

Глава 8 . Фазоинвертор с катодной связью. (Long-Tailed-Pair).

Основные операции. Основные параметры. Проектирование. Связь по постоянному току. По переменному току. Глобальная отрицательная ООС. Контроль без наличия ООС. Шкала контроля. Перегрузка. Формулы.

Фазоинвертор с катодной связью (далее как ФсКС) нашёл самое популярное применение в гитарных усилителях. Он также известен как дифференциальный усилитель, «длиннохвостый фазоинвертор» (оригинальный перевод именно такой) или инвертор Шмитта, после того как Отто Штитт описал его в 1934 году. Фазоинвертор с разделённой нагрузкой (далее как ФсРН) описанный в главе 7 хорошо подходит для применения с относительно чувствительными выходными лампами для высокого уровня перегрузки, но если мы хотим подавать сигнал на более мощные выходные лампы с тем же уровнем искажений, то потребуется большая амплитуда сигнала. Это может быть получено при использовании ФсРН при высоком анодном напряжении, что не всегда удобно. «Длиннохвостый» фазоинвертор, однако, предлагает сильнее раскаченный выходной сигнал и требует применения двух триодов, которые как правило объединены в одной лампе. И кажется даже что практически любой триод даст хороший звук при использовании ФсКС, даже ECC81/12AT7! 12AY7 также является популярным выбором для низкого, умеренного усиления, и особенно богатого тона. ECC82/12AU7 также оптимальна для очень чистых или басовых усилителей.

Основные операции с ФсКС

Упрощенная схема ФсКС показана на рис. 8,1, из которого видно что схема имеет два входа (плюс земля) и два выхода (плюс земля), что делает её шести полюсной полностью сбалансированной или двухтактной схемой. Видно, что анодный ток каждого триода поступает на общую точку катодного резистора R_k , который образует «хвост» схемы.

Предположим что при подаче входного положительного сигнала V_1 , анодный ток увеличится. Этот же ток течет в R_k увеличивая напряжение на нём, что снижает напряжение на сетке V_2 (между катодом и сеткой), поэтому анодный ток через V_2 уменьшается. Другим словами V_2 сделалось противоположным V_1 , таким образом противофазные сигналы появляются на каждом выходе. Иначе можно сказать что V_1 работает как обычная стадия усиления и как катодный повторитель. Выходной сигнал из катода V_1 передаётся в катод V_2 , который усиливает его но, не инвертируя относительно входного сигнала. Поэтому выход из V_1 это *противофаза*, а V_2 находится в *фазе* с входным сигналом, таким образом, действует схема этого фазоинвертора. Аналогичную картину можно получить если входной сигнал подвести к V_2 вместо V_1 . В идеально сбалансированной схеме амплитуды выходных сигналов равны, а это возможно только если каждый триод «видит» одну половину от общего входного сигнала, из чего следует что сигнал появляющийся на катоде должен быть равен половине амплитуды входного сигнала.

Однако, предположим, что мы введём положительный сигнал для обоих каналов одновременно. Тогда оба триода будут пытаться увеличивать анодный ток. Это вызовет увеличение напряжения на R_k , потому что каждый из катодов будет «работать» от соответствующий сетки. В идеале, напряжение на катоде возрастёт на столько же на сколько и на соответствующей сетке, так что общее изменение напряжение между катодом и сеткой не произойдёт. Таким образом не будет сформирован сигнал для усиления на лампе и не будет его на выходе. От этих мысленных экспериментов обнаружим, что ФсКС будет усиливать разность потенциалов между входами именно по этому его и называют дифференциальный усилитель. Когда мы введём одинаковый сигнал на обе сетки, то разницы между ними не будет, при этом усиления не будет тоже. Это свойство известно как **Синфазная пульсация или CMRR**. Это одна из прекрасных особенностей

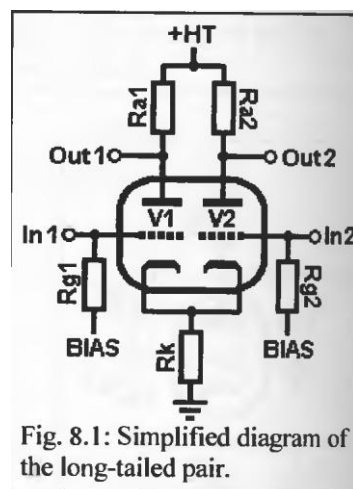
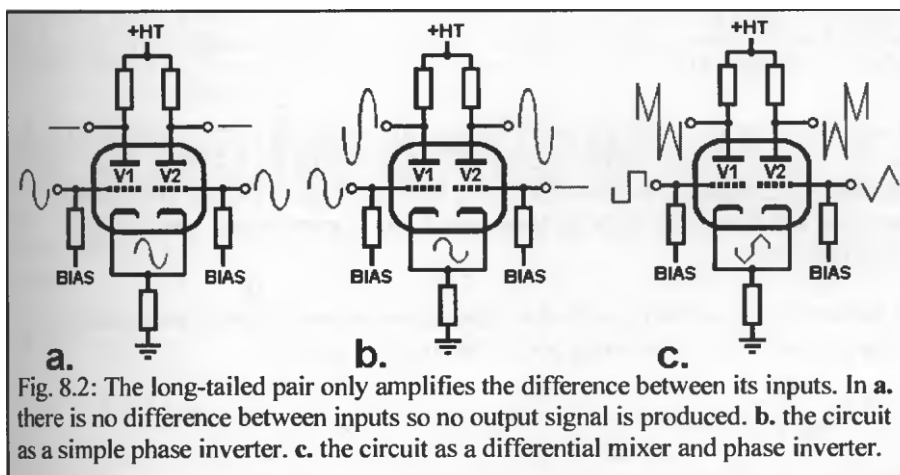


Fig. 8.1: Simplified diagram of the long-tailed pair.

