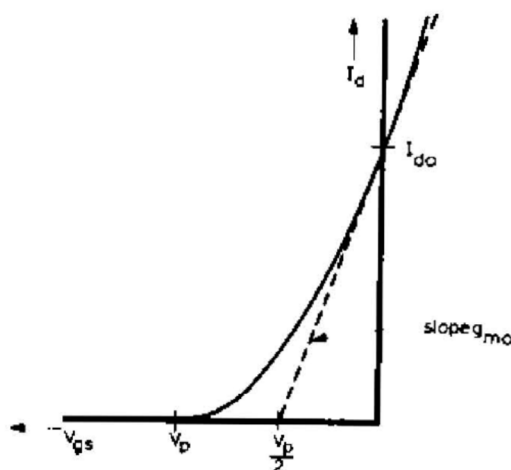


Рис. 4. Идеальная параболическая характеристика для полевого транзистора. Надпись: наклон  $g_{m0}$

Полезно построить кривые по формулам таблицы 1 и сравнить их с измерениями, используя в качестве параболического прибора полевой транзистор.

<sup>5</sup> Небольшой вклад в третью гармонику может дать член  $\sin^5$  при режиме, близком к перегрузке. Но в экспериментах использовались уровни намного ниже перегрузки, и им можно пренебречь.

Таблица 1. Теоретические формулы для искажений усилителя с обратной связью с параболической передаточной характеристикой в прямом тракте

| Номер гармоники | Процент от основной (частоты)                                   | Отношение амплитуд гармоник  |  |
|-----------------|---|------------------------------|--|
| Гармоники       | Гармоники   | Отношение                    |  |
| Harmonic number | Percentage of fundamental                                       | Ratio of harmonic amplitudes |  |
|                 |   | Harmonics                    | Ratio  |
| 2               | $\frac{50\alpha \hat{V}_{out}}{1-A\beta}$                       | 2nd : 3rd                    | $1 \times \frac{1-A\beta}{\alpha \hat{V}_{out} A\beta }$ |
| 3               | $\frac{50 A\beta \alpha^2 \hat{V}_{out}^2}{(1-A\beta)^2}$       | 3rd : 4th                    | 0.800 " "  |
| 4               | $\frac{62.50A^2\beta^2\alpha^3 \hat{V}_{out}^3}{(1-A\beta)^3}$  | 4th : 5th                    | 0.714 " "  |
| 5               | $\frac{87.50A^3\beta^3\alpha^4 \hat{V}_{out}^4}{(1-A\beta)^4}$  | 5th : 6th                    | 0.667 " "  |
| 6               | $\frac{131.25A^4\beta^4\alpha^5 \hat{V}_{out}^5}{(1-A\beta)^5}$ |                              |  |

Сейчас нужно заметить, что произведение  $\alpha \hat{V}_{out}$  в различных степенях присутствует в формулах и нужно выбрать величину, прежде чем строить кривые, как те, что на рис.7. Удобная процедура - выбрать величину  $\alpha$  так, чтобы теоретический процент второй гармоники в искажениях без обратной связи по формуле в таблице 1 ( $50\alpha \hat{V}_{out}$ ) была такой же, как измеренное значение второй гармоники в искажениях при выбранном значении  $\hat{V}_{out}$ . Это эффективно приводит в соответствие величину  $\alpha$  к такой же величине для практической схемы, и это более удобно, чем определение  $\alpha$  другими средствами.

### Характеристики полевого транзистора

Большинство учебников дают следующее уравнение для тока стока  $I_d$  полевого транзистора, для которого напряжение сток-исток  $V_{ds}$  намного выше напряжения отсечки  $V_p$ :

$$I_d = I_{do} \left[ \frac{V_{gs}}{V_p} - 1 \right]^2 \quad (11)$$

Это параболическое соотношение, как показано на рис. 4, и из этой диаграммы следует, что

$$g_{mo} = \frac{2I_{do}}{V_p} \quad (12)$$

( $g_m$  - крутизна. – Прим. переводчика). Таким образом, полевой транзистор оказывается идеальным параболическим устройством для проверки развитой выше теории искажений. Однако некоторое время назад я задумался, что должно быть нечто странное, если устройство точно имеет свойства, описываемые уравнением (11), по следующим причинам.

Дифференцирование (11) дает

$$g_m = \frac{dI_d}{dV_{gs}} = \frac{2I_{do}}{V_p} \times \left[ \frac{V_{gs}}{V_p} - 1 \right] \quad (13)$$

но из (11) имеем

$$\frac{V_{gs}}{V_p} - 1 = \sqrt{\frac{I_d}{I_{do}}}$$

и подстановка этого в (13) дает

$$g_m = \frac{2I_{do}}{V_p} \sqrt{\frac{I_d}{I_{do}}}$$

Наконец, используя (12) из этого получаем

$$g_m = g_{mo} \sqrt{\frac{I_d}{I_{do}}} \quad (14)$$

Согласно этому выражению с уменьшением рабочего тока стока,  $g_m$  падает пропорционально квадратному корню из  $I_d$ . Для биполярного транзистора  $g_m$  изменяется с током коллектора по формуле:

$$g_m = I_c \times \frac{q}{kT} \quad (15)$$

где  $q$  – заряд электрона,  $k$  – постоянная Больцмана,  $T$  – абсолютная температура. Здесь  $g_m$  пропорционально не квадратному корню из тока коллектора, а просто току коллектора, и для планарных кремниевых транзисторов это выполняется вплоть до токов величиной наноамперы. Поэтому, хотя полевой транзистор имеет меньшее  $g_m$ , чем биполярный транзистор, при токе, скажем, 1 мА, более плавный спад с уменьшением тока для полевого транзистора, при достаточно продолжительном спаде даст для полевого транзистора большее значение  $g_m$ , чем для биполярного, при малых токах. С учетом очень фундаментальных величин в формуле (15) я чувствую, что этот результат слишком хорош, чтобы быть верным. Поэтому были измерены значения  $g_m$  для полевого транзистора в широком интервале тока стока (рис.5).

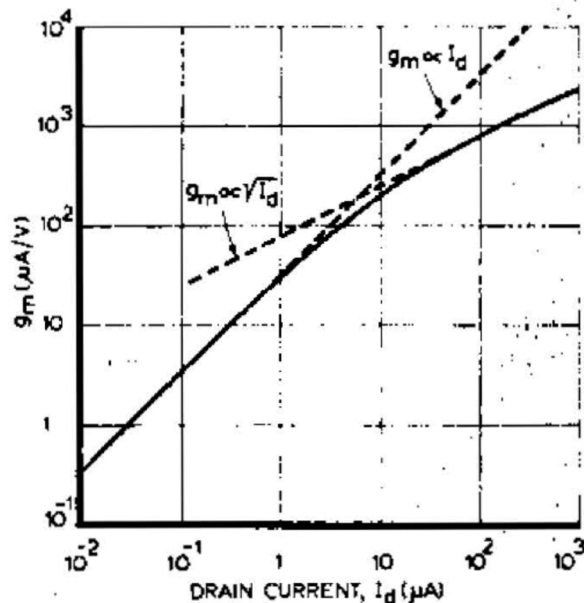


Рис. 5. Измеренная крутизна для полевого транзистора.

Похоже, что законы природы вступают в игру и не допускают, чтобы  $g_m$  полевого транзистора превысил эту величину для биполярного транзистора. Будет видно, что более крутая пунктирная

асимптота очень близка к той, что ожидается для биполярного транзистора, и если ее продолжить вправо, даст  $g_m$  почти 40 мА/В при 1 мА.

