

Глава 9 Теория обратной связи

Универсальное уравнение обратной связи. Практическое применение местной обратной связи в усилителях. Влияние на линейность, уровень шума и частотные характеристики. Влияние на входное и выходное сопротивление. Практика виртуальных земель усилителя. Влияние на овердрайв. Стабильность и ограничения обратной связи. Глобальная обратная связь на практике. Основные формулы темы.

Обратная связь, как видно из её названия, являет собой подмешивание части выходного сигнала усилителя к входному. Это может быть сделано специально, либо произойти случайно через паразитные ёмкости и индуктивности при монтаже усилителя. К сожалению, обратная связь - сложная тема в области электроники, и включает в себя огромную часть теории объёмом гораздо большим, чем большинство глав этой книги. В первой части этой главы рассматривается простой случай обратной связи в одном каскаде, в во второй - исследуется обратная связь через несколько каскадов.

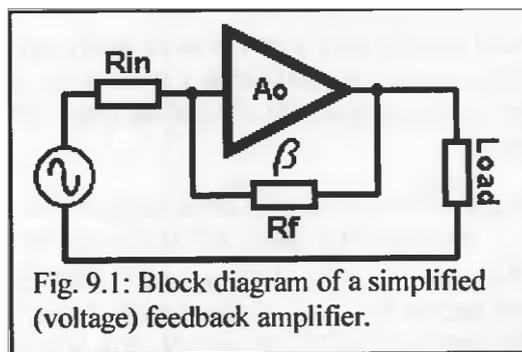
Универсальное уравнение обратной связи

Если напряжение сигнала обратно пропорционально выходному току, то такая связь называется **обратная связь по току**, если оно пропорционально выходному напряжению, то это **обратная связь по напряжению**. Насколько нам известно, это больше научные определения, так как оба этих типа обратной связи служат достижению одной и той же цели: управлению напряжением входного сигнала.

Если напряжение обратной связи находится в фазе из входным напряжением, то это будет способствовать его увеличению, и такой случай называется **положительной обратной связью** (более старые источники могут называть его **регенерация**). Если сигнал обратной связи достаточно велик, это увеличит входное напряжение достаточно сильно, которое в свою очередь увеличит сигнал обратной связи, а он опять увеличит входное напряжение и так далее. Это заставит усилитель бесконечно возбуждаться, что, как правило, нежелательно!

Если напряжение сигнала обратной связи сдвинуто на 180 градусов по фазе относительно входного напряжения, то это будет способствовать уменьшению входного сигнала и мы получим **отрицательную обратную связь** (в более старых источниках её называют **дегенерация**). Этот вариант, несмотря на уменьшение амплитуды сигнала, имеет свои преимущества.

На рис. 9,1 показана блок-схема инвертирующего усилителя с обратной связью, которая образуется через резистор обратной связи R_f . Усилитель, в целом, может состоять из одного или нескольких каскадов усиления. Если обратная связь охватывает только один каскад, то ее называют **местной** обратной связью. Если больше чем один каскад, то это **глобальная** обратная связь. Так как по форме обратная связь напоминает петлю вокруг усилителя, мы может описать этот усилитель как **открытый контур**, если он без обратной связи и **закрытый контур** если обратная связь присутствует. Если представить A_o как открытый контур (без добавления обратной связи), то 1В на входе будет производить A_o вольт на выходе.



Теперь допустим, что часть выходного сигнала подаётся обратно на вход. Если β - доля выходного сигнала подающегося обратно, то для каждого вольта, подающегося на вход, $A_o \beta$ вольт появляются на выходе и $A_o \beta$ подаются обратно. Это уже замкнутый контур и, следовательно, он потребует не 1В на входе, а $1 + A_o \beta$ вольт, чтобы произвести тот же эффект, что и без добавления

обратной связи. Отсюда мы получаем универсальное уравнение для обратной связи замкнутого контура (усиление после добавления обратной связи):

$$A_{cl} = \frac{A_o}{1 + A_o\beta} \dots\dots\dots LXI$$

Где

A_{cl} – усиление замкнутого контура

A_o – усиление открытого контура

β – доля обратной связи

Значение $A_o\beta$ называется коэффициентом усиления петли. Это объединение коэффициента усиления и петли обратной связи, то есть усиление, которое будет при разрыве петли обратной связи и коэффициент усиления схемы измеряется между этими «разорванными» проводами. Обычно мы видим, что коэффициент имеет отрицательное значение в расчётах, так как обратная связь является отрицательной.

Если коэффициент усиления разомкнутого контура A_o или **доля обратной связи**, β будут очень большими или бесконечными, то $A_o\beta \approx 1 + A_o\beta$ и уравнение для замкнутого контура будет упрощено:

$$A_{cl} = 1/\beta$$

В таких случаях A_{cl} рассчитывается исключительно по компонентам обратной связи и A_o больше не будет влиять на усиление. Таким образом, не будет никаких изменений в производительности усилителя если его активные компоненты будут с исчерпанным ресурсом или заменены на компоненты с другими характеристиками. Это правило обычно применяется к полупроводниковым усилителям, где возможна сильная обратная связь, в то время, как оно малоприменимо в ламповых усилителях, хотя может также оказаться справедливым, если охватываются несколько каскадов усиления с высокой долей обратной связи. Катодный повторитель и фазоинвертор с разделённой нагрузкой также являются примерами этого правила.

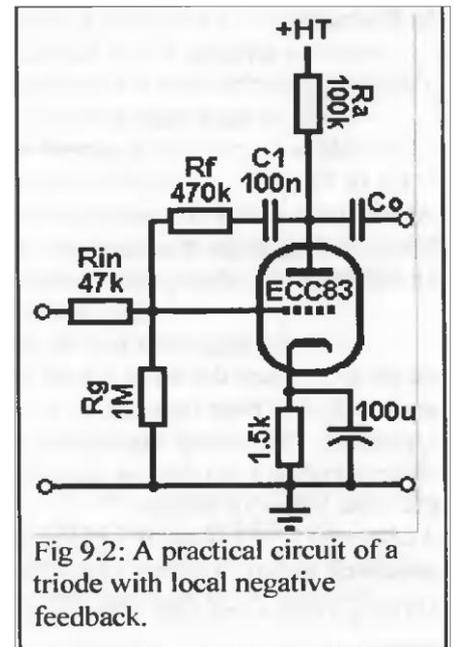
В конце хочется отметить, что в случае когда A_o или β имеют большие значения, входной сигнал будет как бы **виртуальной землёй**. Например, пусть имеется усилитель с открытым контуром и большим усилением (1000), и мы применяем 50% обратной связи, делая его из замкнутым контуром, тогда усиление будет:

$$A_{cl} = \frac{A_o}{1 + A_o\beta} = \frac{1000}{1 + (1000 \times 0.5)} = 2$$

При источнике сигнала в 1В, получим 2В сигнала на выходе. Но известно, что истинное усиление внутри самого усилителя 1000, так что настоящий сигнал на его входе будет $2/1000=2\text{мВ}$. Это настолько мало, что его можно рассматривать как ноль - вход близок к нулю вольт или как бы заземлён, от чего и получил название «виртуальная земля». Практически не зависимо от источника сигнал, что появляется на резисторе входа, и входной ток текут в виртуальную землю. Поэтому мы можем применять несколько входных резисторов от разных источников сигнала, не беспокоясь об их взаимодействии друг с другом. Такое явление называют **виртуальной землей усилителя** или **виртуальной землей микшера**.

Практическое применение местной обратной связи в усилителях

Вернёмся к практическим примерам для использования с лампами. Предположим, что ECC83 имеет типичную анодную нагрузку 100К, как показано на рис. 9,2, и имеет открытый контур с усилением -60 (хотя мы обычно опускаем знак «минус» для упрощения). Анодные и катодные резисторы выбираются обычным, известным нам уже способом. Отрицательная обратная связь применяется от анода к сетке через конденсатор C1 (для блокировки постоянного напряжения) и резистор обратной связи Rf. Он с входным резистором Rin формирует делитель напряжения. Элементы обратной связи, также нагружающие лампу, должны быть относительно большими. Rf должен быть, по крайней мере, в три раза больше, чем анодный резистор, но желательно и ещё больше, чтобы не снижать усиление разомкнутого контура. Тем не менее, при чрезмерно большом значении, больше чем 1М, будут проявляться шумы внутри резисторов, и, вполне возможно, уменьшится усиление триода. Параллельно катодному резистору установлен шунтирующий конденсатор C1 достаточно большого номинала, чтобы пропускать все частоты, но об этом позже.



Прежде всего отметим, отношение Rf к Rin, которое мы будем называть B (не путать с β)

$$B = R_f / R_{in}$$

$$B = 470\text{K} / 47\text{K} = 10$$

Можно сказать, что усиление схемы показанной на рисунке 9,2 будет:

$$A_{cl} = \frac{1}{\frac{R_{in}}{R_f} + \frac{1}{A_o} \left(\frac{R_{in}}{R_g} + \frac{R_i}{R_f} + 1 \right)}$$

Это модифицированное уравнение обратной связи, в применении к схеме, изображённой на рис. 9,2, учитывающее шунтирующее действие резистора утечки сетки Rg . Подставив функцию B получим:

$$A_{cl} = \frac{A_o \cdot B}{\frac{R_f}{R_g} + A_o + B + 1} \dots \dots \dots \text{LXII}$$

В этом случае:

$$A_{cl} = \frac{60 \times 10}{\frac{470\text{k}}{100\text{k}} + 60 + 10 + 1} = 8.4 \text{ or } 18.5\text{dB}$$

Хотя на самом деле значение может быть несколько меньше, чем расчётное, так как источник сопротивления на предыдущем каскаде вряд ли будет нулевым, в этом случае сопротивление источника должно быть добавлено к Rin при выполнении расчётов, если требуется большая точность.

Так что потребуется входной сигнал в $1+A_o\beta$ или $60/8,4=7,1$ раз больше, чтобы произвести тот же результат, что был бы перед добавлением обратной связи, поэтому входная чувствительность будет уменьшена или, другими словами, *увеличится запас по чувствительности*. Создастся впечатление, что используется лампа с совсем иными характеристиками, хотя мы в действительности произвели лишь изменения во входном сигнале.

Кроме того, обычно, чтобы выразить величину обратной связи ($1+A_o\beta$), называемую также **коэффициент обратной связи**, показывают степень уменьшения коэффициента усиления в децибелах, в данном случае $20 \times \lg(60/8,4) = 17\text{дБ}$. Тем не менее, мы будем наблюдать не только эффект снижения коэффициента усиления.

Влияние на линейность, уровень шума и частотные характеристики

Любые искажения или шумы, производимые в каскаде, подаются на вход, где они ослабляются, и входной сигнал уже не будет их содержать, они будут в некоторой степени гасить сами себя. Общий эффект заключается в снижении суммарного коэффициента гармонических искажений и шума на значение коэффициента обратной связи (17дБ в предыдущем примере), а также в повышении линейности усилителя. Частотные искажения также уменьшатся во столько же раз. В этом случае из-за эффекта Миллера, являющийся причиной ослабления сигнала частотой 34кГц на 3дБ без применения обратной связи, коэффициент усиления этой частоты на открытом контуре уменьшится на $\lg(-3/20)=0,71$, что указывает на усиление открытого контура: $60 \times 0,71=42$. Таким образом, на закрытом контуре усиление по этой частоте составит:

$$A_{cl} = \frac{42 \times 10}{\frac{470k}{1000k} + 10 + 1} = 7.9 \text{ or } 18\text{dB}$$

Что всего на 6% меньше, чем при предыдущих расчётах для закрытого контура, так что усиление на частоте 34кГц снизится примерно на 0,5дБ, а не на 3дБ, после добавления обратной связи.