сбалансированного усилителя, так как различие между полезным сигналом (сигналами) и «синфазным» гулом и шумом нет, и этот шум будет общим для обоих входов и усиливаться не будет.

Мы могли бы также подать два совершенно разных сигнала. Схема тогда смешивала бы оба, усиливая лишь разницу между ними, они также представляли бы противофазу к входному сигналу. Следовательно «длиннохвостая пара» может быть использована не только в качестве фазоинвертора, но и в качестве инвертора/микшера как показано на рис. 8,2.



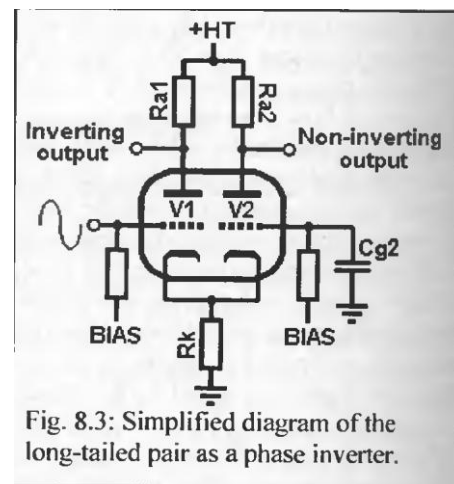
Основные параметры фазоинвертора с общим катодом:

В большинстве гитарных усилителей используют эту стадию просто как фазоинвертор в котором вторая сетка заземлена по переменному току через конденсатор Cg2, а входной сигнал подведён к первой сетке.

Упрощенно это показано на рис. 8,3 и также на рис. 8,2b мы видим что вывод V1 инвертирует сигнал, в то время как V2 не инвертирует. Если не обходить вторую сетку, то входной сигнал может найти путь к ней и мы не имели бы разницу между входами и поэтому получили бы не эффект фазоинвертора, а очень несбалансированный выходной сигнал, в зависимости от самой схемы.

Усиление:

Так как V1 должен будет выступать в качестве катодного повторителя, у которого усиление несколько меньше единицы, то входной сигнал не в полной мере будет подаваться на V2, и усиление на каждом выходе не будет одинаковым и этап будет несбалансированным. Можно сказать что для двух одинаковых триодов при условии что $R_{a1}=R_{a2}=R_a$, получим не инвертирующий выход.



$$A_2 = \frac{\mu R_a}{(R_a + r_a) \left(2 + \frac{R_a + r_a}{R_k(\mu + 1)} \right)} \dots \dots \dots LV$$

Но усиление на инвертирующем выходе будет больше чем это значение

$$\frac{A_1}{A_2} = 1 + \frac{R_a + r_a}{R_k(\mu + 1)} \dots \dots \dots LVI$$

Из формулы видно, что если анодные резисторы равны, общий баланс зависит от величины R_k и идеальный баланс достигается при бесконечном его значении. Если значение R_k не бесконечно, то баланс можно улучшить с помощью ламп с более высоким коэффициентом усиления μ . Мы можем также использовать не одинаковые анодные резисторы чтобы добиться равного усиления на каждом выходе, но об этом позже.

Кроме того мы можем изменять величину выходного сигнала, что даст нам дифференциальное усиление. Предполагаемый идеальный баланс тогда составит:

$$A = \frac{\mu R_a}{R_a + r_a}$$

Который является точно таким же как и по формуле III, для каскада усиления с общим катодом. Другими словами выходной сигнал ФКС составит примерно половину того сигнала который будет получен из того же триода, но при обычном включении с тем же анодным резистором. Если в фазоинверторе с отдельной нагрузкой был бы соединен подобным образом, то это усиление было бы от обоих выводов, что демонстрирует почему он предлагает больше усиления от тех же двух ламп.

Входная ёмкость:

Общая входная ёмкость определяется по формуле:

$$C_{in} \approx C_{gk} (1 - A_k) + C_{ga} A_a \dots \dots \dots LVII$$

Где

A_k – усиление от сетки к катоду, составит примерно 0,5

A_a – усиление полученное на аноде, примерно составит

$$A_a \approx \frac{\mu R_a}{2(R_a + r_a)}$$

И размер $C_{gk}(1-A_k)$, очень мал и может быть приблизительно принят

$$C_{in} \approx C_{ga} A_a$$

Входное сопротивление:

На схеме рис.8,3 входное сопротивление просто равно величине резистора утечки, который может иметь любое удобное значение, если оно не превышает табличное для рассматриваемой лампы. В других обсуждаемых схемах, сопротивление может быть гораздо больше.

Выходное сопротивление:

Если схема идеально сбалансирована, то выходное сопротивление такое же как при рассмотрении обычной стадии усиления, определяемое по формуле VIII

$$Z_{out} = R_a \parallel r_a = \frac{R_a \cdot r_a}{R_a + r_a}$$

Однако если этап не сбалансирован, то выходное сопротивление будет выше. Тем не менее, изменения его не очень велики и максимум их составит:

$$Z_{out} = R_a \parallel r_a + R$$

Где

$$R = \frac{R_a + r_a}{1 + \frac{R_a + r_a}{R_k(\mu + 1)}}$$

Если R_k и μ велики, то $R = R_a + r_a$ и выходное сопротивление может упрощённо быть найдено:

$$Z_{out} \approx R_a \parallel 2r_a + R_a = \frac{R_a}{2} \dots\dots\dots L VIII$$

Входная чувствительность:

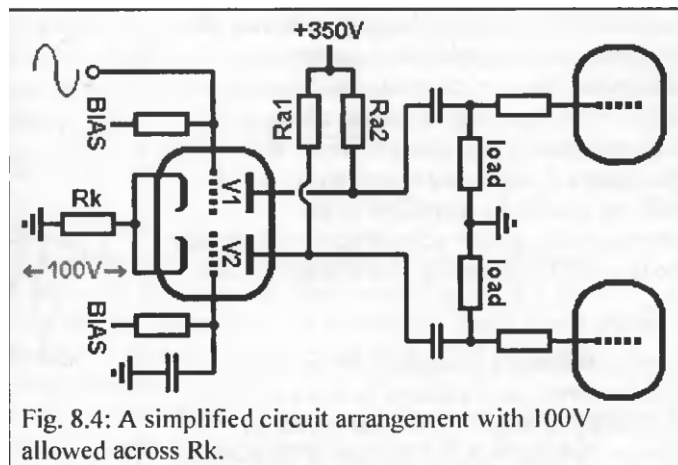
Так как половина сигнала отображается на катоде ФСКС, то входная чувствительность уменьшается вдвое по сравнению с аналогичным стандартным включением триода с обходом катода. Например для типичных ECC83/12AX7 полученная входная чувствительность составит около 4Vp-p, при обычном включении. Но при включении в режиме ФСКС это составит половину, то есть около 8Vp-p, делая перегрузку ФСКС сложнее (т.е. с большим запасом). Конечно, это всё равно более чувствительная стадия, чем ФСРН.

Разработка «длиннохвостой» пары:

Для применения в гитарных усилителях ФСКС (он же «длиннохвостая» пара если забыли :-)) очень желателен так как точный баланс не требуется. На самом деле небольшое количество дисбаланса присущее большинству конструкций даже желательно, так как производит четные гармонические искажения и обоих выходах фазоинвертора и выходного каскада силовой части соответственно , что придаёт большую текстуру тону (в отличие от вводящих в заблуждение «технических консультантов» присутствующих в некоторых гитарных магазинах, которые ошибочно уверяют что идеальный баланс очень существенен). Обычно это уже подразумевается в самой «природе» двухтактных схем, чтобы уравновесить гармонические искажения, так как асимметричная нелинейность в одном плече сочетается с нелинейностью в противоположном, но с обратной фазой, так что искажения равны, но разных знаков и взаимно гасятся, когда смешиваются в выходном трансформаторе. В хорошо отбалансированных ФСКС при использовании триодов обычно преобладают интермодуляционные искажения 3-го порядка, с гармоническими искажениями появляющимися на более низком уровне. В зависимости от количества дисбаланса не чётные и даже гармонические искажения могут быть увеличены по отношению к продуктам интермодуляции, делая звук «ворчливым», характерным для «длиннохвостых» пар. С другой стороны, если сделать фазоинвертор слишком несбалансированным, то это может привести к противоположному эффекту, делая тон слишком «мягким».

Самый простой способ разработки ФСКС, начать с определения того, какое напряжение должно быть на резисторе R_k . Большее напряжение подразумевает большее значение резистора, что улучшит баланс схемы, но уменьшает доступную амплитуду (раскачку) выходного сигнала. Очевидно, при большем анодном напряжении, можно задать большее падение на R_k . «Чистый» усилитель может позволить выбрать большие напряжения, конечно 0,2НТ к 0,5НТ (НТ – анодка) необходимо для большого диапазона выходного сигнала, и они также больше всего выигрывают при хорошей балансировке фазоинвертора, в то время как усилитель HiGain может позволить от 0,1НТ до 0,3НТ.

Например при НТ=350В, мы можем позволить 100В для R_k , оставляя 250В для «эффективной» анодки лампы, как показано на рис. 8,4. Поскольку мы амплитуда входного сигнала триода обычно 2/3НТ, мы можем предположить 170Vp-p на выходе. Что конечно достаточно для получения овердвайва (перегрузки) на практически любой выходной лампе. Теперь мы можем выбрать подходящую нагрузку и нарисовать линии нагрузки лампы с помощью этого «эффективного напряжения» 250В. Например,



если мы выбрали лампу ECC83/12AX7, то могли бы взять типичный для неё анодный резистор 100K. Линия нагрузки построена на рис. 8,5, и наводит на мысль о 170В максимальной амплитуды выходного сигнала, однако стоит учесть дополнительную нагрузку на резисторы утечки сетки силовой лампы (помеченные как load на рис. 8,4). Обычно мы игнорируем подобные нагрузки, но максимально значение резистора утечки силовой лампы гораздо меньше чем ламп предусилителя. Если резисторы утечки сетки будут 220K, которые типичны для EL34 или 6L6GS, тогда нагрузка по переменному току на каждый триод составит $100K \parallel 220K = 69K$. Выбор типичной точки смещение в -1В для нагрузки по переменному току показано на рис. 8,5, из которого видно что фактическая амплитуда выходного сигнала снижается примерно до 140В. К счастью это вполне приемлемо для большинства целей.