Из-за отмеченного несовпадения между обычным соотношением из учебника (11) и тем, что установлено на практике, не следует ожидать, что передаточная характеристика, для полевого транзистора, соответствующая рис. 4, будет чисто параболической. Соответственно, даже без обратной связи кроме второй гармоники будут присутствовать в некоторой степени и другие гармонические компоненты.

Однако несмотря на вышесказанное, предположение, что передаточная характеристика полевого транзистора имеет вид (11), достаточно близко к реальности и позволяет рассчитать вторую гармонику для каскада усиления без обратной связи, при условии, что ток не очень мал (рис.5). Из ур-ия (11) можно получить, что

$$\%2nd = 12.5 \frac{\hat{I}}{I_{dc}} \quad (16)$$

(полевой транзистор без обратной связи),

где  $\hat{I}$  - размах тока стока основной частоты, а  $I_{dc}$  – постоянный рабочий ток стока. Уравнение (16) можно сравнить с результатом для идеального управляемого напряжением биполярного транзистора:

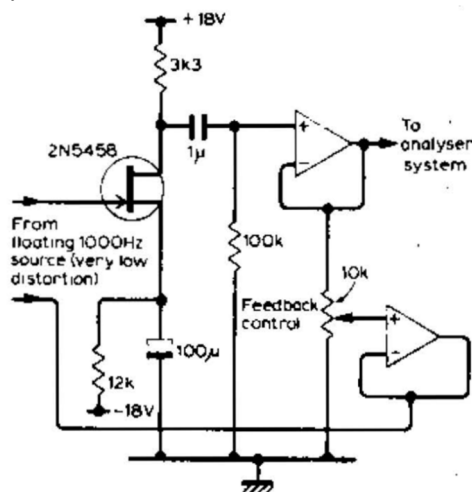
$$\%2nd = 25 \frac{\hat{I}}{I_{dc}} \quad (17)$$

(биполярный транзистор без обратной связи).

Можно записать и другую формулу [1,2]<sup>6</sup>

$$\%2nd = \hat{V}_{in} \quad (18)$$

где  $\hat{V}_{in}$  - пиковое напряжение входного сигнала в милливольтх. Но для полевого транзистора таких простых результатов получить нельзя.



Надписи: незаземленный 1000 Гц источник с очень низкими искажениями; управление обратной связью, к анализатору

Рис. 6. Тестовая схема для измерения гармонических искажений

<sup>6</sup> В формуле (18) явная опечатка: слева проценты, а справа напряжение. Возможно, вместо знака равенства должен стоять знак пропорциональности. – Прим. переводчика



## Испытательная схема для полевого транзистора

Экспериментальная схема, использовавшаяся для измерения искажений каскада на полевом транзисторе с обратной связью и без нее, показана на рис. 6. Дорогое оборудование не использовалось. Источник сигнала 1000 Гц состоял из самодельного RC-генератора с низкими искажениями, сигнал которого подавался на вход усилителя Quad 50E, «очищающая» схема с воздушным сердечником подключалась к незаземленному выходу. Анализатор состоял из параллельного узкополосного режекторного Т-фильтра на 1000 Гц, выход которого подключался ко входу RC-генератора, переделанного так, чтобы работать как очень чувствительный селективный усилитель, подключенный к электронно-лучевому осциллографу. Для всех измерений, кроме измерения второй гармоники, перед селективным усилителем подключался пассивный узкополосный режекторный фильтр, настроенный на вторую гармонику. После настройки на определенную гармонику, вход анализатора подключался к другому генератору, работающему на частоте гармоники, и его известное выходное напряжение подстраивалось, чтобы дать такой же размер картинки на экране осциллографа. С соответствующими мерами против фона и радиочастотных помех эта система одновременно обладала и высокой чувствительностью, и достаточной точностью. Был сделан тест, в котором источник сигнала с повышенным уровнем подключался через 3,3 ком резистор прямо к интегральному повторителю. Уровень гармоник на выходе любой интегральной схемы при том же уровне основной (первой) гармоники был ничтожен в сравнении с уровнем при подключении полевого транзистора.

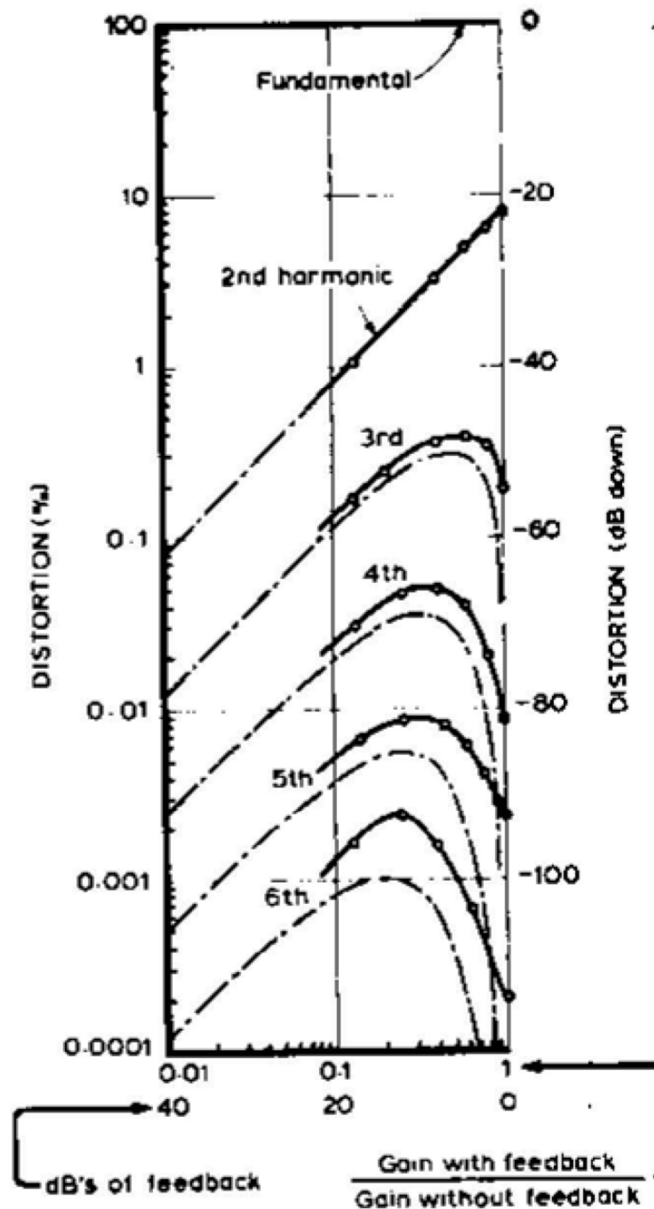
## Анализ результатов

На рис. 7 сплошной линией показаны результаты измерений для схемы рис.6, штрих-пунктирные линии построены по формулам таблицы 1. Все графики относятся к пиковому напряжению основной гармоники на выходе 3 В. (Удобный факт: даже при высоком уровне второй гармоники пиковое значение основной гармоники равно в точности половине величины от пика до пика общего выходного сигнала.)