Это показывает, что частоты, которые ослаблены в выходном сигнале, будут также ослабляться и в сигнале обратной связи, и поэтому их общее ослабление уменьшится. Аналогично, частоты, которые подчёркнуты в выходном сигнале, вызовут большую обратную связь и поэтому будут ослаблены больше. Таким образом, полоса пропускания усилителя увеличилась на коэффициент обратной связи и частотные характеристики стали более линейными. На каждые 6дБ обратной связи пропускная способность расширяется на одну октаву выше своего нормального верхнего предела и на октаву ниже своего первоначального нижнего предела (при условии того, что коэффициент усиления разомкнутого контура падет на порядок, т.е. проявляется устойчивость усилителя). Однако, предполагается, что обратная связь сама по себе не содержит никаких фильтров частот, а на рис. 9,2 мы видим C1, являющийся частью схемы. На низких частотах реактивное сопротивление C1 повышается, снижая коэффициент обратной связи. Поэтому усиление каскада будет снова расти к её «разомкнутому» уровню. Такая связь между C1 и компонентами обратной связи, на самом деле, есть величина комплексная, но в слегка упрощенном варианте получается следующее: когда реактивное сопротивление C1 равно Rf, коэффициент обратной связи будет ниже примерно на 3дБ, так что мы можем ожидать увеличение усиления в закрытом контуре на 3дБ для частоты:

$$f_{+3\text{dB}} = \frac{1}{2\pi C1 Rf} = \frac{1}{2\pi \times 100 \times 10^{-9} \times 470k} = 3.4\text{Hz}$$

На рис.9,3 показано фактические АЧХ цепи. В открытом контуре начинается уменьшение доли высоких частот из-за входной ёмкости, и падает асимптотический наклон первого порядка (-6дБ на октаву). Очень низкие частоты, в открытом контуре, также начинают падать из-за недостаточного шунтирования катодного резистора, хотя этого можно избежать, применив смещение светодиодам.

В закрытом контуре АЧХ остаётся линейной до гораздо более высоких частот, расширение диапазона происходит за счет обратной связи, как описывалось выше. Однако, при очень низких частотах реактивное сопротивление $C1$ приводит к снижению обратной связи и превращает контур снова в открытый, при уравнивании первого порядка. Хотя мы и считали ранее, что подъём возрос бы на +3дБ на частоте 3,4Гц, но, на самом деле, это происходит немного ниже, около 2Гц, из-за неточностей.

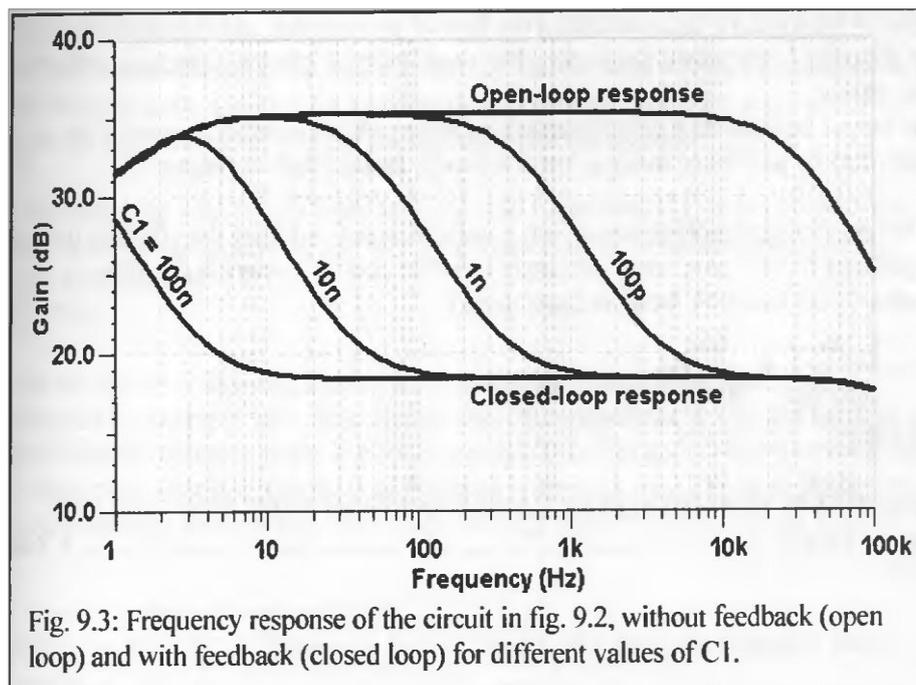


Fig. 9.3: Frequency response of the circuit in fig. 9.2, without feedback (open loop) and with feedback (closed loop) for different values of $C1$.

Использование меньшего значения для $C1$ сдвигает реакцию вправо, так как более низкие частоты не будут иметь возможности пройти по обратной связи. Обратите внимание, уменьшение $C1$ в десять раз, сдвинет кривую вправо ровно на одну декаду. Уменьшение емкости вдвое переместило бы кривую точно на октаву. Это принцип активного контроля тона, который изменяет количество обратной связи на разных частотах для повышения или уменьшения определённых частот в звуке.

Заметим, что если катодный резистор шунтируется лишь частично, то в открытом контуре реакция будет ниже на низких частотах, показывая ожидаемую «задержку» реакции. Обратная связь будет пытаться скомпенсировать это, показывая более плоскую АЧХ (но ещё с приглушённой полкой). Однако, сочетать частичное шунтирование катодного резистора и малое значение для $C1$ не рекомендуется, поскольку фазовые сдвиги, внесённые этими двумя методами, при совпадении фаз могут вызвать фон, либо очень неприятный звук. В каскадах с использованием обратной связи катодный резистор должен быть всегда полностью шунтированным или полностью закрыт, либо вообще нешунтированным. Конечно, при отсутствии шунтирования катодного резистора уменьшается усиление открытого контура и ухудшаются не некоторые преимущества обратной связи, так что это лишь общие понятия.

Влияние на входное и выходное сопротивление.

Метод, которым получена обратная связь влияет на входное и выходное сопротивление. Если связь параллельна или шунтирующая, то используется *обратная связь по напряжению* и сопротивления уменьшаются - они, как бы, делятся на коэффициент обратной связи. Если связь последовательная, то это *обратная связь по току* и сопротивления увеличатся, умножаясь на коэффициент обратной связи.

Например, когда используется не зашунтированный конденсатором катодный резистор, то это последовательное соединение и обратная связь по току. Это служит для увеличения входного и выходного сопротивления лампы. Когда лампа не перегружена, то это мало что меняет, входное сопротивление лампы и так очень высокое, даже без применения обратной связи. Однако, если мы перегрузим лампу по сеточному току, то это вызовет увеличение катодного тока и увеличение падения напряжения на катодном резисторе, которое будет обратным к входному напряжению и будет препятствовать увеличению сеточного тока, а это, как правило, смягчает отсечку. Каскады без шунтирования катодного резистора часто используют в высоко HiGain-новых преампах, частично по этой причине.

Выходное сопротивление также увеличится с применением катодного резистора, умножаясь на $\mu+1$, как описано в главе 1.

В предыдущем примере обратная связь была параллельной и получилось снижение эффективного выходного сопротивления лампы, которое будет просто r_A в этом случае. Если r_A было 65K до применения обратной связи, то коэффициент обратной связи уменьшит его:

$$r_A' = \frac{r_A}{A_o / A_{cl}} = \frac{65k}{60 / 8.4} = 9.1k\Omega$$

Взяв эту формулу в формулу для выходного сопротивления VIII, получим:

$$Z_{out} = R_A \parallel r_A' \dots\dots\dots LXIII$$

В этом случае:

$$Z_{out} = \frac{100k \times 9.1k}{100k + 9.1k} = 8.3k\Omega$$

И, возможно, именно это значение должно быть принято во внимание при выборе разделительного конденсатора C_o , связывающего этот каскад со следующим.

Если глобальная ООС идёт со вторичной обмотки выходного трансформатора, то выходное сопротивление всего усилителя будет снижено, поэтому усилитель будет меньше подвержен влиянию колебаний от динамика (называемое также как спикер-затухание). Однако, это лишь незначительная проблема в HiFi аппаратуре и абсолютно не сказывается на работе гитарных усилителей, так как выходное сопротивление само по себе уже низкое и без применения обратной связи.

Входное сопротивление схемы показанной на рис. 9,2 легко вычисляется. Можно сказать, что истинное входное сопротивление определяется по формуле:

$$Z_{in} = \frac{r_A(R_{in} + R_f) + R_A(r_A + R_{in} + R_f + \mu R_{in})}{r_A + R_A + \mu R_A} \dots\dots\dots LXIV$$

Размер r_a , берётся 65K, что даст значение Z_{in} около 55K, в этом случае (это значение как бы параллельно резистору утечки сетки, что делает его ещё ниже). Обратите внимание: если на каскад сигнал приходит большим, то значения R1 и Ra должны быть изменены: $R_{a||R1} = R_a \times R1 / (R_a + R1)$.

Если Ra больше чем r_a , то формула может быть упрощена:

$$Z_{in} = R_{in} + \frac{R_f}{\mu + 1} \dots \dots \dots LXV$$

или в этом случае 52K, которое лишь немного меньше, чем реальное значение, так что эта формула будет достаточно точной для большинства схем, ведь точность наших расчётов будет зависеть от допусков в номинале используемых компонентов.

В открытом контуре с большим коэффициентом усиления, как в случае с операционными усилителями (микросхемами) или, возможно, пентодом, вход будет вести себя как виртуальная земля и расчёт входного сопротивления может быть упрощён:

$$Z_{in} \approx R_{in}$$

Это также может служить в качестве приблизительного ориентира при разработке схем обратной связи. Что также иллюстрирует проблему с такими схемами: низкое входное сопротивление может стать причиной перегруза предыдущего каскада. Мы, конечно, можем увеличить R_{in} и R_f , но это также скажется на повышении шума. По этой причине местные обратные связи с высоким коэффициентом встречаются наиболее часто, так как они позволяют использовать высокие значения R_{in} (см. рис. 9,4).

Практика виртуальных земель усилителей.

В следующем примере мы увеличим коэффициент обратной связи, выбрав новые значения для R_{in} и R_f . Схема показана на рис. 9,4

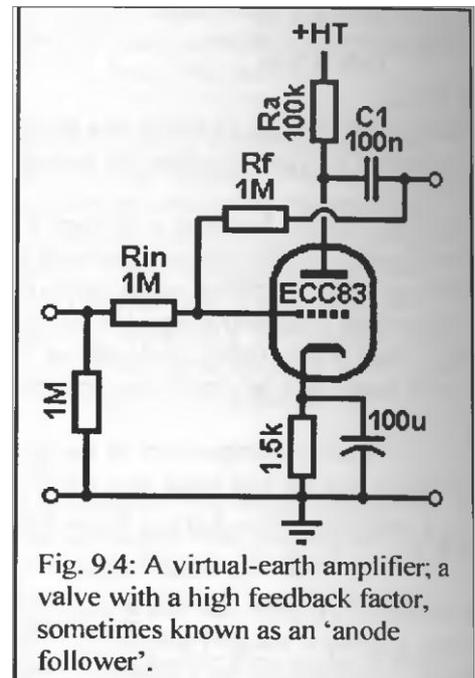
Хотя это очень похоже на пример приведённый ранее, но некоторые изменения были сделаны. Во-первых, резистор утечки сетки был перенесён, чтобы исключить его влияние, что упрощает математические расчёты. Во-вторых, в этом примере обратная связь взята после проходного конденсатора. Это устраняет использование ещё одного конденсатора, хотя мы уже не можем использовать конденсатор среза низких частот, как в предыдущем примере.