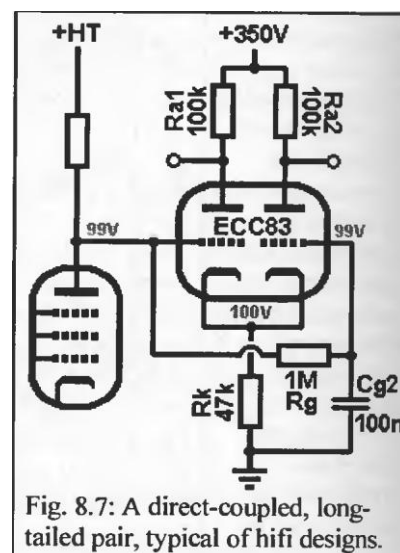
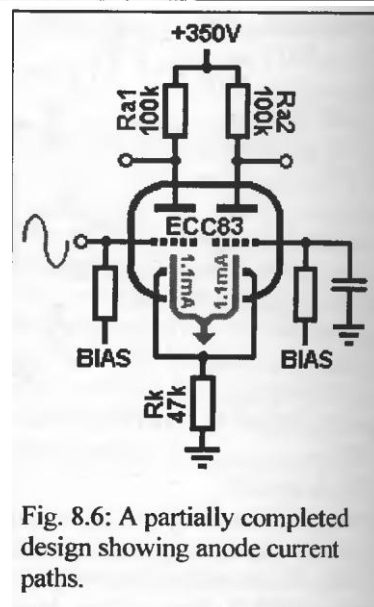
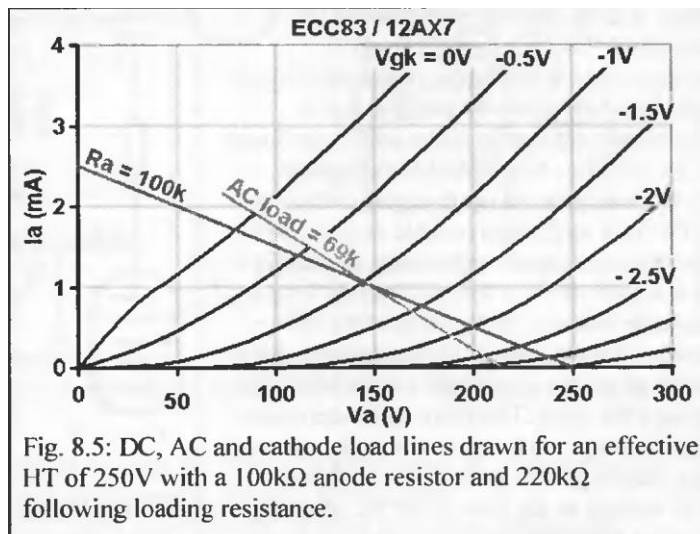
Холодное смещение (ниже середины) будет поощрять сокращение отсечек фазоинвертора, но за счёт уменьшения амплитуды сигнала. Результатом будет являться то, что выходные лампы будут более жестко работать, но можно будет услышать перегруз (овердрайв) самого фазоинвертора, смещая тональный баланс в пользу работы предусилителя, а не оконечника. Теплое смещение (выше середины) имеет противоположный эффект, хотя отсечение тока сетки в фазоинверторе будет наступать раньше, это произведёт большую «нижнюю» амплитуду сигнала, которая даст большее усиление соответствующей выходной лампе, особенно если учесть что она уже будет в ограничении (если выходной каскад не работает в классе «А», конечно).

Выбрав точку смещения, можно найти ток покоя анода. В нашем случае на рис. 8,5 показано 1,1мА. Тем не менее, ток протекающий в R_k является суммой токов обоих триодов, давая это удвоенное значение или 2,2мА. Так как мы изначально задали 100В напряжения на нём, то теперь можно найти его значение применив закон Ома: $R = V/I = 100/0.0022 = 45.5K$.

Ближайшее стандартное значение 47K. На рис. 8,6 показана рассчитываемая схема в рабочем режиме. Так как требуется смещение сетки выставить на -1В и напряжение катода 100В, то на сетке в итоге должно быть 99В. Всё остальное влияет на схему в меньшей степени.

Связи по постоянному току:

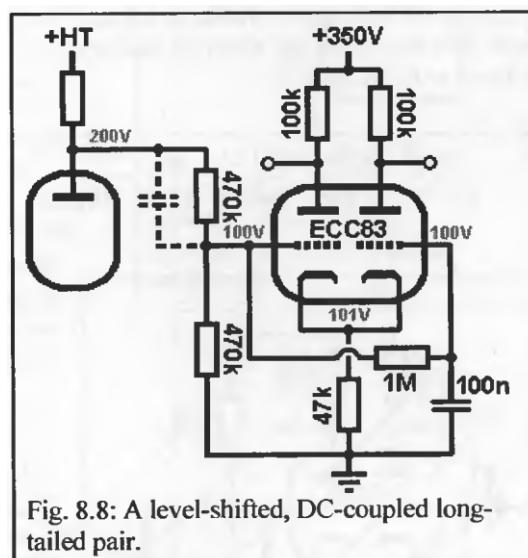
Поскольку потребует высокое напряжение для сетки, то «длиннохвостая» пара очевидный кандидат для связи по постоянному току. Это очень распространённое конструктивное решение для HiFi усилителей, популяризировал Mullard 5-10 и 5-20 разработки, но это сравнительно редко в гитарных усилителях, лишь серии Sound City LB заметное исключение. В нашем примере желательное напряжение на сетке 99В. Оно может быть доступно непосредственно с анода предыдущей стадии, особенно если там пентод (в Sound City LB с катодного повторителя). Это напряжение конечно должно быть применено к обоим сеткам, так как нам



$$C = \frac{1}{2\pi fR} = \frac{1}{2\pi \times 1 \times 1M} \quad 159nF$$

Ранее говорилось что если значение R_k бесконечно (или стремиться к ней), то получим инвертирующий каскад, выходное усиление будет больше чем при неинвертируемом на коэффициент:

$$\frac{A1}{A2} = 1 + \frac{Ra + r_a}{Rk(\mu + 1)}$$

$$\frac{A1}{A2} = 1 + \frac{100k + 65k}{47k \times (100+1)} = 1.03$$
$$\frac{Ra2}{Ra1} = 1 + \frac{Ra2 + ra}{Rk(\mu + 1)} \dots\dots\dots LIX$$


Связи оп постоянному току в ФсКС не часто встречаются в гитарных усилителях, но только по тому что перед ним как привило стоит темброблок или громкость, которые работают только с сигналом (переменным током) и отсечены от постоянного, в противном случае будет возникать треск при вращении потенциометров.