Средний ток стока на рис.6 равен 1,55 мА. Нагрузка 3,2 ком, что дает пиковый ток 0,94 мА при пике напряжения 3,2 В. Уравнение (16) предсказывает в этом случае уровень второй гармоники  $12,5 \times (0,94/1,55) = 7,6\%$ . Можно видеть, что предсказанное и измеренное значения близки. Однако, как и ожидалось, полевой транзистор без обратной связи не имеет ни в коем случае параболическую характеристику, в измерении видны заметные уровни гармоник высокого порядка, хотя самая большая из них – третья, имеет уровень всего 0,19%, несмотря на довольно высокий уровень сигнала на выходе.

При подключении обратной связи измеренная величина третьей гармоники, удобно выраженная в процентах относительно основной гармоники на выходе, сначала растет по мере того, как все больше и больше второй гармоники попадает с выхода на вход и интермодулирует с напряжением основной гармоники между затвором и истоком, генерируя таким образом сумму на частоте третьей гармоники. При дальнейшем росте глубины обратной связи улучшение линейности усилителя оказывает доминирующее влияние и при большой глубине обратной связи уровень третьей гармоники (при постоянном выходном напряжении основной частоты) становится прямо

пропорциональным величине  $1/(1-A\beta)$ . Похожие эффекты существуют также для других гармоник, и можно будет увидеть, что измеренные искажения при глубокой обратной связи близки к искажениям, рассчитанным исходя из чисто параболической передаточной характеристики. Таким образом, как минимум для полевого транзистора (хотя на самом деле это применимо и к биполярному) основной механизм искажений типа третьей и более высоких гармоник при условии достаточно глубокой обратной связи – интермодуляция, а не кубические и более высокие члены в степенном ряде, описывающем передаточную характеристику.



Надписи: искажения (%), искажения (dB вниз), дБ обратной связи, усиление с ООС/без ООС

Рис.7. Сплошные линии – измерения для схемы на рис 6. Штрих-пунктирные – расчет в предположении идеального параболического отклика полевого транзистора, как показано на рис.4. Все кривые построены для выходного напряжения 3 В в пике.

### Выводы

На основании вышеизложенного можно сделать следующие важные выводы.

- 1) Даже полевой транзистор без обратной связи генерирует гармоники высокого порядка и поэтому при воспроизведении аудиограммы будут генерироваться продукты интермодуляции высоких порядков.
- 2) Небольшое количество отрицательной обратной связи (напр., 6 дБ) в однотактном каскаде хотя и снижает искажения в виде второй гармоники и общие искажения примерно на 6 дБ, увеличивает искажения высоких порядков, и качество воспроизведения может заметно ухудшиться при субъективной оценке.

- 3) Если глубина ООС достаточно велика, все существенные гармоники (и соответствующие продукты интермодуляции) могут быть уменьшены до намного низшего уровня, чем без ООС, правда необходимая для этого глубина связи возрастает с ростом номера гармоники, которую нужно подавить. (Напр., обращаясь к Рис. 7, 16,5 дБ обратной связи достаточно для получения третьей гармоники на уровне, как без ООС, тогда как 35 дБ требуется для снижения 6-ой гармоники до без-ООС-ного уровня).
- 4) Величина гармоник очень высоких порядков увеличивается при использовании ООС при любой глубине ООС, но это не имеет последствий, если они при этом малы, скажем 120 дБ ниже основной гармоники.
- 5) Рис. 7, как уже отмечалось применим для конкретного выходного уровня 3В в пике для схемы на рис.6, максимальный размах тока стока при этом составляет 60% от рабочего тока - иными словами это режим класса А. Когда уровень сигнала меньше, разные гармоники снижаются с разной скоростью, как видно из Табл.1. Процент второй гармоники пропорционален амплитуде выходного напряжения, в то время как, например, процент пятой гармоники пропорционален 4-ой степени этой амплитуды<sup>7</sup>. На логарифмическом масштабе, как на рис. 7, эффект от уменьшения уровня выходного сигнала состоит в том, что все кривые имеют одинаковую форму, но каждая смещается вниз на расстояние, пропорциональное  $(n - 1)$ , где  $n$  – номер гармоники, так что расстояние между кривыми увеличивается. Таким образом при снижении уровня сигнала высшие гармоники быстро становятся ничтожно малыми.

### **References**

1. Baxandall, P. J., "Low-distortion amplifiers – Part 2", *J. British Sound Recording Association*, Nov. 1961, pp. 246-256.
2. Taylor, E. F., "Distortion in low-noise amplifiers", *Wireless World*, Aug. 1977, pp. 28-32.

---

<sup>7</sup> Из таблицы 1 четко видно, что амплитуда гармоники с номером  $n$  пропорциональна  $V_{out}^{(n-1)}$ . Странно, что автор об этом не пишет. – Прим. переводчика.

## Конструирование звуковых усилителей мощности - 6

Wireless World, февраль 1979

### Еще об отрицательной обратной связи и нелинейных искажениях - продолжение части 5

Часть 5 в декабрьском выпуске (1978) обсуждала теорию нелинейных искажений в идеальном усилителе с обратной связью с параболической характеристикой в прямом тракте. Сейчас внимание будет обращено к искажениям в цепях с обычными (биполярными) транзисторами,<sup>8</sup> имеющими экспоненциальные передаточные характеристики. Вводится понятие «обратных искажений», приводящее к полезной теореме об искажениях.

Схема, использованная для получения представленных далее экспериментальных результатов, показана на рис. 1, и она такая же, как для полевого транзистора в части 5, за исключением двух небольших изменений. Конденсатор 1 нФ оказался необходим для предотвращения ВЧ-генерации с полностью включенной обратной связью, а резистивный аттенюатор в основной схеме добавлен для уменьшения петлевого усиления до того же уровня, что и в случае схемы с полевым транзистором. Измеренное усиление транзистора по току ( $\beta_{dc}$ , или  $h_{FE}$ ) было 580 при  $I_b = 1 \mu A$ .