Отношение $B = R_f / R_{in}$ теперь равно 1, и почти весь выходной сигнал подается обратно на вход. R_g больше почти не влияет, поэтому формула LXII, упрощается до:

$$A_{cl} = \frac{A_o B}{A_o + B + 1} = \frac{60 \times 1}{60 + 1 + 1} = 0.97$$

Анодное сопротивление сводится к эффективному значению:

$$r'_a = \frac{r_a}{A_o / A_{cl}} = \frac{65k}{60 / 0.97} = 1.05K$$



Выходное сопротивление будет:

$$Z_{out} = R_a \parallel r_A$$

$$Z_{out} = \frac{100k * 1.05k}{100k + 1.05k} = 1.04K$$

Таким образом, мы создали каскад с коэффициентом усиления примерно равным единице и очень низким выходным сопротивлением, а также $60/0,97=62$ или 36дБ снижения гармонических искажений и шумов, что идеально подходит для посылки сигнала на темброблок или «петлю эффектов». Входная чувствительность также сокращается в 60 раз, так что этот каскад будет очень сложно перегрузить. По своим свойствам эта схема немного похожа на катодный повторитель, её даже иногда называют **анодный повторитель**, хотя это название вводит в заблуждение, потому что выходной сигнал инвертируется. Недостатком этой схемы, по сравнению с катодным повторителем, является то, что её выходное сопротивление незначительно выше, а входное сопротивление ниже (около 1М в этом случае, по сравнению с несколькими мегаомами в катодном повторителе), но преимущество в том, что катод не имеет высокого потенциала, что исключает вероятность пробоя между катодом и нитью накала.

Из-за сильной обратной связи управляющая сетка будет хорошо действовать в качестве виртуальной земли, таким образом, эта схема может быть хорошим микшером, пример этого показан на рис. 9,5. Эта полезная виртуальная земля также позволяет не использовать резистор утечки сетки, вместо этого сеточный ток стекает через резистор обратной связи, при отсутствии постоянного напряжения после разделительного конденсатора (1М резистор показан на рисунке, символизируя путь утечки сетки).

Входы 1 и 2 имеют входные резисторы одинакового значения Rin1 и Rin2, в то время как третий вход резистор меньшего номинала Rin3 и должен обеспечивать больше усиления. Однако, чтобы вычислить коэффициент усиления для одного входа, необходимо принимать во внимание шунтирующее действие двух других входных резисторов, которые эффективно заменяют Rg в формуле LXII. Для входа 1, $R_{in2} \parallel R_{in3} = 330K$, и это значение используется для Rg:

$$A_{cl} = \frac{A_o B}{\frac{R_f}{R_g} + A_o + B + 1} = \frac{60 \times 1}{\frac{1000k}{320k} + 60 + 1 + 1} = 0.92$$

Так что усиление несколько ниже, чем в предыдущем примере, из-за шунтирующего влияния других входных резисторов, хотя это, вероятно, не так значительно, чтоб нас беспокоить. Вход 2, как очевидно, будет иметь то же самое усиление.

Вход 3 имеет входной резистор 470K, таким образом $B = R_f / R_{in3} = 2,1$. На него также действует шунтирующее сопротивление $R_g = R_{in1} \parallel R_{in2} = 500K$.

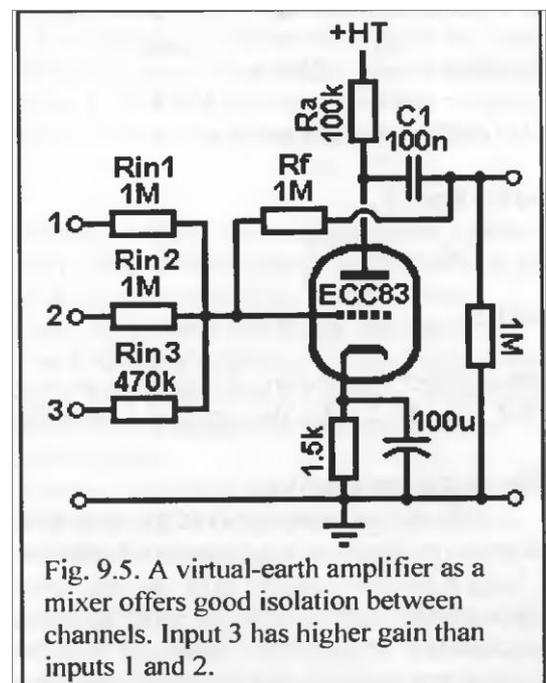


Fig. 9.5. A virtual-earth amplifier as a mixer offers good isolation between channels. Input 3 has higher gain than inputs 1 and 2.

$$A_{cl} = \frac{A_oB}{\frac{R_f}{R_g} + A_o + B + 1} = \frac{60 \times 2.1}{\frac{1000k}{500k} + 60 + 2.1 + 1} = 1.98$$

Так что этот вход имеет примерно в два раза большее усиление, чем оба остальные, и может быть использован для входных сигналов более низкого уровня, таких как с ревербератора или возврат с петли эффектов. Приняв во внимание все эти выводы, можно сказать приближённо, что $A = R_f/R_{in}$ с маленькой погрешностью.

Входное сопротивление может быть посчитано как:

$$Z_{in} = R_{in} + \frac{R_f}{\mu + 1} = 1000k + \frac{1000k}{100 + 1} = 1010K, \quad \text{для входов 1 и 2.}$$

$$\text{И для входа 3: } Z_{in} = 470K + \frac{1000K}{100+1} = 480K$$

В идеале, при использовании микшера с виртуальной землёй для операционного усилителя, например, может быть добавлено десятки входов, но с лампой практический предел, вероятно, около пяти.

Влияние на перегрузку (overdrive)

До сих пор мы наблюдали, что отрицательная обратная связь уменьшает коэффициент усиления, шумы и искажения, но и *увеличивает* очевидный запас и пропускную способность на рассматриваемом участке схемы. Это также уменьшает тональные искажения, возникающие при старении лампы или при замене её на лампу с несколько иными характеристиками, что может изменить входное и выходное сопротивление усилителя. Поэтому использование ООС чрезвычайно выгодно для HiFi усилителей, поскольку это делает усилитель более линейным, и предлагает некоторую независимость от различных характеристик лампы и схем нагрузки. Конечно, гитарный усилитель не должен быть очень линейным, а также не нужна широкая полоса пропускания. И если мы хотим меньшего усиления и большего запаса, то проще всего было бы использовать лампы с более низким коэффициентом усиления и низкой входной чувствительностью, такие как ECC82/12AU7. Это, казалось бы, делает полезным применение ООС в гитарных усилителях для организации виртуальной земли и активных элементов управления тоном, но если бы не эффект, который будет рассматриваться ниже.

Ранее было обговорено, что на каскад требуется входной сигнал, который на $1+A\beta$ раз больше обычного, чтобы получить тот же результат по усилению, что и без применения обратной связи. Предположим, что на схему показанную на рис.9,2 поступил сигнал 1В. При добавлении 10% отрицательной обратной связи его нужно увеличить на примерно на 7В. Что произойдёт если входной сигнал увеличится больше этого уровня, скажем до 8В? Мы будем ожидать 0,8В сигнала, поступающего обратно на вход, но это не так: каскад в настоящее время перегружен, так что выходной сигнал обрезаётся и тоже является сигналом обратной связи. Получается, что сигнал обратной связи не 0,8В, а подрезанные 0,7В, поэтому коэффициент обратной связи внезапно снижается. Такой сигнал не может нормально уменьшить напряжение сетки, так что оно увеличивается, что повышает степень ограничения, снижая коэффициент обратной связи ещё больше, что опять таки увеличивает напряжение на сетке и так далее, пока коэффициент обратной связи не достигнет некоторого минимального значения. Конечно, всё описанное просто иллюстрируется растянуто, а в действительности процесс происходит мгновенно. В какой-то момент напряжение на сетке достигает порога отсечения обратной связи и каскад фактически становится открытым контуром, пропускная способность и искажения достигают того же уровня, что и на открытом контуре, пока напряжение порога на сетке не упадёт снова до нижнего порога ограничения. Это создаёт резкий переход между чистым звуком и сильным перегрузом, нет

никакой естественной компрессии или постепенного увеличения искажений уровня, как при отсутствии ООС. Кроме того, когда входной уровень падает ниже порога отсека, мгновенно активируется нормальная обратная связь, что вызывает шум или другой похожий переходной процесс, который может дать другой характер перегруза, в сравнении с усилителем без обратной связи.

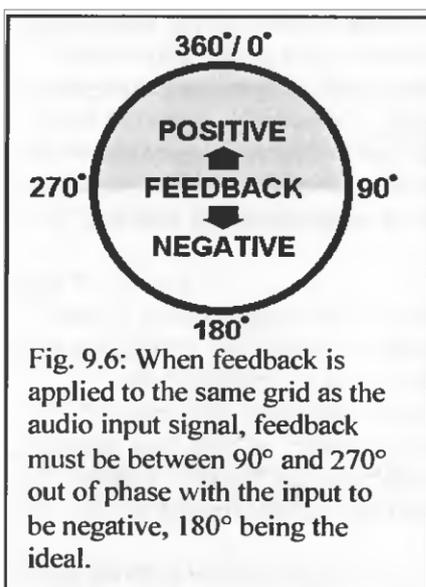
Если усилитель имеет отрицательную обратную связь, гитарист может «перемещаться» только между чистым и очень перегруженным звуком, но с очень небольшой «золотой» серединой, просто путём изменения силы звукоизвлечения, если средний уровень входного сигнала находится достаточно близко к порогу отсека. При воспроизведении чистых, более широких и плоских частот, реакция усилителя будет так же иметь тенденцию разглаживать тон и увеличивать количество глубоких басов, особенно если это глобальная отрицательная обратная связь, взятая из выхода на динамик, что наиболее распространено. Эти особенности наиболее распространены для ритм - партий и типичны для большинства мощных классических усилителей Fender.