Связь по переменному току:

Разработка ФсКС со связью по переменному току аналогична описанной выше связи по постоянному, за исключением того, что включается в схему разделительный конденсатор, поэтому напряжения к сеткам подводятся иначе.

Фиксированное смещение:

Напряжение смещение лучше подводить к первой сетке (входу), но удобнее это сделать ко второй сетке, как это показано на рис.8,9. Внимательный читатель может отметить сходство с фиксированным смещением для фазоинвертора с разделённой нагрузкой (глава 7) показанной на рис. 7,5b.

R1 и R2 образуют делитель напряжения, который обеспечивает на второй сетке напряжение 99В, в то время как Rg «перетягивает» его к первой сетке. Обходной конденсатор Cg2 должен быть увеличен, так как эффективное сопротивление к второй сетке будет сводиться к R1 || R2 || Rg или:

$$R = \frac{1}{\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} + \frac{1}{Rg}} = \frac{1}{\frac{1}{560k} + \frac{1}{220k} + \frac{1}{1000k}} = 136k\Omega$$

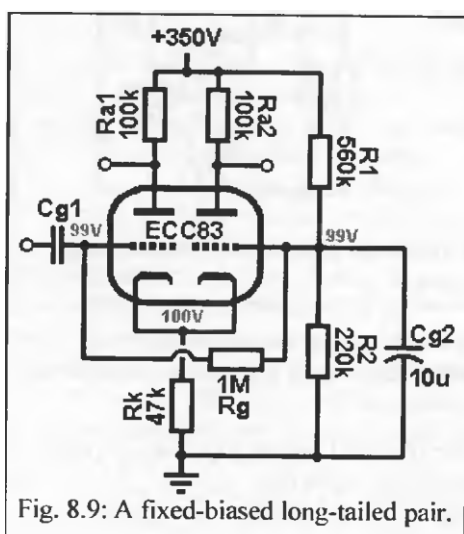


Fig. 8.9: A fixed-biased long-tailed pair.

Большое значение конденсатора в 10мФ обеспечит хорошую фильтрацию, но он должен иметь номинальное значение допустимого напряжения несколько больше, чем напряжение на сетке, скажем 160В, при котором габарит самого конденсатора не будет лишком большим.

Разделительный конденсатор и сеточный резистор Rg выбираются обычным образом.

Подобный вариант смещение сеток фазоинвертора очень редко применяется в аудио усилителях, но показан здесь для полноты картины. Его мало популярность возможно связана с тем, что

метод катодного смещения (описанный ниже) предлагает более высокое входное сопротивление с теми же компонентами, и не требует большого (а следовательно электролитического) обходного конденсатора.

Катодное смещение:

Это наиболее распространённая схема смещения в ФсКС. Смещение определяется по тем же принципам что и в катодном повторителе и фазоинверторе с разделённой нагрузкой. Необходимое напряжение на сетках снимается с сопротивления «хвоста», разделив его на две части и с подключением к середине резисторов утечки сетки, как показано на рис.8,10. Мы могли бы увидеть проблему применения этого метода, в том что Rk+Rb равны общему сопротивлению «хвоста», первоначально определённого, но на практике резистор смещение Rb, достаточно мал, так что он может бкз особых потерь просто суммироваться к Rk.

Линия нагрузки для ранее рассчитываемой схемы приведена на рис. 8,11. Принимая точку смещения Vgk= -1В, видно что ток покоя анода составит 1,1мА. Однако, нужно помнить, что ток от обоих триодов будет суммироваться в «хвосте» и даст в итоге 2,2мА. Тогда необходимый резистор смещения будет иметь

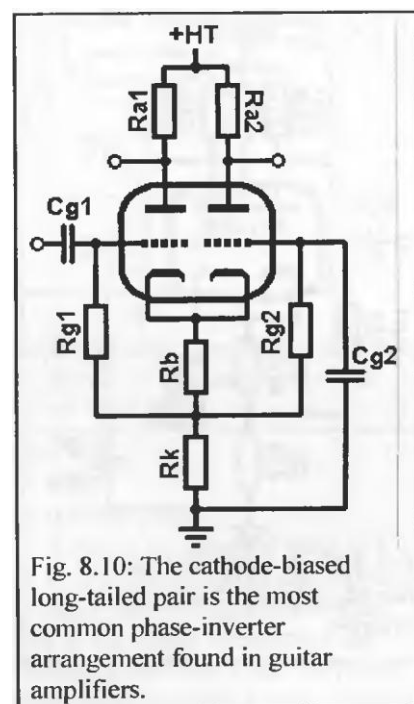


Fig. 8.10: The cathode-biased long-tailed pair is the most common phase-inverter arrangement found in guitar amplifiers.

значение:

$$R = V/I = 1/0.0022 = 455K$$

Принимаем стандартное значение 470K.

Нужно помнить о том что половина входного сигнала отображается на катоде, большая часть его также появится в точке соединения Rb и Rk (в нижней части резистора утечки сетки), так как оба Rg1 и Rg2 образуют начальную нагрузку.