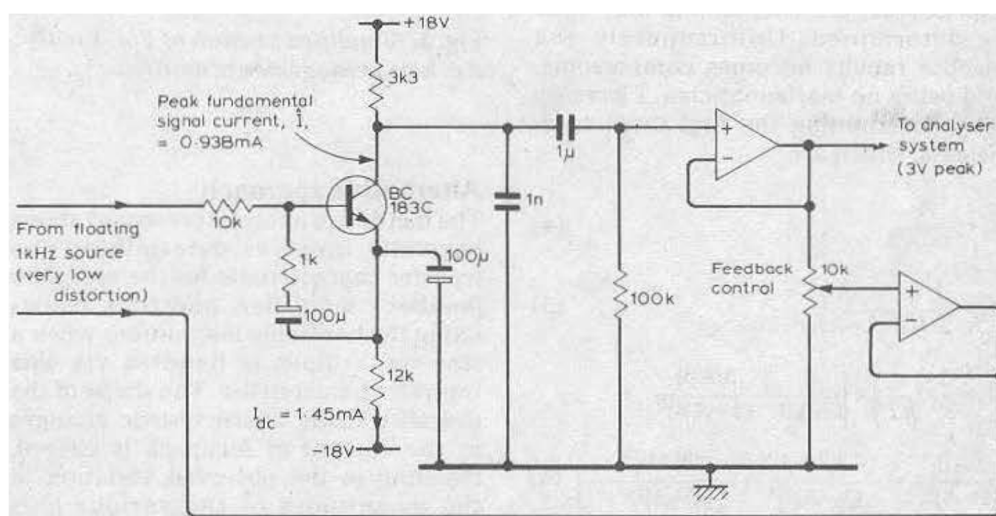
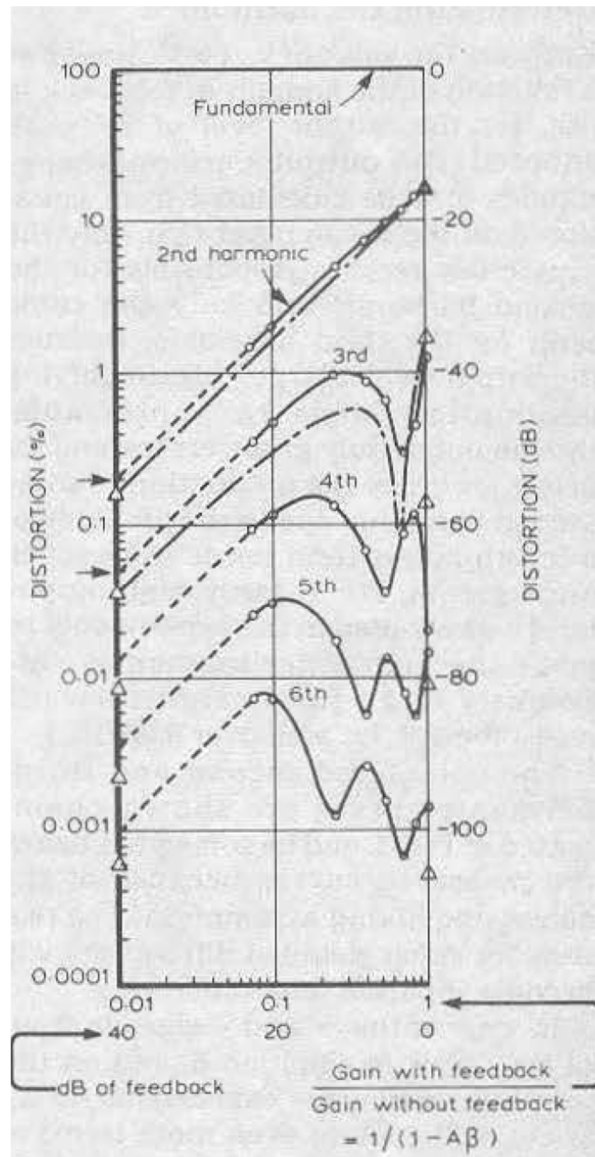


Рис. 1. Схема, использовавшаяся для измерения искажений.

При измерениях выходное напряжение основной гармоники поддерживалось постоянным на уровне 3 В, что соответствовало отношению пикового тока сигнала к прямому рабочему току 0,647, то есть те же условия, что и в тестах с полевым транзистором в части 5. Результаты показаны сплошными линиями на рис.2, и имеют некоторые удивительные особенности в сравнении с

<sup>8</sup> Такие транзисторы иногда называют bipolar junction transistors - «биполярные транзисторы с переходом», потому что их действие включает заряды обоих знаков. Обычные полевые транзисторы тоже имеют переход, но являются униполярным устройством, так как используются только заряды одного знака.

результатами для полевого транзистора. Много усилий, как формально-аналитических, так и на интуитивном уровне было приложено для их понимания, и это привело к прояснению картины.



Надписи: искажения (%), искажения (дБ), дБ обратной связи, (усиление с ООС)/(без ООС) =  $1/(1 - A\beta)$

Рис.2. Рассчитанные и измеренные результаты для схемы на рис.1.

Биполярный транзистор имеет большое преимущество, которое заключается в том, что при низких токах коллектора с большой точностью выполняется соотношение

$$I_c = I_0 \exp \frac{qV_{be}}{kT} \quad (1)$$

где  $I_c$  – ток коллектора,  $V_{be}$  – напряжение база-эмиттер, остальные члены – константы. (Считаю, что тенденцию всегда рассматривать биполярные транзисторы как устройства, управляемые током, а усиление по току - как основной параметр для конструирования, следует осуждать).

Ожидается, что на практике биполярный транзистор должен следовать вышеприведенной формуле с большей точностью, чем полевой транзистор – параболической формуле, поэтому

казалось бы логично думать, что необычные изгибы на кривых рис.2 могут быть теоретически объяснимы на основе соотношения (1).

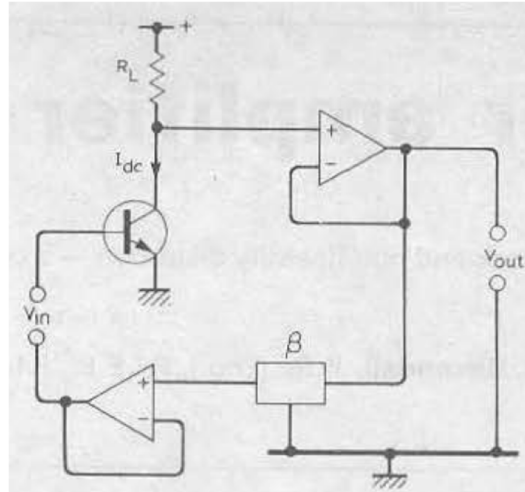


Рис. 3. Упрощенная версия рис.1. Опущены цепи смещения.

### Определение передаточной характеристики

Для анализа можно упростить схему, как показано на рис.3, предполагается, что транзистор подчиняется соотношению (1). Можно показать, что приращения сигнала на входе и выходе связаны выражением

$$v_{out} = -R_L I_{dc} \left[ \exp \frac{q v_{in}}{kT} \times \exp \frac{q \beta v_{out}}{kT} - 1 \right] \quad (2)$$

где  $q$  – заряд электрона ( $1,60 \times 10^{-19}$  кулон),  $k$  – постоянная Больцмана ( $1,38 \times 10^{-23}$  Дж/Кельвин<sup>9</sup>),  $T$  – абсолютная температура. Чтобы рассчитать гармоники в  $v_{out}$  при подаче на вход  $v_{in}$  в виде  $\hat{V}_{in} \sin \omega t$ , надо использовать следующее соотношение в виде степенного ряда:

$$v_{out} = a_1 v_{in} + a_2 v_{in}^2 + a_3 v_{in}^3 + a_4 v_{in}^4 + \dots \quad (3)$$

Коэффициенты  $a_1$  и др. можно найти с помощью теоремы Маклорена:

$$a_1 = \left[ \frac{dv_{out}}{dv_{in}} \right]_{v_{in}=0}$$

$$a_2 = \frac{1}{2!} \left[ \frac{d^2 v_{out}}{dv_{in}^2} \right]_{v_{in}=0}$$

$$a_3 = \frac{1}{3!} \left[ \frac{d^3 v_{out}}{dv_{in}^3} \right]_{v_{in}=0}$$

Дифференцирование соотношения (2) и подстановка  $v_{in} = 0$  позволят рассчитать коэффициенты. Алгебра громоздка, и, не будучи математиком, я сдался после третьего члена:

<sup>9</sup> В оригинале написано  $1.38 \times 10^{-23} \text{ joules/deg C}$ , что неверно. - Прим. переводчика.

$$a_1 = \frac{A}{1 - A\beta} \quad (4)$$

$$a_2 = \frac{1}{2!} \frac{q}{kT} \frac{A}{(1 - A\beta)^3} \quad (5)$$

$$a_3 = \frac{1}{3!} \left( \frac{q}{kT} \right)^2 A \left[ \frac{1}{1 - A\beta} - \frac{3|A\beta|}{(1 - A\beta)^2} + \frac{3|A\beta|^2}{(1 - A\beta)^3} - \frac{|A\beta|^3 + 3|A\beta|}{(1 - A\beta)^4} + \frac{3|A\beta|^2}{(1 - A\beta)^5} \right] \quad (6)$$

В этих уравнениях  $\beta$  положительно, а  $A = -g_m R_L$ , где  $g_m$  – крутизна транзистора при  $v_{in} = v_{out} = 0$ , а  $I_{dc}$  – ток коллектора.