Усилители без использования ООС будут иметь высокую входную чувствительность и поэтому имеют, как правило, чистый звук только при очень низкой громкости и с увеличением громкости будет увеличиваться уровень «овердрайва» в звуке, таким образом во время игры появляется больше возможностей для контроля фактическим количеством и тоном «овердрайва», но меньше возможности для перехода от чистого к перегруженному. Это полезно для более выразительных Lead-звучаний, так как уровень перегрузки контролируется атакой гитары. Усилители Vox AC15 и AC30 являются известным примером этого, они не имеют глобальной ООС и хорошо известны своим приятным тоном перегруза, но неудобны для ритм-звучаний. В классических усилителях Marshall, хотя и очень похожих по схемотехнике на Fender, применяется, как правило, меньше ООС, так что они находятся где-то между двумя крайностями. Должна ли ООС использоваться, зависит от вкуса отдельного гитариста, игнорируя другие факторы проектирования, такие как активные регуляторы тембра. Джазовые, блюзовые или бас - гитаристы требующие гладкий, чистый звук, скорее всего сделают выбор в пользу ООС, тогда как хардрокеры гитаристы или металлисты, которые обычно используют перегруженный звук, могут предпочесть использовать очень мало ООС или совсем от неё отказаться, и тем самым иметь полный контроль над искажениями. При применении глобальной ООС будет очень практично сделать переключающуюся ООС между двумя или более заданными уровнями, либо сделать её регулируемой с помощью потенциометра (например, подобное управление иногда называется «переменное демпфирование» *Variable damping*), как это было описано в главе 8, рис. 8,19.

Стабильность и ограничения обратной связи.

Поскольку ООС является мощным инструментом, она должна использоваться с осторожностью. В пределах одного каскада без особого беспокойства может быть применена местная обратная связь даже с большим коэффициентом. Однако, когда применяется глобальная обратная связь охватывающая два или более каскадов, мы должны быть уверены, что фаза сигнала обратной связи не отклонится от требуемого значения, которое во всех предыдущих примерах было 180° .

В продолжение иллюстрации этого, предположим, что наш сигнал обратной связи для нормальной работы схемы должен быть повернут на угол 180° по фазе к входному сигналу. Если фаза сигнала обратной связи отклоняется от 180° , то эффект обратной связи уменьшается и усиление закрытого контура начнёт расти. Если фаза отклонится на $\pm 90^\circ$, то входной и обратный сигнал эффективно не «увидят» друг друга, и мы получим нулевую точку, в которой усилитель будет вести себя так, словно нет вообще никакой обратной связи. Если сдвиг фаз превысит $\pm 90^\circ$, тогда обратная связь начнёт усиливать входной сигнал – обратная связь становится положительной – в закрытом контуре коэффициент возрастает выше уровня открытого контура, и когда значение достигает $\pm 180^\circ$, входной сигнал и сигнал обратной связи находятся в фазе и усиление достигает своего максимума.



Если поворот фазы составит $\pm 180^\circ$ и коэффициент обратной связи $A\beta = +1$ или более, то сигнал обратной связи будет равен или больше входного сигнала усилителя, усилитель будет бесконечно долго усиливаться и начнёт возбуждаться. Если коэффициент усиления лишь немного меньше, чем $+1$, тогда усилитель начнёт фонить, то есть будет производить нерегулярные колебания самовозбуждения, когда входной сигнал будет совпадать с обратной связью. Даже если поворот фазы будет не совсем $\pm 180^\circ$, усилитель всё равно будет фонить и «заводиться», если коэффициент усиления достаточно высок. Проблемы с возбуждением и фоном обычно особо заметны на высоких частотах, они вызываются паразитной или неожиданной ёмкостью, но нестабильность низких частот также может привести к таким последствиям как низкочастотный гул (вой) или «дыхание» (низкочастотное колебание, ниже чем 1Гц).

Без осциллографа очень сложно найти причину фона потому, что усилитель может нормально работать, так как всплески колебаний будут скрыты аудио сигналом. Наводки могут происходить и в ультразвуковых частотах и хотя они не будут слышны, но создадут интермодуляционные искажения, которые уже будут слышны ухом, поскольку имеют весьма неприятный звук. Это явление очень распространено в гитарных усилителях. Большинство производителей не пытаются сделать работу их усилителей очень стабильной, в отличие от производителей HiFi аппаратуры, и самые плохие из усилителей, которые доводилось видеть автору книги, были практически на грани постоянного возбуда. Обычным симптомом будет то, что усилитель будет казаться нормальным большую часть времени, но на некоторых нотах или настройках, чаще при крайнем положении регулятора Treble в звуке появляется «сухость», «хруст», чрезмерная «колкость» или даже болезненная резкость. Последнее иногда называют эффектом «льдом по лбу» (ice-pick in the forehead), что является очень точным описанием! Многие из наиболее «уважаемых» классических гитарных усилителей выдают возбуд или свист на высоких настройках в предусилителе или усилителе мощности, что иногда усиливается компонентами, не задействованными в течение долгого времени в обработке звука. Кроме того, некоторые популярные DIY усилители могут быть устойчивы к этому лишь при определённой технологии монтажа и любые, даже маленькие отклонения от этого, могут привести к возбудам. Само собой разумеется, что хорошо разработанная схема должна быть устойчива к возбудам независимо от монтажной схемы и разводки, в пределах разумного конечно.

При проектировании усилителя мы знаем какие каскады будут инвертирующими, а какие неинвертирующими, но между ними обычно бывают ёмкостно-резистивные связи. Поворот фазы, вносимый каждой связкой будет, 45° в-ЗдБ спада частоты и увеличивается асимптотически ниже этой частоты, так что любая обратная связь, которая охватывает подобный участок, сразу же меняет фазу обратного сигнала. Чем больше RC-цепочек охватывает обратная связь, тем сильнее будет перевернут фазы сигнала, таким образом желательно, чтоб обратная связь охватывала не более двух RC-связок, либо иных участков сдвига фазы, например, выходного трансформатора, у которого есть свойство непредсказуемости в перевероте фазы сигнала. Также будут влиять на поворот фазы паразитные ёмкости на участке, когда схема физически построена, что приведёт к непредсказуемым сдвигам фазы, в основном на высоких частотах (бродячие индуктивности, как правило, малы, чтобы причинить существенные беспокойства, разве что в случае катодного повторителя и фазоинвертора с разделённой нагрузкой). При сильной обратной связи высока вероятность того, что эти фазовые сдвиги станут большой проблемой. Очевидно, что чем выше уровень обратной связи, тем большей нестабильностью в работе будет обладать усилитель.

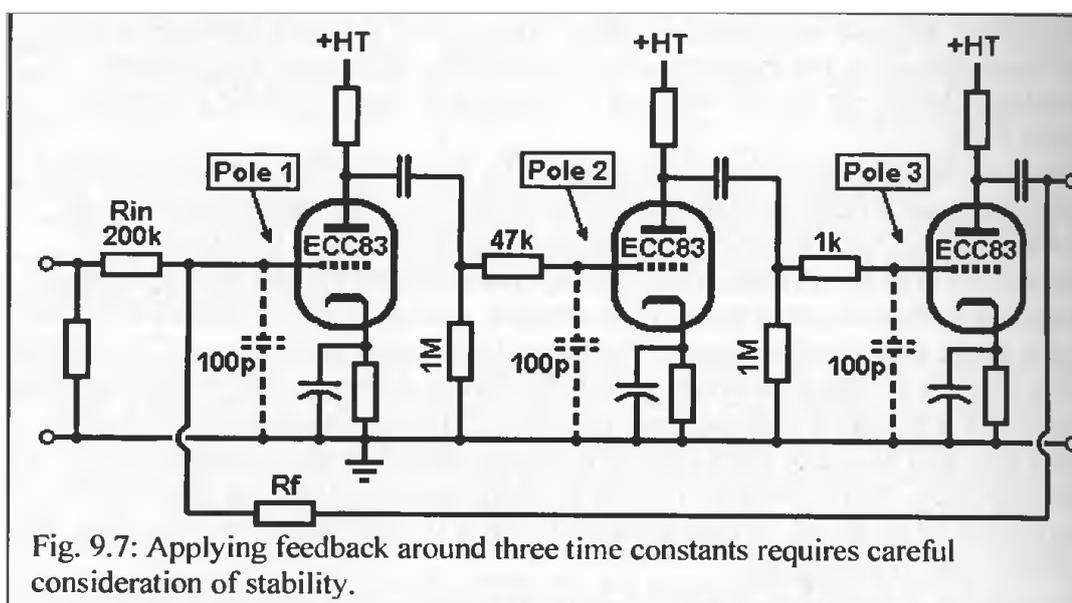
Во многих конструкциях HiFi усилителей, особенно в стиле старых усилителей Уильямса, применяется обратная связь с выходного трансформатора и через две RC-цепочки. Такие конструкции печально известны своим «свистом» и его отсутствие возможно, разве что, при

использовании выходного трансформатора очень высокого качества, хотя многие подобные проекты очень популярны среди радиолюбителей Америки до сих пор. Более поздние конструкции, особенно от Mullard и более всего гитарные усилители, применяют обратную связь, взятую с выходного трансформатора и одной CR-цепочкой (одна подцепляется к фазоинвертору выходных ламп), что более устойчиво и характерно современным европейским HiFi усилителям. В усилителях со смещённым катодом (на выходных лампах) могут применяться один или несколько блокировочных конденсаторов, находящихся в зоне петли обратной связи, но при условии, что они имеют большую ёмкость (полное шунтирование катодного резистора), то фазовые сдвиги будут незначительными и, даже на частоте полуповышения, они вряд ли достигнут когда-нибудь поворота фазы хотя бы на 30° .

Трепетное отношение к обратной связи, разработанной для старых усилителей, совершенно неприемлемо для производителей новых усилителей. И что ещё хуже, нетрудно сделать большинство усилителей стабильными, но большинство производителей используют всё тот же механизм, где обратная связь берётся из вторичной обмотки выходного трансформатора и подаётся на фазоинвертор, с применением одной CR-цепочки. И как было сказано, эта схема требует только двух маленьких конденсаторов, чтоб сделать усилитель устойчивым почти во всех случаях, и это конечно, нужно сделать.

Стабилизация обратной связи усилителя

На рис. 9,7 показан теоретический усилитель, состоящий из трёх одинаковых каскадов. Предположим, что каждый каскад имеет коэффициент усиления равный 60, выходное сопротивление 40K и входную ёмкость 100пФ (которая показана пунктиром). Для простоты предположим, что катодные резисторы полностью шунтированы. Мы хотим применить глобальную ООС на вход усилителя, но как мы можем быть уверены в том, что усилитель не будет фонить (свистеть) или возбуждаться? Традиционно мы могли бы использовать диаграммы Найквиста (Nyquist), но проще и интуитивнее это сделать с помощью подхода Черри (Cherry), который основанный на наблюдениях Бодэ (Bode), согласно которому, график АЧХ косвенно содержит также и информацию о фазе сигнала.



Сначала рассмотрим ситуацию на высоких частотах. Среднее усиление всех каскадов усилителя можно принять просто как $60 \times 60 \times 60$ или 107дБ . Также видно, что схема имеет три RC-фильтра низких частот, образованных выходным сопротивлением каждого триода, резистором стока сетки и входной ёмкостью триода. Каждые 3дБ спада, также известные как «**полюс**», дают 45° фазового сдвига, который увеличивается с ростом частоты. Вычислив частоту каждого «полюса», мы можем построить идеализированный график АЧХ.