Предположим что нужное сопротивление

Rg1=Rg2=Rg, тогда входное сопротивление для каждой сетки составит:

$$Z_{in} = \frac{R_g}{1 - \frac{R_k}{2(R_k + R_b)}} \dots\dots\dots LX$$

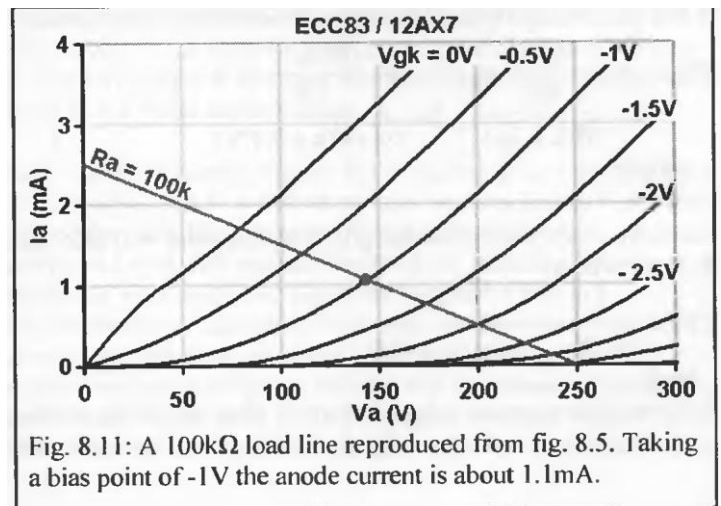


Fig. 8.11: A 100kΩ load line reproduced from fig. 8.5. Taking a bias point of -1V the anode current is about 1.1mA.

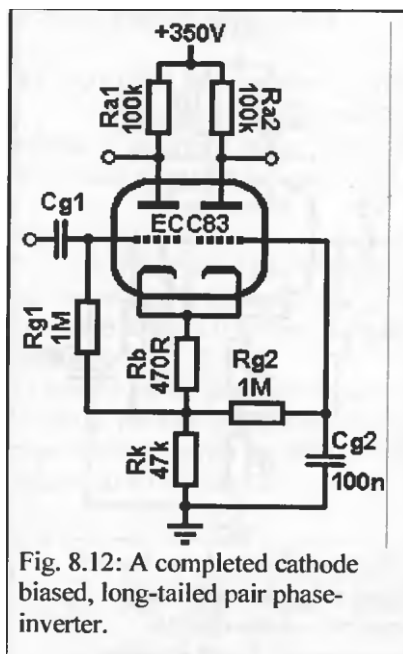


Fig. 8.12: A completed cathode biased, long-tailed pair phase-inverter.

Но как правило Rk/(Rk+Rb) примерно равно 1, тогда можно упрощённо сказать что Zin примерно составит 2Rg

Таким образом при использовании распространённого резистора утечки 1M, получим входное сопротивление близким к 2M, или применив 470K для уменьшения резисторного шума, сохранив при этом входное сопротивление близким к значению 940K.

Входной конденсатор Cg1, выбирается в обычном порядке с использованием расчётных входных сопротивлений.

Чаще, однако, его берут очень большим «под» частоту сформированную ранее межкаскадными связями или темброблоком.

Конденсатор обхода второй сетки Cg2 выбирается в соответствии с:

$$C_{g2} = \frac{1}{2\pi f Z_{in}}$$

В этом случае при использовании сеточного блокиратора 1M, получим входное сопротивление:

$$Z_{in} = \frac{R_g}{1 - \frac{R_k}{2(R_k + R_b)}} = \frac{1000k}{1 - \frac{47k}{2 \times (47k + 0.47k)}} = 1980k\Omega.$$

Обычно желательно сделать обход второй сетки ниже слышимых частот, скажем до 1Гц:

$$C_{g2} = \frac{1}{2\pi f Z_{in}} = \frac{1}{2\pi \times 1 \times 1980k} = 80nF$$

Из ближайших значений подойдёт 100нФ, который используется очень часто. Конечная схема показана на рис.8,12. Очень похожий фазоинвертор используется в Vox AC30, за исключением того

что он используется как микшер/инвертор, для смешивания нормального и тремоло канала, как это показано на рис.8,13.

Внимательные читатели могут заметить, что при поступлении сигнала только на один вход, при условии что второй регулятор громкости не окажется выкрученным, противоположная сетка не будет должным образом «развязана» и балансировка может пострадать. На практике, однако, дисбаланс не намного больше чем ± 1 дБ, потому что делитель напряжения образованный резистором утечки противоположной сетки и соответствующим регулятором громкости ослабляет сигнал переменного тока, появляющийся на сетке.

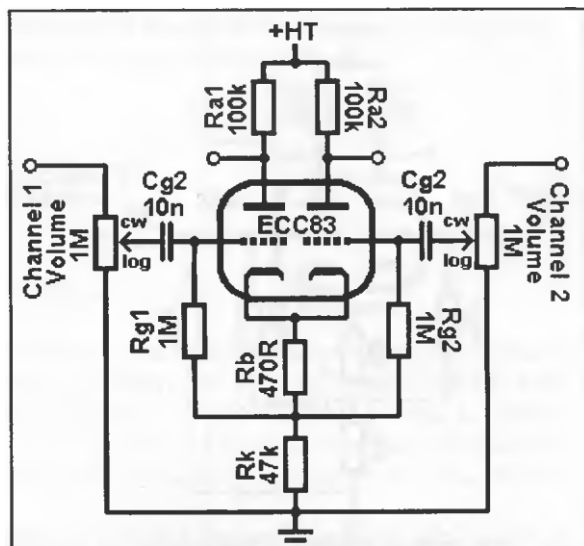


Fig. 8.13: The cathode-biased long-tailed pair as a mixer / inverter, similar to that used in the Vox AC30 and Marshall 1974 18W.