### Определение гармоник

Зная величину  $v_{in} (= \hat{V}_{in} \sin \omega t)$  как функцию глубины обратной связи для принятого уровня выходного напряжения  $3V$  в пике, можно рассчитать величины гармоник на выходе из уравнения (3) в предположении, что только квадратичный член отвечает за вторую гармонику и только кубичный член отвечает за третью гармонику. Так как выходное напряжение велико, это упрощение ведет к заметным, хотя и не чрезмерно большим, искажениям, и для лучшей точности нужно учесть влияние члена четвертой степени на величину второй гармоники и т.д. Довольно высокий уровень на выходе был принят в эксперименте, чтобы гармоники высоких порядков были достаточно велики для прямых измерений, то есть значительно выше 0,0001%.

Рассчитанные кривые для второй и третьей гармоник показаны штрих-пунктиром на рис. 2, и лежат немного ниже измеренных кривых из-за вышеуказанного упрощающего предположения. Причины других отличий будут ясно позднее.

Учитывая знаки + и - перед членами в соотношениях (6) и предполагая, что выражения для  $a_4$  и  $a_5$  будут содержать еще больше членов обоих знаков, можно как минимум сказать, что неудивительно то, что измеренные кривые для гармоник высоких порядков имеют более сложный вид.

### Альтернативный подход

Метод анализа, представленный выше, фактически включает определение передаточной характеристики для полного усилителя с обратной связью и затем расчет величин гармоник при подаче на вход гармонического сигнала с помощью этой передаточной характеристики. Форма передаточной характеристики в целом изменяется при изменении глубины обратной связи, приводя к изменению уровня гармоник. Следует подчеркнуть, что интермодуляция не включена в рассмотрение, когда на входе схемы гармонический сигнал (одна синусоида).

Альтернативный подход, очень полезный для дальнейшего понимания, включает анализ на основе инвариантной передаточной характеристики в прямом тракте усилителя. Тогда интермодуляционные эффекты обязаны быть учтены, так как прямой тракт усиления принимает на вход как входной гармонический сигнал, так и сигнал, прошедший  $\beta$ -цепочку с выхода усилителя, последний при этом содержит вклад от гармоник, которые интермодулируют с основной гармоникой и друг с другом.

В частности, основная гармоника и вторая гармоника интермодулируют и порождают компоненту на частоте третьей гармоники, а тщательный анализ полярностей сигналов показывает, что эта третья гармоника находится в противофазе с такой же, формируемой непосредственными искажениями основной гармоники.

Если сделать эти противофазные компоненты на частоте третьей гармоники равными по величине, получим в целом ноль на кривой полных искажений для третьей гармоники. Считается, что тот факт, что при измерении третьей гармоники вместо полного нуля имеем минимум, связан с тем присутствуют небольшие фазовые ошибки, не позволяющие иметь две компоненты с третьей гармоникой точно в противофазе.

Еще один интермодуляционный эффект – результат интермодуляции основной гармоники и третьей гармоники, в результате чего появляется вторая гармоника, амплитуда которой хотя и значительно меньше амплитуды второй гармоники, порождаемой прямо от первой, тем не менее слегка искажает форму кривой.

Процент второй гармоники, генерируемой транзистором, при постоянном выходном напряжении, пропорционален напряжению третьей гармоники, заводимой цепью ООС обратно в основную схему, но процент выходных искажений уменьшен в  $(1 - A\beta)$  раз отрицательной обратной связью. Для рабочих условий слева от нуля кривой для третьей гармоники, эта интермодуляционная генерируемая вторая гармоника имеет ту же фазу, что и вторая гармоника, прямо генерируемая в тракте. Ее величина на выходе усилителя при достаточной глубине ООС такова, что поднимает кривую для второй гармоники на постоянную величину, и рассчитанное расстояние имеет порядок, показанный (на рис. 2).

Полезно сравнить кривые на рис. 2 с кривыми на рис. 7 в части 5. Есть две существенные различия: (а) кривые для полевого транзистора не имеют нулей или минимумов и (б) измеренная для полевого транзистора кривая для второй гармоники не отклоняется от линейности, как это происходит на кривой на рис. 2. Считают, что причина (а) выше в том, что для образца полевого транзистора, который использовался в экспериментах, гармонические искажения, генерируемые компонентой на частоте третьей гармоники были скорее в фазе, чем в противофазе, по отношению к компоненте, генерируемой интермодуляцией. Члены высокого порядка в передаточной характеристике для полевого транзистора, в отличие от таковых для биполярного транзистора, похоже, изменяются от образца к образцу – образец, использовавшийся для (получения) результатов рис. 7 (часть 5), был отобран по низкой третьей гармонике. Вполне возможно, другие образцы дадут кривые с нулями, но это не исследовалось.

Причина отличия (б) выше состоит просто в том, что уровень сигнала был слишком низким для того, чтобы эффект был заметным. Хотя и полевой транзистор, и биполярный транзистор работали с одним и тем же отношением пика сигнала к постоянному рабочему току, полевой транзистор в силу другого вида передаточной характеристики давал меньший уровень второй гармоники в искажениях в отсутствие обратной связи – см. соотношения (16) и (17) в части 5. При повышении пикового уровня выходного сигнала с 3В до 4В наблюдалось заметное отклонение кривой для второй гармоники от линейности.

## Теория глубокой обратной связи

Для кривых на рис. 2 характерно, что все их сложные особенности исчезают при применении достаточно (глубокой) обратной связи, и этот факт наводит на мысль, что, возможно, части кривых, соответствующие глубокой ООС, могут быть рассчитаны без указанных усложнений. Это действительно похоже на правду, и считается, что понимание этого факта очень важно для разработки усилителей, поскольку разработчиков реально обычно интересует поведение и характеристики усилителя при большой глубине ООС.