Первый «полюс» имеет спад на частоте:

$$f = \frac{1}{2\pi CR_{in}} = \frac{1}{2\pi \times 100 \times 10^{-12} \times 200k} = 8kHz.$$

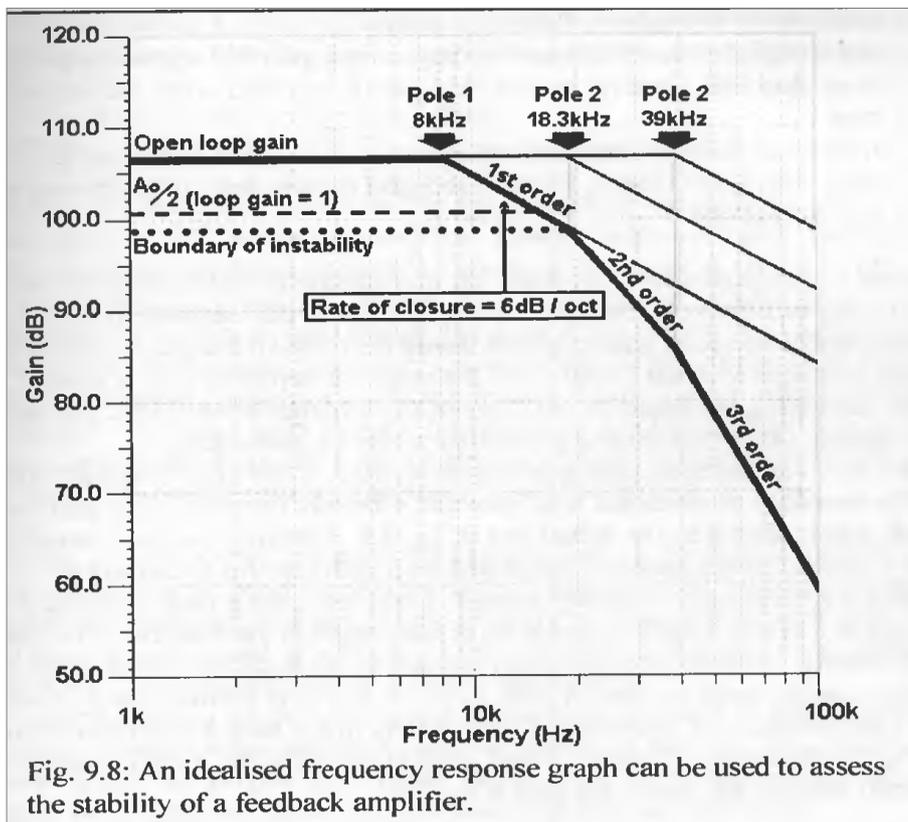
Приняв во внимание 40К выходного сопротивления первого каскада, на втором «полюсе» частота составит:

$$f = \frac{1}{2\pi \times 100 \times 10^{-12} \times (40k + 47k)} = 18.3kHz.$$

И также для третьего:

$$f = \frac{1}{2\pi \times 100 \times 10^{-12} \times (40k + 1k)} = 39kHz.$$

Частотная характеристика показана на рис. 9,8. Усиление разомкнутого контура начинает падать на уровень первого порядка (-6дБ/октава) на частоте 8Гц и, следовательно, фазовый сдвиг начинает превышать 45°. На частоте 18,3Гц «полюс» 2 даёт дальнейшее ослабление на -6дБ/октаву, в результате чего получается спад на уровень второго порядка и поворот фазы увеличивается на большее значение (должно быть больше 90°, по определению), а на третьем «полюсе» 39Гц, добавляется ещё -6дБ/октаву, давая ослабление третьего порядка и ещё более сильный поворот фазы (который составит больше 135°, по определению).



Если применить бдБ обратной связи, то коэффициент усиления усилителя будет снижен вдвое, и усиление петли $A_{o\beta}$ будет равно единице, тогда универсальное уравнение обратной связи будет:

$$A_{cl} = \frac{A_o}{1 + A_{o\beta}} = \frac{A_o}{1 + 1} = \frac{A_o}{2}$$

Об этом свидетельствует пунктирная линия на рис.9,8 и представляет собой усиление замкнутого контура, если применить к нему бдБ обратной связи. Если применить менее глубокую обратную связь, то колебания усилителя были бы не возможны, так как усиление петли было бы меньше единицы, хотя при этом ещё возможен был бы фон. Мы видим, что горизонтальная пунктирная линия пересекает прямую коэффициента разомкнутого контура, которая идёт вниз на уровень бдБ/октаву. Поэтому скорость закрытия этих двух линий составляет бдБ/октава, то есть обе сходятся в линию первого порядка.

Простота метода Cherry заключается в следующем:

- если скорость закрытия между открытым и закрытым контуром не более бдБ/октава, то усилитель стабилен;
- если скорость закрытия между открытым и закрытым контуром меньше единицы, то усилитель будет фонить
- если скорость закрытия между открытым и закрытым контуром более бдБ/октава и общее усиления больше единицы, то усилитель будет фонить и возбуждаться.

В нашем случае мы добавили бдБ обратной связи, усилитель должен быть стабильным, так как скорость закрытия только бдБ/октава. Но если мы увеличим обратную связь, скажем до 9дБ, усиление замкнутого контура будет двигаться вниз по графику, а скорость закрытия увеличиться до 12дБ/октава и усилитель, безусловно, будет колебаться с частотой 18,3Гц. Дальнейшее увеличение обратной связи, к примеру, до 21дБ, увеличит скорость закрытия до 18дБ/октаву и самовозбуждение гарантированно.

Точка, в которой усиление открытого контура начнёт падать со скоростью превышающей бдБ/октаву, отметит границу, в которой усилитель станет неустойчивым при применении обратной связи и эта линия показана точками на рис. 9,8. Предположим, что мы не превышаем эту границу, то разница между усилением закрытого контура и границей нестабильности будет являться запасом устойчивости. Очевидно, что большое расстояние лучше и, как правило, должно быть как минимум равно сумме величины применяемой обратной связи. Следуя этой логике, максимальное количество обратной связи, которое рационально можно было бы добавить в рассматриваемую схему, будет около 4,5дБ, так как это будет половина расстояния между усилением открытого контура и границей нестабильности. К сожалению, это очень маленькое количество обратной связи и, следовательно, сопротивление резистора, через который она пройдёт, должно быть очень большим (сотни мегаом), потому что усиление открытого контура очень высокое.

Даже если мы применим обратную связь несознательно, через паразитные ёмкости между выходными и входными цепями, то этого будет достаточно для функционирования нежелательной обратной связи, и именно по этому усилители с высоким коэффициентом усиления (HiGain) склонны к паразитным колебаниям, если их усиление на высоких частотах не уменьшено применением шунтирующих анодных конденсаторов.

Это также справедливо и для гула на низких частотах. Петля, содержащая три CR-фильтра высоких частот, образованных проходными конденсаторами каскадов и внутренним сопротивлением каждого триода, плюс резистор утечки сетки. Каждые -3дБ спада, которые так же известны как «ноль», вводят 45° фазового сдвига. Один из этих «нулей» также определяется значением резистора обратной связи, который мы не выбрали, поэтому наш анализ не может продолжаться.

Предположим, что мы хотим сделать обратную связь более глубокой, как нам лучше достичь этого? Для обеспечения устойчивой работы усилителя мы должны получить скорость закрытия в районе 6дБ/октава, что потребует исключения доминирующего «полюса». Доминирующий «полюс» - это «полюс» самой низкой частоты в пределах петли, который в данном случае будет лежать на 8Гц. Предположим, что мы делаем этот «полюс» ещё ниже, обеспечивая большее отдаление от двух других «полюсов», лежащих выше, таким образом, если взглянуть на график, то мы увидим только один ВЧ-спад частоты, настолько насколько это возможно. Мы можем увеличить входной резистор, но это добавит лишнего шума. Лучший способ снизить частоту «полюса» состоит в добавлении к входной ёмкости ещё большей.

Например, добавив ещё один конденсатор 220пФ из сетки первого триода на землю, то есть увеличивая входную ёмкость до 320пФ, этот «полюс» снизится до:

$$f = \frac{1}{2\pi CR} = \frac{1}{2\pi \cdot 320 \times 10^{-12} \times 200k} = 2.5kHz$$

В этом случае мы могли бы поднять «полюс» 2 до той же точки что и «полюс» 3, за счёт снижения резистора 47K до значения 1K, таким образом получая максимальное расстояние между «полюсом» 1 и остальными. На рисунке 9.9 показано изменение частотной характеристики на участках и хорошо видно, что мы могли бы добавить почти 28дБ обратной связи, хотя 14дБ будет вполне разумным пределом для поддержания запаса устойчивости усилителя, как это показано пунктирной линией. пять же, отметим, что тот же самый процесс применим и к низкочастотной характеристике; мы будем гарантировать, что все «нули» имели максимально низкую частоту, насколько это возможно, и что доминирующим «нулём» станет тот, который самый высокий по частоте и он будет намного выше, чем другие. Таким образом, усилитель будет выглядеть так, словно он имеет только один «ноль», который должен обеспечить скорость затухания 6дБ на октаву. Проще говоря, открытая полоса пропускания контура должна быть довольно узкой и иметь чётко ограниченные пределы.

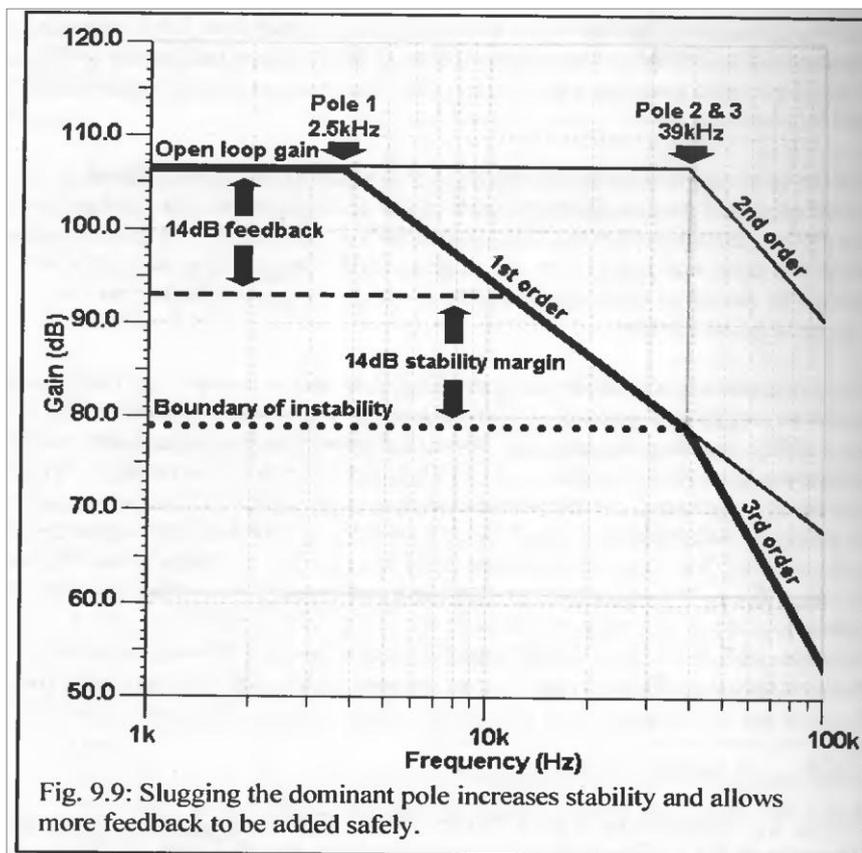


Fig. 9.9: Slugging the dominant pole increases stability and allows more feedback to be added safely.