Глобальная отрицательная обратная связь в фазоинверторе с общим катодом.

В предыдущих разделах показана разработка основных частей фазоинвертора с общим катодом. Тем не менее в гитарных усилителях часто можно встретить глобальную **отрицательную обратную связь (ООС)**, и этот момент заслуживает особого внимания. Это обратная связь обычно берётся из вторичной обмотки выходного трансформатора и служит для линейаризования этапа усиления мощности, увеличивая его пропускную способность и «упрощая» частотные характеристики. Это также снижает эффективную чувствительность входа на оконечник, на стадии к которой она подведена. Другими словами это увеличивает запас по ограничению и делает «овердрайв» оконечника более сложно допустимым, что очень полезно для более «чистых» стилей игры. Это более подробно рассматривается в 9-й главе. Здесь мы просто опишем, как применять эту обратную связь именно в фазоинверторе.

Сигнал обратной связи, как правило, подаётся на вторую сетку фазоинвертора. Обратная связь должна быть отрицательной, то есть она должна быть противофазой сигналу на сетке. Иначе при этом будет усиливаться входной сигнал и усилитель будет бесконтрольно возбуждаться, генерируя дикий громкий вой! Опять же читателя не знакомым с этим следует прочитать главу 9-ть. Фазоинвертор с общим катодом это дифференциальный усилитель, сигнал обратной связи должен быть в фазе с входным сигналом на первой сетке. Таким образом, различие в напряжении между двумя сетками будет уменьшаться и как очевидно усиление фазоинвертора

будет падать. Изходя из этого, для крайности, то есть если сигнал обратной связи будет равным входному сигналу, то не будет никакой разницы между двумя сетками, и мы не получим выходного сигнала! В действительности это не возможно, так как отсутствие выходного сигнала будет обуславливать и отсутствие сигнала на самой обратной связи, но это хорошо иллюстрирует фазовые отношения между двумя сетками.

Простейший пример соединения обратной связи, это когда она берётся со вторичной обмотки выходного трансформатора/динамика и идёт к второй сетке фазоинвертора через делитель $R_f - R_s$ (рис.8,14), который определяет количество обратной связи. Хотя это простейшая схема и многие заметят, что это ещё

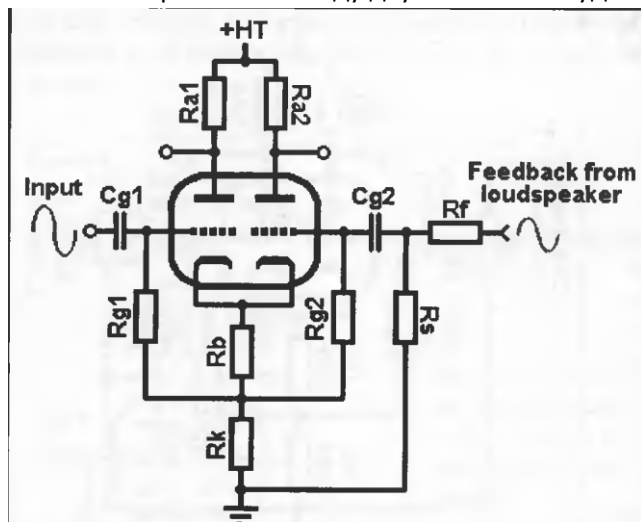
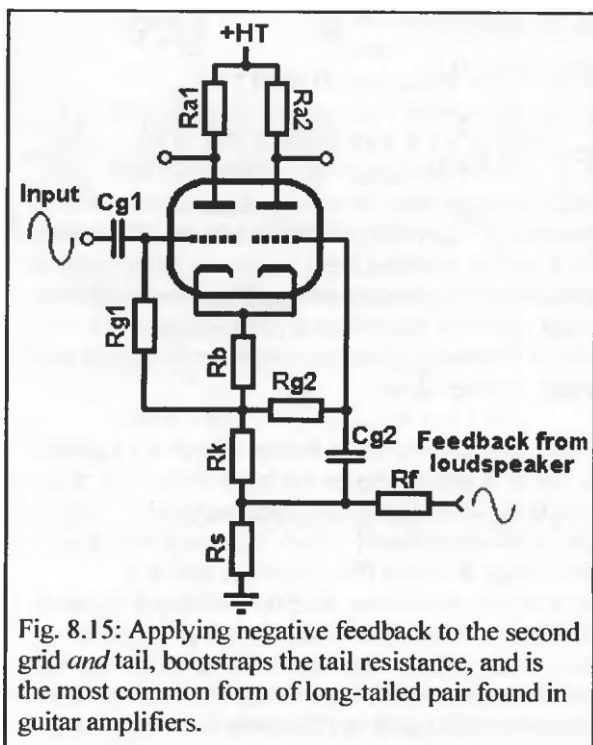


Fig. 8.14: Applying negative feedback to the long-tailed pair via a simple potential divider formed by a feedback resistor, R_f , and shunt resistor, R_s .



не совсем то, что применяется в известных схемах гитарных усилителей.

Переместив Rs так что бы он составлял часть сопротивления «хвоста», как показано на схеме рис. 8,15, то производительность несколько улучшится. Входной сигнал и сигнал с обратной связью считаются аналогично, за исключением амплитуды, сигнал появляющийся на катоде будет иметь ту же форму. Сигнал с обратной связью может применяться для части сопротивления «хвоста» и у нас появиться существенный подобный сигнал как в верхней так и в нижней части хвоста; Rb и Rk будут начальной нагрузкой. Эффективное сопротивление «хвоста» увеличиться до $R_b + R_k + R_s$, тогда новое значение будет:

$$R_t = (R_k + R_b) \frac{v_{in}}{v_{in} - v_{fb}} + R_s$$

Или

$$R_t = (R_k + R_b) \times 10^{\frac{dB}{20}} + R_s$$

Где

дБ - количество обратной связи в децибелах.