Любой усилитель, в принципе, может быть и без обратной связи доведен до состояния, обеспечивающего отличную синусоиду на выходе для заданного уровня, путем подачи соответствующим образом искаженного сигнала на вход. При подключенной обратной связи это же абсолютно неискаженное выходное напряжение может быть обеспечено, если  $V_{in}$  (рис. 4) организовано так, чтобы содержать необходимое напряжение ошибки, как обсуждалось выше, плюс дополнительно некоторое количество основной гармоники для компенсации основной гармоники, которая вводится отрицательно на вход схемы через  $\beta$ -цепочку. (Для выходного напряжения без искажений напряжение обратной связи, конечно же, чисто синусоидальное.) Таким образом, с увеличением  $\beta$ ,  $V_{in}$  должно выдавать спектр гармоник постоянной амплитуды плюс повышенное количество основной частоты. Величина требуемого уровня основной частоты на входе для заданного постоянного выходного напряжения  $V_{out}$  дается обычной формулой для обратной связи

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{A}{1 - A\beta}$$

которое для удобства перепишем в виде

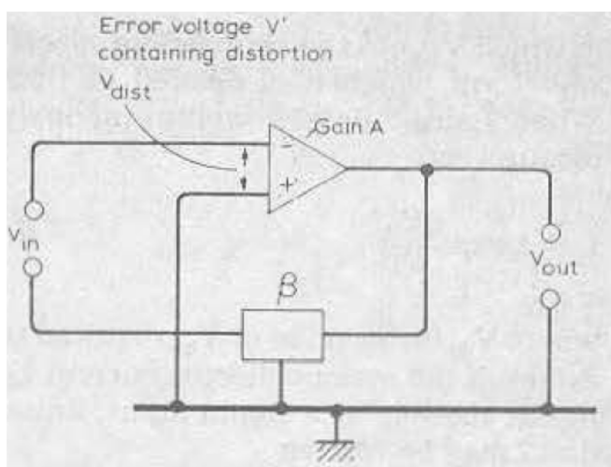
$$V_{in} = V_{out} \frac{1 - A\beta}{A}$$

Поскольку гармоническая часть входного сигнала практически постоянна, процент искажений на входе обратно пропорционален количеству основной гармоники на входе, то есть  $1/(1 - A\beta)$ , и это справедливо для любой частоты. Это также справедливо для глубокой и неглубокой ООС.

Таким образом, видно, что ситуация с искажениями в усилителе с обратной связью действительно упрощается, если на нее смотреть с точки зрения процента входных искажений при чистом выходе, а не более традиционно – с точки зрения выходных искажений при чисто синусоидальном входном сигнале. В этом месте мне могут возразить, что, хотя, возможно, действительно проще рассматривать механизм обратной связи таким образом, концепция является искусственной и не связана с тем, как усилители используются на практике. Однако применение этого метода основано на том факте, что при условии достаточно глубокой обратной связи искажения становятся практически идентичными, выражены ли они на основе принципа «искаженный вход-чистый выход» или на основе обычного подхода «искаженный выход – чистый вход». В общем, если процент искажений без обратной связи рассчитан по принципу «чистый выход-искаженный вход», что оказывается довольно просто, то искажения с глубокой обратной связью равны только что упомянутым процентам искажений без ООС, деленным на  $(1 - A\beta)$ , при этом выходной уровень поддерживается постоянным. Это справедливо как для общих гармонических искажений, так и для всех практически важных индивидуальных гармоник, единственное условие - достаточно большая глубина ООС. Для рабочих условий применительно к рис. 2 или рис. 7 части 5 очевидно, что ООС глубиной 20 – 26 дБ удовлетворяет понятию «достаточно глубокая ООС».

Сейчас необходимо обосновать утверждение, что искажения при достаточно глубокой ООС практически одинаковы, выражены ли они на основе принципа «искаженный вход-чистый выход» или на основе обычного подхода «искаженный выход – чистый вход». Обратимся к рис. 4 и рассмотрим состояние дел, когда  $V_{in}$  имеет чисто синусоидальную форму, а его величина подобрана так, чтобы поддерживать постоянное напряжение на выходе независимо от глубины ООС. Без ООС  $V'$  будет равно  $V_{in}$  и будет синусоидальным, а  $V_{out}$  – сильно искаженным. С ростом глубины ООС  $V_{out}$  становится все более и более синусоидальным, для этого необходимо, чтобы

форма  $V'$  воспроизводила все точнее и точнее конкретную форму сильно искаженного сигнала, характерную для прямого тракта конкретного усилителя, что приведет к идеально синусоидальному сигналу на выходе. Все искажения в  $V'$ , назовем их  $V_{dist}$ , приходят от  $\beta$ -цепочки, так как  $V_{in}$  не имеет искажений. При большой глубине обратной связи напряжение основной гармоники, подаваемое через цепь ООС на вход, очень близко к  $V_{in}$ . Следовательно, процент искажений на выходе от  $\beta$ -цепочки, а поэтому и напряжение на выходе усилителя, которое поступает в цепь ООС, почти точно равно  $(V_{dist}/V_{in}) \times 100\%$ . Если сейчас, при этой большой глубине ООС небольшое количество гармонического материала вводится в сигнал  $V_{in}$  так, чтобы на выходе была совершенная синусоида, то ни величина  $V_{in}$ , ни гармоническое содержимое в сигнале  $V'$  не изменятся более, чем на ничтожно малую величину, так что искажения по-прежнему будут почти точно  $(V_{dist}/V_{in}) \times 100\%$ . Таким образом, чем глубже обратная связь, тем с большей точностью выходные искажения для чистого входного сигнала равны искажениям на входе для чистого выходного сигнала.



Надпись: напряжение ошибки  $V'$ , содержащее искажения  $V_{dist}$

Рис. 4. Базовая конфигурация усилителя с обратной связью

Другой аргумент в поддержку утверждения, что процент искажений при большой глубине ООС практически одинаков при двух подходах к анализу, состоит в следующем. Обратимся еще раз к рис.4 и предположим, что  $V_{in}$  содержит достаточно гармоник, чтобы  $V_{out}$  было идеальной синусоидой. Теперь, с этими необходимыми гармониками на входе, представим, что мы добавляем на вход еще гармоника, причем амплитуда каждой равна амплитуде соответствующей существующей гармонике, но находится в противофазе к ней. В результате мы погасим все гармоники на входе, но внесем гармоники в  $V_{out}$ . Если гармоники, введенные таким образом в  $V_{out}$ , есть просто результат усиления дополнительно введенного набора гармоник, тогда получается, что процент искажений один и тот же, рассматриваем ли мы на основе входного сигнала без искажений или выходного сигнала без искажений. Насколько это близко к практическим задачам, зависит от того, насколько низки интермодуляционные искажения, вносимые усилителем с обратной связью при добавлении дополнительных входных гармоник при наличии на входе сигнала основной частоты большой амплитуды, и ясно, что чем больше глубина ООС, тем менее значимыми будут «ложные» гармоники, вносимые интермодуляцией, напр., интермодуляция основной и второй гармоник порождает некоторое количество третьей гармоники.

Таким образом, пришли к заключению, что при достаточно большой глубине обратной связи процент гармонических искажений будет примерно одинаков, если его рассматривать, как

обычно, исходя из чистого сигнала на входе, или же, наоборот, анализируя искажения на входе при чистом выходном сигнале.

### Теорема об искажениях

Идеи, обсуждавшиеся выше, можно сформулировать в виде теоремы об искажениях, применимой как к общим, так и к индивидуальным гармоническим искажениям:

«Процент гармонических искажений на выходе усилителя с глубокой ООС и синусоидальным сигналом на входе с большой точностью равен проценту искажений на входе для получения выходного сигнала без искажений, деленному на  $(1-A\beta)$ ».

Полезность этой теоремы зависит от знания того, какие искажения следует добавить на вход типичных усилителей, чтобы получить на выходе сигнал без искажений, но к счастью, необходимая (для этого) теория относительно проста. Такие искажения можно назвать «обратные искажения».