Конечно, это лишь теоретический пример для лучшего её понимания, мы конечно же никогда не станем строить усилитель с такой ужасной обратной связью, этот пример служит лишь для показа того, как применять обратную связь в усилителях с высоким коэффициентом усиления, восприимчивым к нестабильности из-за паразитной ёмкости между входом и выходом.

В качестве руководства к проектированию стабильного усилителя можно дать совет: ***использовать максимально маленькую долю обратной связи насколько это возможно, охватывающую как можно меньше каскадов и держать полосу пропускания разомкнутого контура усилителя как можно более узкой. А лучше вовсе не использовать обратную связь.***

К счастью гитарные усилители больше подходят для таких методов, чем усилители HiFi.

Глобальная обратная связь на практике.

Учитывая всё вышеизложенное, можно сделать вывод, что применение обратной связи от выходного трансформатора и одной CR цепочки не будет представлять проблемы, но следует очень важные факторы: выходной трансформатор на высоких частотах имеет затухания второго порядка, это связано с утечкой через ёмкость и индуктивность. Другими словами, когда высокочастотная реакция выходного трансформатора имеет спад -3дБ, это даст фазовый сдвиг уже на 90° а не 45°, как это можно было бы ожидать. На низких частотах выходной трансформатор имеет ослабления первого порядка, которое связано с параллельным соединением индуктивности его первичной обмотки и приведенного сопротивления. Правда, это весьма условно. Реальные трансформаторы имеют полосу пропускания, которая зависит от магнитной индукции, а также от наличия резонансной частоты (которая должна быть очень высокой), что усложняет дело. Тем не менее в обычном усилителе будет задействован звуковой диапазон от 20Гц до 20кГц, что для упрощённой модели будет достаточно.

На рисунке 9.10 показан пример выходного каскада, похожего по схемотехнике на большинство гитарных двухтактных усилителей. Фазоинвертор с общим катодом (длиннохвостая пара) собранный на лампе ECC83 соединён парой CR с выходными пентодами (может использоваться несколько пар выходных ламп, но технология расчёта будет той же). Выходной каскад имеет фиксированное смещение, хотя усилители, имеющие автоматическое смещение, как правило, имеют полное шунтирование катодного резистора выходных ламп, так что расчёт будет тот же самый.

Будем принимать в расчёт величину усиления фазоинвертора 30, а его выходное сопротивление 40К. Коэффициент усиления каждого пентода EL34 составит 12. Приведённое сопротивление выходного трансформатора 3,6К, между анодами выходных ламп.

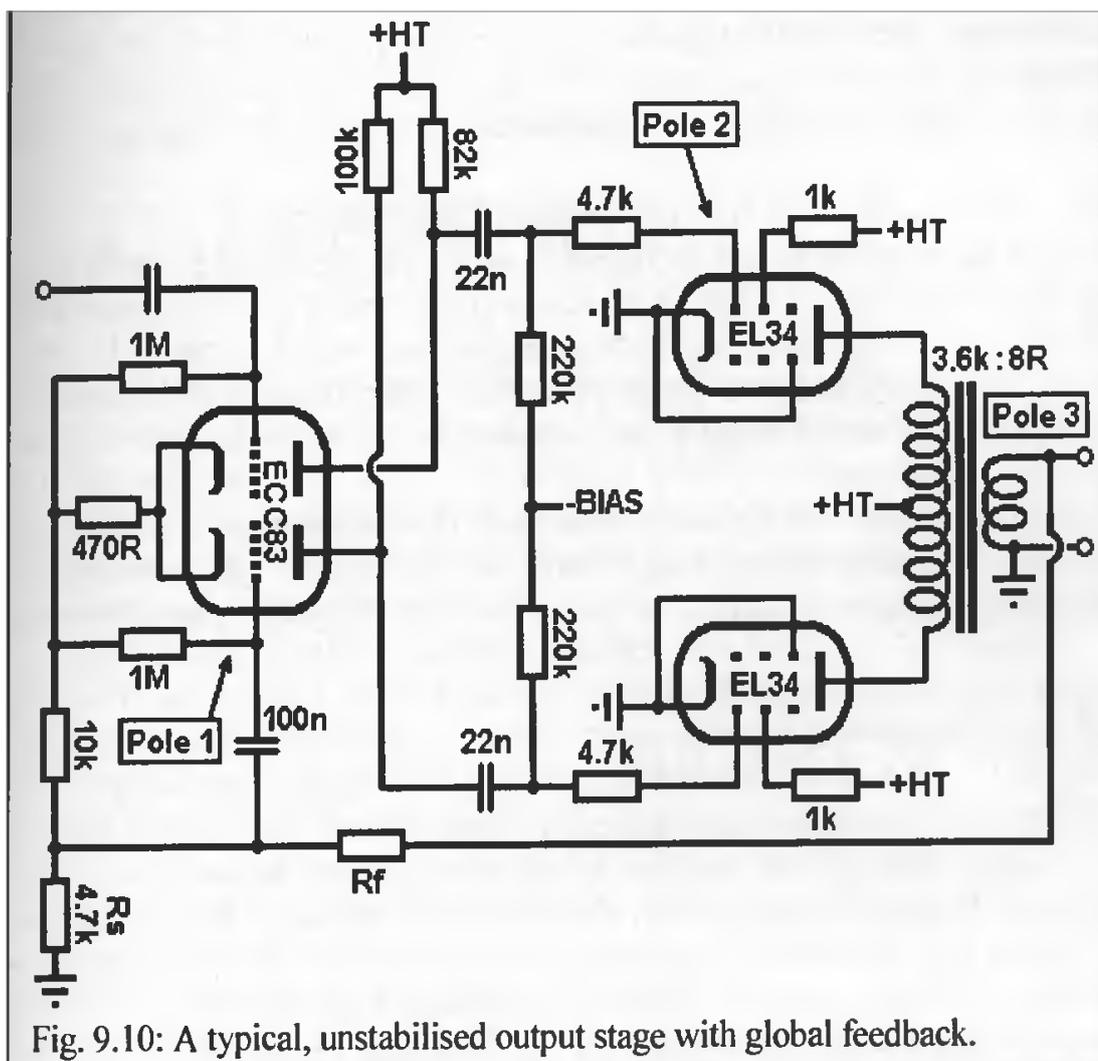


Fig. 9.10: A typical, unstabilised output stage with global feedback.

Нужно рассчитать коэффициент усиления по напряжению выходного трансформатора, чтоб можно было рассчитать усиление разомкнутого контура от фазоинвертора до динамика. Предположим, что мы берём обратную связь от выхода на нагрузку 8 Ом (не имеет принципиально значения выбор выхода относительно которого будет производиться расчёт), то соотношение сопротивлений трансформатора будет 3,6к/8. Поскольку отношение приведённых сопротивлений будет квадратом от коэффициента трансформации, то этот коэффициент будет равным: $\sqrt{3,6\text{К}/8} = 21,1/1$. Другими словами, напряжение сигнала на первичной обмотке делится на 21,1 (коэффициент усиления по напряжению имеет обратное значение). Так как мы рассматриваем только одно плечо, то возьмём половину этого значения или 10,6.

Общее усиление усилителя без применения обратной связи будет:

$$A_o = \frac{30 * 12}{10.6} = 34 \text{ или } 30,6\text{dB}$$

Затем применим глобальную отрицательную обратную связь (ООС) от выхода на нагрузку 8 ом до фазоинвертора.

Можно выделить три “полюса” в этой цепи:

- “Полюс” 1 связан с конденсатором у того входа фазоинвертора куда заводится ООС.

Коэффициент усиления триода составит 30 и $C_{ga}=1,6\text{пФ}$, $C_{gk}=1,6\text{пФ}$. Подставив значения в формулу LVII получим входную ёмкость равную:

$$C_{in} = C_{gk}(1 - A_k) + C_{g1} \cdot A_a$$

$$C_{in} = 1.6(1 - 0.5) + (1.6 \times 30)$$

$$= 49 \text{ пФ}$$

Частота “полюса” определяется входной ёмкостью, обратной связью и соединёнными параллельно резисторами R_f и R_s . R_f мы ещё не выбрали, но даже в неблагоприятном случае эта частота не может быть ниже чем:

$$f = \frac{1}{2\pi C_{in} R_s} = \frac{1}{2\pi \times 49 \times 10^{-12} \times 4.7 \text{к}}$$

$$= 691 \text{ kHz}$$

То есть частота является очень высокой и, следовательно, вряд ли создаст какие то проблемы!

- “Полюс” 2 связан с ёмкостью выходных ламп

Каждая EL34 имеет усиление 12 и паспортное значение C_{g1} для всех электродов кроме анода, равное 15,5 пФ, а $C_{g1a} = 1,1$ пФ. Если на экранную сетку подаётся фиксированное напряжение, то эффект Миллера устраняется и входная ёмкость будет иметь значение просто суммарное 16,3 пФ. Тем не менее, присутствующий резистор - сеточный блокиратор второй сетки 1К, может испортить некоторое экранирующее действие, поэтому возьмём в расчёт общую входную ёмкость равную 25 пФ.

Выходное сопротивление фазоинвертора будет 40К, которое соединено параллельно с резисторами утечки сетки 220К, что даст суммарное сопротивление 33,8К, которое суммируясь с резисторами сеточных блокираторов первой сетки даст суммарное значение 38,5К. Это даст частоту на этом “полюсе” равную:

$$f = \frac{1}{2\pi C_{in} R} = \frac{1}{2\pi \times 25 \times 10^{-12} \times 38.5 \text{к}}$$

$$= 165 \text{ kHz}$$

- “Полюс” 3 связан с собственными потерями выходного трансформатора.

Можно было бы измерить их непосредственно на трансформаторе, хотя истинное значение можно будет получить только при подаче высокого напряжения на него, или же взять значения из данных производителя трансформатора. Будем считать, что первая точка даёт -1дБ при 30кГц. Так как вторые гармоники будут иметь спад -3дБ на этом “полюсе” и находится октаву выше, чем первое значение, поэтому это увеличивает частоту до 60кГц. Если производитель заявил частоту для значения -3дБ на октаву, то мы бы использовали конечно, его значение.

Создалась тревожная ситуация: доминирующим “полюсом” будет выходной трансформатор с его ослаблением второго порядка (несколько непредсказуемым). Характерно, что скорость затухания будет, по крайней мере, около 12дБ на октаву и именно поэтому так много усилителей подобного типа страдают от ультразвукового фона, если они не используют выходной трансформатор исключительного качества с широкой полосой частот.

Мы не можем в нашем примере заменить выходной трансформатор и не можем прямо повлиять на “полюс” №3, потому что он связан последовательно только цепью обратной связи, что вызовет сдвиг фаз по только этой цепи и не повлияет на реакцию открытого контура. Вместо этого мы будем влиять на “полюс” №2, управляя входной ёмкостью лампы, чтоб сделать его доминирующим “полюсом”. Есть несколько способов для достижения этого.

Один из методов применяется в конструкциях усилителей Marshall - это подключение конденсатора 47пФ между анодами фазоинвертора. Поскольку схема сбалансирована, то при рассмотрении с одной стороны цепочки значение конденсатора как бы удваивается, так как на его выводах появляются два противофазных сигнала. Если проигнорировать значение сеточного блокиратора, которое довольно незначительно, то частота "полюса" 2 снизится примерно до:

$$f = \frac{1}{2\pi CR} = \frac{1}{2\pi \times (25 \times 10^{-12} + 94 \times 10^{-12}) \times 33.8k} = 38.9kHz.$$

Конечно, это улучшение было на старых нестабильных конструкциях и оно по-прежнему слишком высоко для гарантированного достижения хорошей стабильности, так как едва выше на октаву "полюса" у выходного трансформатора. Это лишь оптимистическое предположение о том, что усилитель будет стабильным. На самом деле баланс, вероятнее всего, будет посредственным, а также значительно меняться при перегрузке выходных ламп. Проще говоря, в наполовину перегруженном малобюджетном аппарате это позволит добавить менее 6дБ обратной связи, которые будут сомнительной стабильности (это отчасти может объяснить, почему ранние усилители Marshall использовали менее глубокую обратную связь, чем Fender). В усилителе Fender Showman 6G14-A используется конденсатор 100пФ в этом месте, что немного улучшает ситуацию. Некоторые усилители Mesa Boogie Dual Rectifier используют более сложную компоновку. Конденсатор 75пФ подключается между анодами фазоинвертора, а также конденсаторы 150пФ помещаются параллельно каждому анодному резистору (что, конечно же, будет равнозначно подключению этого конденсатора на землю). Усилители используют 4-ре выходных лучевых тетрода 6L6GT, но их взаимная ёмкость около 50пФ - примерно такая же, как и у двух параллельно подключённых ламп EL34. Общая шунтирующая ёмкость действующая на каждый выход фазоинвертора увеличивается до $150 + (2 \times 75) + 50 = 350$ пФ. Это снижает частоту "полюса" до:

$$f = \frac{1}{2\pi \times 350 \times 10^{-12} \times 33.8k} = 13.5kHz.$$

Это значение достаточно низкое, чтоб обеспечивать стабильность даже при применении самого низкобюджетного выходного трансформатора и будет обдуманым выбором при проектировании. Тем не менее, этот механизм более сложный, чем представляется: конденсатор, подключённый между анодами, является лишним и почти наверняка есть наследием от старых конструкций, также некоторую ошибку можно увидеть в использовании сеточных блокираторов (хотя в данном случае это компенсируется большими конденсаторами шунтирующими анод).

Правильный способ стабилизировать схему - это применить шунты непосредственно у пентодов, так как это обеспечит наиболее предсказуемый результат. Добавление конденсаторов 220пФ от первой сетки каждого пентода EL34 на землю, снизит частоту "полюса" примерно до:

$$f = \frac{1}{2\pi \times (25 \times 10^{-12} + 220 \times 10^{-12}) \times 38.5k} = 16.9kHz.$$

Это значение недостаточно низкое, чтоб влиять на слышимые частоты усилителя, но достаточное, чтоб позволить применить менее 10дБ обратной связи, что в свою очередь позволит добиться разумного запаса устойчивости. Применительно к гитарным усилителям, без необходимости большой скорости нарастания выходного сигнала, автор книги рекомендует смещать этот "полюс" ещё дальше, до значение около 10кГц, например, как это делается в некоторых усилителях Mesa Boogie для максимальной стабильности.

Некоторые любители из сборщиков гитарных усилителей могут чувствовать себя некомфортно при предложении о добавлении таких ёмкостей, считая что это несомненно уберёт из тона звука усилителя высокие частоты и «воздушность», испортит тон, но это лишь показывает непонимания механизма обратной связи, а также различия функционирования триодов и пентодов и ограничений вносимых гитарными динамиками по ощущениям человеческого слуха!

Во-первых, существует очень мало полезных гармоник на частотах выше 10кГц, и гитарные динамики, в любом случае, почти не воспроизводят частоты выше этого диапазона. Кроме того, большинство гитарных усилителей такого типа использует около от 4 дБ до 10дБ обратной связи, так что ширина полосы частот замкнутого контура будет по-прежнему рассчитана на частоты значительно выше, чем слышимые, без ущерба для тона. Автор книги всегда модифицирует обратную связь существующих усилителей подобным образом, так как это обеспечивает стабильность даже при сомнительном качестве выходного трансформатора и его железа промышленного стандарта. Увеличение сеточных блокираторов для доминирующего «полюса» имеет неожиданное преимущество, в том, что при перегрузке усилителя или когда обратная связь нарушена, уровень высоких частот будет понижен по отношению к нормальному разомкнутому контуру, помогая уменьшить генерацию неприятных высоких гармоник.

Выбор резистора в цепочке обратной связи.

Допустим, что граница неустойчивости имеет значение ниже примерно 10дБ (см. рисунок 9.12), таким образом, мы можем выбрать около 6дБ обратной связи, уменьшив усиление вдвое с 34 до 17, или другими словами от 30,6дБ до 24,6дБ.

Чтоб рассчитать значение резистора в обратной связи R_f , сначала нужно найти требуемую долю обратной связи β , подставив значения в универсальную формулу для расчёта:

$$A_{cl} = \frac{A_o}{1 + A_o\beta}$$

Где:

$$\beta = \frac{A_o - A_{cl}}{A_o \cdot A_{cl}} = \frac{34 - 17}{34 \times 17} = 0.03$$

Так как R_f и R_s образуют делитель напряжения, то в первом приближении можно сказать что:

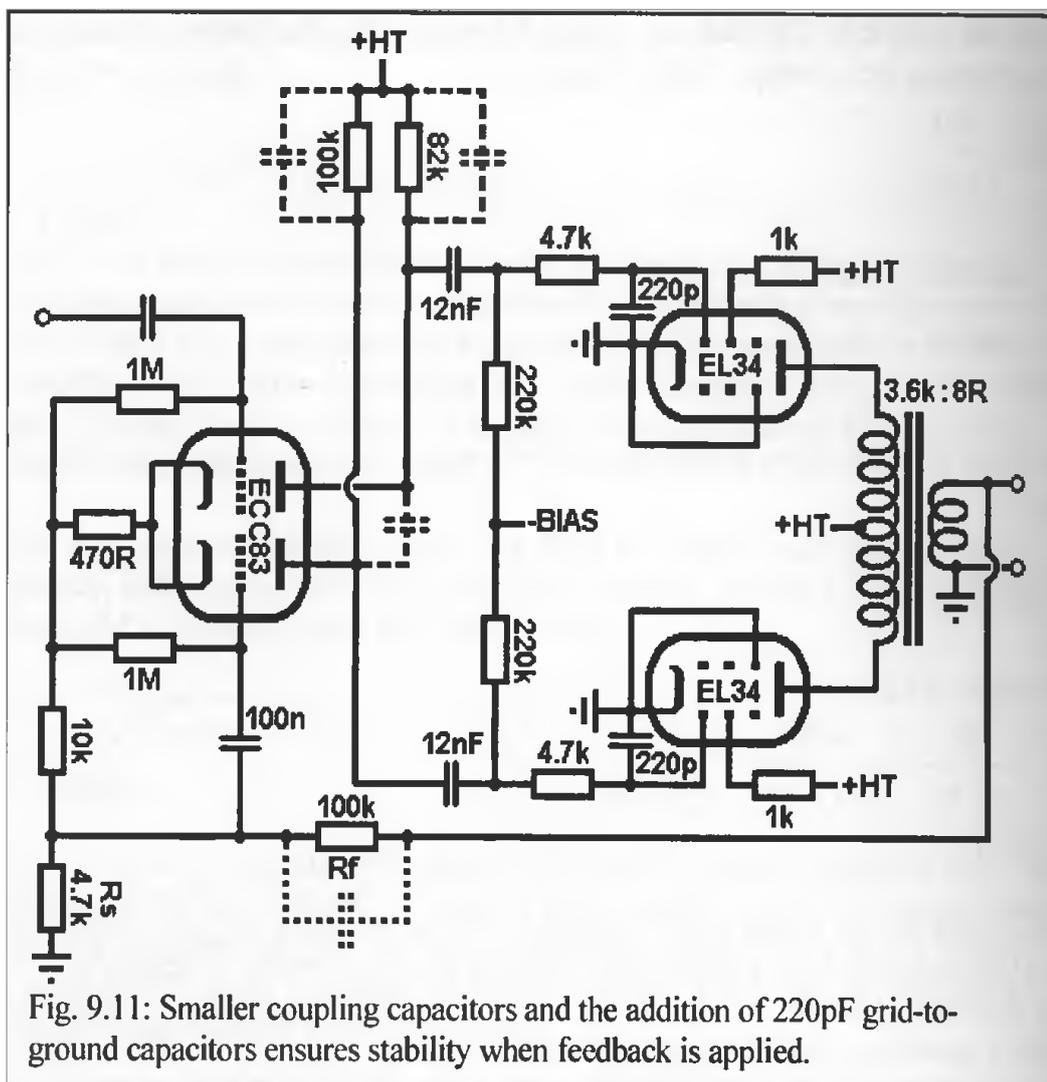
$$\beta \approx \frac{R_s}{R_s + R_f}$$

Преобразуя формулу для расчёта R_f , получим:

$$R_f \approx \frac{R_s}{\beta - R_s} = \frac{4.7k}{0.03 - 4.7k} = 152k\Omega$$

Таким образом, можно взять ближайшее значение из стандартного ряда 150К, или мы можем рискнуть, используя 100К, тем самым применяя немного большую долю обратной связи (около 8дБ), что часто можно увидеть в усилителях Marshall. Модифицированная схема показана на рисунке 9.11. Для полноты понимая схемы пунктиром показаны конденсаторы, применяемые для стабилизации в усилителях Marshall/Mesa.

Если обратную связь брать с выхода трансформатора 4 Ом, то мы бы использовали отношение : $\sqrt{3,6К/4} = 30/1$, таким образом усиление открытого контура уменьшилось бы на : $1/\sqrt{2}$. Поэтому, чтоб достичь такого же коэффициента обратной связи требовался бы резистор Rf в $1/\sqrt{2} = 0,71$ раз меньшего номинала, чем при использовании обмотки 8 Ом. Если использовать обмотку на 16 Ом, то его значение было бы $2^2=4$ раз большим, чем при использовании обмотки 8 Ом. Таким образом, видно, что выбор обмотки для обратной связи не имеет значения, если резистор рассчитан правильно.



На рисунке 9.11 также есть конденсатор, который соединён параллельно с резистором обратной связи (обозначен пунктиром). Такое включение сделано с целью исключения падение высоких частот в цепи обратной связи для получения эффекта не только открытого контура, но и фазового сдвига (читатель должен хорошо запомнить это!). Падение усиления уменьшает коэффициент обратной связи, что помогает компенсировать потерю общего усиления, таким образом обратная связь расширяет и выравнивает частотную характеристику, как описано ранее этой главе. Однако на самых высоких частотах, входной и обратный сигналы имеют фазовую

задержку, увеличенную примерно на -90° . Другими словами, они «не видят» друг друга, что способствует дальнейшему уменьшению коэффициента обратной связи. За счёт такой ООС получается усиление высоких частот, получая «горб» в ВЧ области. Схему обратной связи некоторых усилителей корректируют, добавляя небольшую ёмкость параллельно резистору обратной связи, чтобы позволить этим частотам отстать, вернув себе фазовый сдвиг и «ускориться» (поэтому их называют **скоростные конденсаторы**), что также помогает достичь плоской частотной характеристики. Нет особых способов расчёта этого компонента, так как всё сильно зависит от паразитных ёмкостей реального усилителя, но примерный ориентир для заложения в схему можно рассчитать по формуле:

$$C \approx 2000 \cdot \frac{1}{R_f}$$

Где:

C - ёмкость такого скоростного конденсатора в пФ.