### Теория обратных искажений для биполярного транзистора

Рассмотрим вначале простой одноконтурный каскад на биполярном транзисторе, предполагая, что транзистор подчиняется уравнению (1). Если  $V_{be}$  выбрано так, что  $I_c$  изменяется синусоидально, то

$$I_{dc} + \hat{I}_c \sin \omega t = I_o \exp \frac{qV_{be}}{kT} \quad (7),$$

где  $V_{be}$  имеет специальную форму, которую предстоит найти. Если  $\hat{I}_c \sin \omega t$  в некоторый момент времени проходит через ноль,

$$I_{dc} = I_o \exp \frac{qV_{dc}}{kT} \quad (8)$$

где  $V_{dc}$  – это значение  $V_{be}$ , обеспечивающее средний ток коллектора  $I_{dc}$  в отсутствие сигнала на входе. Ур-ие (7) можно переписать

$$\log_e \left[ \frac{I_{dc} + \hat{I}_c \sin \omega t}{I_o} \right] = \frac{qV_{be}}{kT}$$

откуда

$$V_{be} = \frac{kT}{q} \left[ \log_e \frac{I_{dc}}{I_o} + \log_e \left( 1 + \frac{\hat{I}_c \sin \omega t}{I_{dc}} \right) \right] \quad (9)$$

Но из ур-ия (8)

$$\log_e \frac{I_{dc}}{I_o} = \frac{qV_{dc}}{kT}$$

так что (9) принимает вид

$$V_{be} = V_{dc} + \frac{kT}{q} \log_e \left( 1 + \frac{\hat{I}_c \sin \omega t}{I_{dc}} \right)$$

Теперь используем соотношение

$$\log_e(1+x) = x - x^2/2 + x^3/3 - x^4/4 + \dots$$

которое приводит к

$$V_{be} = V_{dc} + \frac{kT}{q} \left[ \frac{\hat{I}}{I_{dc}} \sin \omega t - \frac{1}{2} \left( \frac{\hat{I}}{I_{dc}} \right)^2 \sin^2 \omega t + \frac{1}{3} \left( \frac{\hat{I}}{I_{dc}} \right)^3 \sin^3 \omega t - \frac{1}{4} \left( \frac{\hat{I}}{I_{dc}} \right)^4 \sin^4 \omega t + \dots \right] \quad (10)$$

В предположении, что  $\hat{I}/I_{dc}$  не настолько велико, чтобы, например, член  $\sin^4$  серьезно влиял на уровень второй гармоники, ур-ие (4) дает процент искажений, как в среднем столбце таблицы 1.

Поскольку  $g_m = qI_{dc}/kT$  и  $\hat{I} = g_m \hat{V}_{in}$ , можно  $\hat{I}/I_{dc}$  заменить на  $q\hat{V}_{in}/kT$ . При 290 К, что соответствует низкоуровневым каскадам,  $kT/q = 25$  мЭВ. Эти факты позволяют посчитать результаты, показанные в правом столбце таблицы 1.

Таблица 1. Теоретические входные искажения в процентах для чисто синусоидального выходного сигнала для каскада на идеальном биполярном транзисторе без обратной связи

| Номер гармоники | Искажения % | Искажения (%), другая формула для 290К ( $V_{in}$ в мВ) |
|-----------------|-------------|---|
|-----------------|-------------|---|

| Harmonic number | Distortion %             | Distortion (%), alternative formulae for 290K ( $V_{in}$ in mV) |
|-----------------|--------------------------|---|
| 2               | $25(\hat{I}/I_{dc})^2$   | $1.33 \times 10^{-4} \frac{V_{in}^2}{V_{in}}$                   |
| 3               | $8.33(\hat{I}/I_{dc})^3$ | $2.00 \times 10^{-6} \frac{V_{in}^3}{V_{in}}$                   |
| 4               | $3.13(\hat{I}/I_{dc})^4$ | $3.20 \times 10^{-8} \frac{V_{in}^4}{V_{in}}$                   |
| 5               | $1.25(\hat{I}/I_{dc})^5$ | $5.33 \times 10^{-10} \frac{V_{in}^5}{V_{in}}$                  |

### Сравнение с нормальными искажениями

Полезно сравнить результаты в Табл. 1, с результатами искажений на выходе для биполярного транзистора без обратной связи при идеальном синусоидальном сигнале на входе. Обращаясь к

ур-ию (1), положим  $V_{be} = V_{dc} + \hat{V}_{in} \sin \omega t$ , где  $V_{dc}$  – постоянное напряжение смещения. Это приводит к

$$\frac{i_c}{I_{dc}} = \exp \frac{q\hat{V}_{in} \sin \omega t}{kT} - 1 \quad (11)$$

где  $i_c$  – мгновенная сигнальная компонента коллекторного тока, а  $I_{dc}$  – ток коллектора, когда  $\hat{V}_{in} \sin \omega t = 0$ . Теперь вспомним

$$\exp x = 1 + x + \frac{x^2}{2!} + \frac{x^3}{3!} + \frac{x^4}{4!} + \dots$$

и получаем

$$\frac{i_c}{I_{dc}} = \frac{q}{kT} \hat{V}_{in} \sin \omega t + \frac{1}{2} \left( \frac{q}{kT} \right)^2 \hat{V}_{in}^2 \sin^2 \omega t + \frac{1}{6} \left( \frac{q}{kT} \right)^3 \hat{V}_{in}^3 \sin^3 \omega t + \frac{1}{24} \left( \frac{q}{kT} \right)^4 \hat{V}_{in}^4 \sin^4 \omega t + \dots \quad (12)$$

Теперь можем посчитать процент гармоник как функцию  $\hat{V}_{in}$  и  $\hat{I}/I_{dc}$ , так как

$$\hat{V}_{in} = \frac{\hat{I}}{I_{dc}} \times \frac{kT}{q}$$

Подстановка этого в (12) дает

$$\frac{i_c}{I_{dc}} = \frac{\hat{I}}{I_{dc}} \sin \omega t + \frac{1}{2} \left( \frac{\hat{I}}{I_{dc}} \right)^2 \sin^2 \omega t + \frac{1}{6} \left( \frac{\hat{I}}{I_{dc}} \right)^3 \sin^3 \omega t + \frac{1}{24} \left( \frac{\hat{I}}{I_{dc}} \right)^4 \sin^4 \omega t + \dots \quad (13)$$

Из ур-ий (12) и (13) получены результаты, представленные в таблице 2. Как и ранее, предполагается, что  $\hat{I}/I_{dc}$  мало настолько, что можно пренебречь второй гармоникой, порождаемой членом  $\sin^4$  и т.д. Однако, из-за того члены в ур-ии (10) спадают с ростом номера не так быстро, как в ур-ии (13) большие значения  $\hat{I}/I_{dc}$  дают БОЛЬШИЕ ошибки в значениях обратных искажений в табл. 1, чем для таблицы 2.

| Номер гармоники | Искажения %                              | Искажения (%), другая формула для 290K ( $V_{in}$ в мВ)                |
|-----------------|--|--|
| Harmonic number | Distortion (%)                           | Distortion (%), alternative formulae for 290 K ( $\hat{V}_{in}$ in mV) |
| 2               | $25 \left( \hat{I}/I_{dc} \right)^2$     | $6.67 \times 10^{-3} \hat{V}_{in}^2$                                   |
| 3               | $4.17 \left( \hat{I}/I_{dc} \right)^3$   | $3.33 \times 10^{-4} \hat{V}_{in}^3$                                   |
| 4               | $0.521 \left( \hat{I}/I_{dc} \right)^4$  | $1.33 \times 10^{-7} \hat{V}_{in}^4$                                   |
| 5               | $0.0521 \left( \hat{I}/I_{dc} \right)^5$ | $4.44 \times 10^{-10} \hat{V}_{in}^5$                                  |

### Обратные искажения для параболического устройства

Для усилителя с параболической характеристикой, задаваемой ур-ием (1) в части 5, и повторенное здесь как ур-ие (14),

$$V_{out} = Av' + \alpha(Av')^2 \quad (14)$$

формулы для входных искажений для чисто синусоидального выходного (сигнала) без ООС даны в среднем столбце таблицы 3. Для идеального полевого транзистора существует ограничение: дно

параболы должно лежать на оси нулевого тока стока, как показано на рис.4 части 5, а тогда получается, что можно  $\alpha \hat{V}_{out}$  заменить на  $\frac{1}{4}(\hat{I}/I_{dc})$  и получить формулы в правом столбце таблицы 3. (Такая подстановка может также быть сделана вместо  $\alpha V_{out}$  в табл. 1 части 5 применительно к полевому транзистору).