R_f - резистор обратной связи в килоомах

Этот компонент сложно найти в схемах гитарных усилителей, поскольку к ним не предъявляются требования идеально ровной АХЧ, но если нужно в стабильный усилитель добавить «остроты», то можно воспользоваться этим методом. Обычно этого используется ввод меандра (10 КГц или около того) в усилитель при контроле мощности через нагрузку на резистивный элемент на выходе усилителя с помощью осциллографа (меандр – периодический сигнал прямоугольной формы). Если при этом на передних фронтах выходного сигнала есть некоторые пики, тогда скоростной конденсатор можно увеличиваясь до тех пор, пока на выходе не появится самый хороший меандр.

Ну и наконец, рассмотрим самую низкую стабильную частоту на исходной схеме, показанной на рисунке 9.10. Можно различить три «нуля»:

«Ноль» №1 - это место, где обратная связь вводится в фазоинвертор через конденсатор 100нФ. Вход фазоинвертора имеет начальную нагрузку примерно 2М, так что если даже резисторы обратной связи очень малы этот «ноль», вряд ли будет выше чем:

$$f = \frac{1}{2\pi CR} = \frac{1}{2\pi \times 100 \times 10^{-9} \times 2000k} = 0.8\text{Hz}$$

И вряд ли это будет проблемой.

«Ноль» №2 связан с высокочастотной CR-связкой между фазоинвертором и выходными лампами. Спад из-за ёмкости можно рассчитать подставив значения в формулу X:

$$C_0 = \frac{1}{2\pi f(Z_{out} + R_g)}$$

Тогда:

$$f = \frac{1}{2\pi C(Z_{out} + R_g)} = \frac{1}{2\pi \times 22 \times 10^{-9} \times (40k + 220k)} = 27.8\text{Hz}$$

«Ноль» №3 получается за счёт низкочастотных собственных потерь в обмотках трансформатора. Индуктивность его первичной обмотки L_{pri} может быть измерена непосредственно на трансформаторе, либо может присутствовать в данных изготовителя. В нашем случае мы будем считать, что она составит 30 Генри. Спад на трансформаторе на -3дБ будет происходить на:

$$f_{-3dB} = \frac{r_a \parallel Z_{pri}}{2\pi L_{pri}}$$

Где:

r_a – анодное сопротивление пары параллельно соединённых выходных ламп.

Z_{pri} – сопротивление (приведённое) первичной обмотки трансформатора (между анодами).

L_{pri} – индуктивность первичной обмотки трансформатора (между анодами).

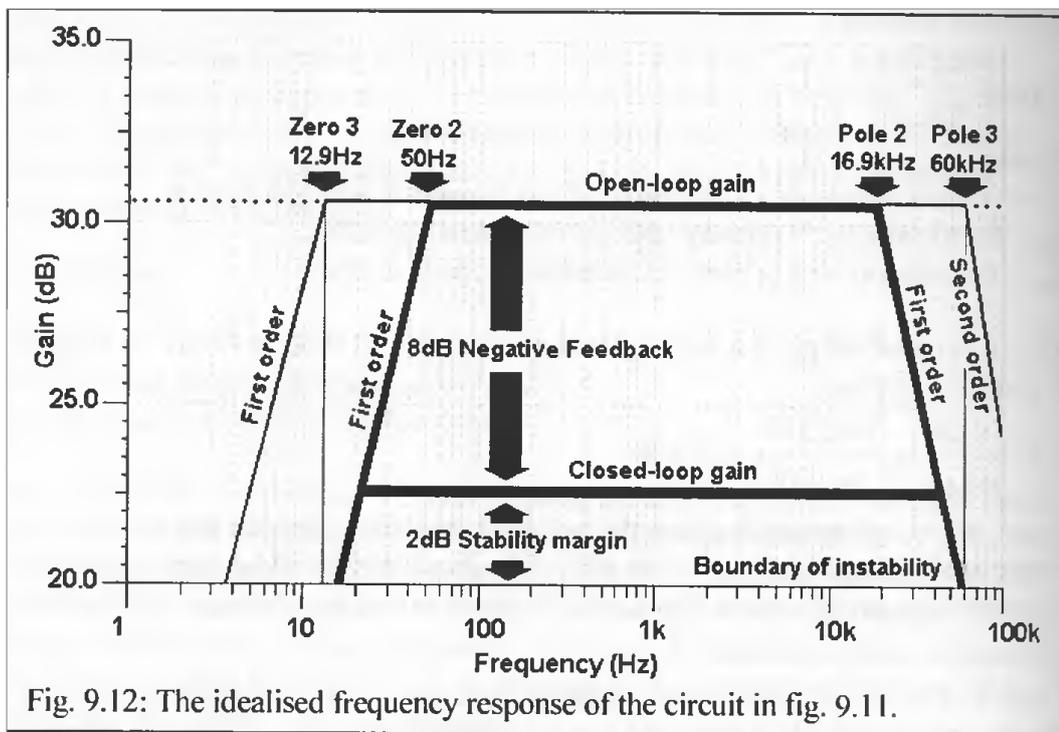
В паспортных данных на лампу EL34 даны сопротивления анода 15К, или же 7,5К для двух ламп соединённых параллельно:

$$f = \frac{r_a \parallel Z_{pri}}{2\pi L_{pri}} = \frac{7.5k \parallel 3.6k}{2\pi \times 30} = 12.9\text{Hz}$$

Опять же, это лишь относительно, так как два самых доминирующих «полюса» отстают на октаву друг относительно друга, то есть может быть добавлено без риска радиопомех не более 6дБ обратной связи и это показывает, почему для усилителей желательны выходные трансформаторы с высокими значениями индуктивности. Если же нет возможности заменить выходной трансформатор и использовать лампы с более низким выходным сопротивлением, то остаётся только изменить ёмкости конденсаторов. Мы можем сделать их гораздо большими (1мкФ к примеру), чтоб сделать спад на этом «полюсе» ниже 1Гц и трансформатор становится доминирующим «полюсом» (напомним, что доминирует тот «полюс», у которого частота ниже), или можем сделать их меньше, что даст дополнительное преимущество, сокращая шансы блокировочных искажений. В HiFi усилителях мы стремились бы к частоте 27,8Гц, но для гитарных и даже бас-гитарных эту частоту можно смело поднять до 50Гц и даже выше, что может быть выполнено применив разделительные конденсаторы 12нФ, хотя даже 10нФ не будет серьёзной ошибкой, помните о том, что наличие обратной связи расширяет полосу пропускания, в которую попадает и эта частота тоже. На практике падение сопротивления нагрузки на низких частотах вызывает падение выходной мощности, снижая коэффициент обратной связи, что, как правило, приводит к радиошуму. Тем не менее, автор книги рекомендует использовать эти номиналы конденсаторов. В усилителях, имеющих несколько параллельно соединённых выходных ламп, приведённое сопротивление на первичной обмотке выходного трансформатора будет меньше и, следовательно, суммарное сопротивление между анодами ламп тоже уменьшится, так что формирующийся трансформатором фильтр низких частот имеет уже более низкое пропускное значение. Это позволяет добиться и более низкой частоты спада у конденсаторов, что является одной из причин использования большого количества выходных ламп в бас-гитарных усилителях и HiFi-усилителях.

Окончательная частотная картина показана на рисунке 9.12. Запас устойчивости составит 2дБ, что меньше, чем мы могли бы ожидать, хотя применение выходного трансформатора более высокого качества улучшит ситуацию и позволит отодвинуть доминирующий «полюс» подальше от «нуля». Стабильность усилителя можно проверить введя в него меандр (тестовый сигнал на различных частотах по всему диапазону), контролируя сигнал на выходе осциллографом, предварительно создав резистивных эквивалент нагрузки. При это мы не должны наблюдать там

никаких пиков по всему фронту волны. В гитарном усилителе передний фронт может также иметь «завал», свидетельствуя о том, что очень высокие частоты ослабляются, это нормально. Применение конденсатора 100нФ параллельно резистору нагрузки расширяет запас устойчивости. Если меандр показывает только скромные пики переднего фронта частот, при добавлении конденсатора, то можно считать запас устойчивости приемлемым. Если же этих пиков не будет вообще, то устойчивость системы можно считать отличной!



Основные формулы темы.

LXI. Универсальное уравнение обратной связи

$$A_{cl} = \frac{A_o}{1 + A_o\beta}$$

Где:

A_{cl} = усиление закрытого контура

A_o = усиление открытого контура

β = доля обратной связи

Но если A_o и/или β очень велики или бесконечны, то $A_o\beta \approx 1 + A_o\beta$ и можно упростить до:

$$A_{cl} = 1 / \beta$$

LXII Усиление триода с местной обратной связью (см. рисунок 9.13)

$$A_{cl} = \frac{A_o \cdot B}{\frac{R_f}{R_g} + A_o + B + 1}$$

Где: $B = R_f/R_{in}$

Но если R_g является незначительным или находится вне этой цепочки (показано пунктиром), то формула упрощается:

$$A_{cl} = \frac{A_o \cdot B}{A_o + B + 1}$$

LXIII Выходное сопротивление у триода, с применением местной обратной связи (для рисунка 9.13):

$$Z_{out} = R_a \parallel r_a'$$

Где:

$$r_a' = \frac{r_a}{A_o / A_{cl}}$$

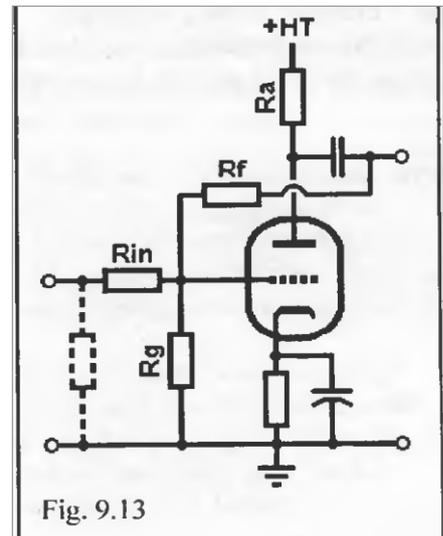


Fig. 9.13

LXIV Входное сопротивление у триода, с применением местной обратной связи (для рисунка 9.13):

$$Z_{in} = \frac{r_a(R_{in} + R_f) + R_a(r_a + R_{in} + R_f + \mu R_{in})}{r_a + R_a + \mu R_a}$$

LXV Если R_a больше r_a , формула может быть упрощена:

$$Z_{in} = R_{in} + \frac{R_f}{\mu + 1}$$

Но если μ много больше единицы, тогда:

$$Z_{in} \approx R_{in}$$

Приблизительная величина конденсатора:

$$C \approx 2000 \cdot \frac{1}{R_f}$$

Коэффициент трансформации выходного трансформатора:

$$n = \sqrt{\frac{Z_{pri}}{Z_{sec}}}$$

Где:

Z_{pri} – приведённое сопротивление первичной обмотки

Z_{sec} – приведённое сопротивление вторичной обмотки (сопротивление динамика)

Коэффициент усиления первичной обмотки будет $1/n$

Частота спада -3дБ на выходном трансформаторе:

$$f = \frac{r_a \parallel Z_{pri}}{2\pi L_{pri}}$$