**Табл. 3.** Теоретические входные искажения для чисто синусоидального выходного напряжения для типичного параболического устройства и полевого транзистора без обратной связи.

| Номер гармоники | Искажения (проценты)            |                        |
|-----------------|---------------------------------|------------------------|
|                 | Типичное параболическое устр-во | Идеальн. полевой. тр-р |

| Harmonic number | Distortion (percentage)        |                           |
|-----------------|--------------------------------|---------------------------|
|                 | General parabolic device       | Ideal f.e.t.              |
| 2               | $50\alpha \hat{V}_{out}$       | $12.5(\hat{I}/I_{dc})$    |
| 3               | $50\alpha^2 \hat{V}_{out}^2$   | $3.12(\hat{I}/I_{dc})^2$  |
| 4               | $62.5\alpha^3 \hat{V}_{out}^3$ | $0.977(\hat{I}/I_{dc})^3$ |
| 5               | $87.5\alpha^4 \hat{V}_{out}^4$ | $0.342(\hat{I}/I_{dc})^4$ |
| 6               | $131\alpha^5 \hat{V}_{out}^5$  | $0.128(\hat{I}/I_{dc})^5$ |

Сопоставляя первый столбец табл. 3 со средним столбцом табл. 1, видим, что входные гармоники для полевого транзистора при заданном  $\hat{I}/I_{dc}$  меньше и затухают быстрее с ростом номера, чем для биполярного транзистора. Однако во многих практических схемах с ООС этот явный недостаток биполярного транзистора будет заведомо компенсирован тем фактом, что он имеет намного большую крутизну, обеспечивая большее усиление в петле обратной связи и таким образом понижает все значительные гармоники до более низкого уровня, чем дает полевой транзистор.

В отношении исследования полевого транзистора в части 5 деление цифр в правом столбце таблицы 3 на 100 дает точки на левой вертикальной оси рис. 7 в части 5, которые совпадают с пересечением штрих-пунктирных линий.

### Связь с экспериментальными результатами

Сформулированная выше теорема об искажениях может быть использована, чтобы легко и быстро рассчитать примерно искажения на выходе для каскада на одном биполярном транзисторе, имеющего, скажем 40 дБ обратной связи, для  $\hat{I}/I_{dc} = 0.647$ , как использовалось в экспериментах на рис. 1. Цифры для обратных искажений без ООС из среднего столбца табл. 1, деленные на 100, дадут предсказание по искажениям с обратной связью. Полученные значения показаны треугольниками на левой вертикальной оси рис.2.

Как уже объяснялось, формулы в табл. 1 предполагают, что  $\hat{I}/I_{dc}$  весьма мало, чтобы можно было игнорировать вторую гармонику, возникающую от присутствия членов 4-ой и 6-ой степени в степенном ряде и т.д. При  $\hat{I}/I_{dc} = 0,647$  возникает приличная ошибка по этой причине. Вычисления показывают, что количество обратной второй гармоники, возникающей из-за членов  $\sin^4$  и  $\sin^6$  в ур-ии (10) составляют примерно 21% и 4% от величины, обусловленной членом  $\sin^2$ , а

количество (искажений в гармониках), возникающих из-за членов более высоких порядков, относительно ничтожно. Таким образом, следует ожидать, что истинные значения для второй гармоники будут на 26% выше тех, что в табл.1, причем расхождение будет резко снижаться со снижением уровня сигнала. Это более точное теоретическое предсказание показано стрелкой в левой части рис. 2 и хорошо соотносится с пунктирной экстраполяцией измеренной кривой.

На краю кривых рис 2, где глубина обратной связи нулевая, теоретические значения искажений даются средним столбцом табл.2 для  $\hat{I}/I_{dc} = 0,647$ , и эти значения показаны треугольниками на вертикальной правой оси. Как уже отмечалось, ошибки в условиях построения табл. 2, вызванные работой транзистора при относительно больших уровнях сигнала, меньше, чем для Табл. 1, однако существуют другие причины ошибок, которые следует рассмотреть. И тем не менее, рассчитанные проценты второй гармоники хорошо согласуются с экспериментом. Таким образом, форма кривой для второй гармоники может быть объяснена на основе растущего влияния членов высоких порядков в степенном ряду с ростом глубины обратной связи – это альтернативное, но одинаково разумное объяснение по отношению к ранее данному объяснению с привлечением интермодуляции в прямом тракте усилителя.

Теоретические точки для нулевой обратной связи, отмеченные треугольниками, для гармоник выше второй не очень хорошо согласуются с измеренными значениями. Причина этого связывается с тем, что, когда схема на рис.1 номинально имеет нулевую обратную связь, небольшое количество обратной связи возникает через резистор в цепи базы. Если это сопротивление, включая  $r_{bb}$ , равно 1,2 ком и предполагая коэффициент усиления по току 500, получаем, что оно эквивалентно резистору 2,4 ом в цепи эмиттера, приводя к значению  $1/(1-A\beta) = 0,88$ . Влияние 2,4 ом ничтожно из-за логарифмической шкалы на рис.2, кроме самой правой части кривых. С кривыми, сдвинутыми влево, логично предположить, что продлевая уже сформированные волнистые фигуры к оси  $1/(1-A\beta) = 1$ , можно подвинуть кривые примерно к теоретическим числам, показанным треугольниками.

Есть еще нюанс, который стоит упомянуть. В табл. 2 для биполярного транзистора без обратной связи, на вход которого подают синусоидальный сигнал, появляется множитель  $\hat{I}/I_{dc} \cdot \hat{I}$  -пиковое значение тока для основной гармоники, а  $I_{dc}$  – ток коллектора, когда сигнал проходит через ноль. Он может быть током покоя, если транзистор работает при фиксированном смещении, и тогда средний ток при поданном сигнале будет больше, чем  $I_{dc}$  из-за выпрямляющего эффекта. Однако ток не может сильно возрасти для схемы на рис.1 из-за тока через 12 ком резистор. Поэтому искажения должны быть выше, чем предсказывает теория. Тот факт, что измеренная кривая для второй гармоники проходит через предсказанные теорией 16% является удивительным. Эффект, о котором только что говорилось поднимает уровень, тогда как факт наличие незначительной обратной связи понижает его. При глубокой ООС оба эффекта ничтожны.

В целом, можно сделать вывод, что при достаточной глубине обратной связи, заложенной с самого начала, самые громоздкие части теории в этой статье, хотя и представляют академический интерес, не должны приниматься во внимание при конструировании.

(Продолжение следует)

*Примечание переводчика: Продолжение этого цикла статей не обнаружено.*