В теории, повышение эффективного сопротивления «хвоста», помогает улучшить балансировку фазоинвертора. Добавление ООС в резисторы «хвоста» также способствует этому (например когда выходные лампы перегружены), но в схема не самая оптимальная для применения в гитарных усилителях. На самом деле эта схема даёт гораздо более худший баланс, чем по схеме на рис. 8,14!

Тем не менее, это схеме стала самой распространённой для ФсКС, используемый в гитарных усилителях, и в перовые была применена в 1958 году Fender для новых усилителей Bassman и Twin, а также стала весь популярной в классических усилителях Marshall; и стала чем то вроде «промышленного стандарта», не смотря на свои недостатки. Хотя конечно эти «недостатки» больше скажутся в HiFi аппаратуре. Для гитарного усиления эта схема даёт по-прежнему хорошие результаты.

На практике используется от 4дБ до 10дБ глобальной ООС, то есть можно сказать что усиление фазоинвертора уменьшается на от 4дБ до 10 дБ, или в 0,6-0,3 раз по сравнению с уровнем до добавления полной обратной связи. Сигнал обратной связи следовательно будет в пределах от $1 - 0,6 = 0,4$ до $1 - 0,3 = 0,7$ к входному сигналу. Должен быть установлен делитель напряжения образованный Rf и Rs, а значит, мы должны знать амплитуду появляющуюся на громкоговорителе (динамике), для данного сигнала фазоинвертора. Это может быть измерено или вычислено.

Рабочий пример: усилитель Fender 5F6-A Twin:

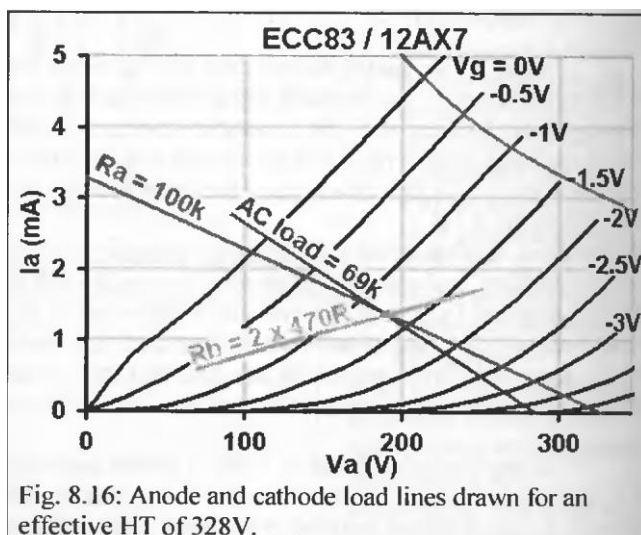
В усилителе Fender 5F6-A Twin, было взято 27В на конце резисторов «хвоста». Анодное напряжение 355В, даёт эффективное 328В, анодный резистор выбран 100К, соответствующие линии нагрузки для лампы ECC83 построены на рис. 8,16. Резисторы смещения были выбраны 470 Ом, но так как в итоге течёт двойной ток, то линию нагрузки катода рисуем на $2 \times 470 = 940$. Ожидаемая точка смещения даёт ток 1,35мА. Тогда в «хвосте» течёт удвоенное значение, то есть 2,7мА, значение резистора получим $27 / 0,0027 = 10К$. Это относительно небольшой, так что дисбаланс схемы будет более значительным. Для этой точки смещения g_m (транспроводимость

[глава1]) составит 1,6mA/V и r_A (сопротивление анода [глава1]) составит около 62,5K, так что разница в усилении двух триодов получится:

$$\frac{A1}{A2} = 1 + \frac{Ra + ra}{Rk(\mu + 1)} = 1 + \frac{100k + 62.5k}{10k \times (100 + 1)} = 1.16.$$

Другими словами усиление первого триода на 16%, больше чем у второго. Это можно исправить за счёт уменьшения $Ra1$: $100/1,16=86,2K$. Ближайшее стандартное значение 82K, которое и используется в Fender. Резисторы утечки сетки берутся стандартного значения 1M, и Cg2 имеет обычно большое значение в 100нФ.

Остаётся только рассчитать ООС, но для этого требуется знать коэффициент усиления от фазоинвертора до динамика. Это можно измерить не посредственно или если мы знаем (хотя бы приблизительно) максимальную выходную мощность до ограничения, она может быть рассчитана. В усилителе Fender 5F8-A Twin используются четыре выходные лампы 5881 и ориентировочная выходная мощность 80Вт. Смещение 5881 ламп было настроено на уровне -50В, что требует $50 / \sqrt{2} = 35V_{rms}$ сигнала для полной мощности. Усиление с одного выхода фазоинвертора вдвое меньше, чем указанное на линии нагрузки по переменному току и составит около 26. Для максимальной, не подрезанной, выходной мощности входной сигнал фазоинвертора должен быть: $35/26=1,35V$.



Если развить 80Вт в динамике 2 Ом (оригинальный усилитель использовал два динамика 4 Ом, соединённых параллельно), то напряжение составит:

$$P = V^2/R$$

$$V = \sqrt{PR} = \sqrt{80 \times 2}$$

$$= 12.6V_{rms}.$$

Теперь у нас достаточно информации для того что бы выбрать компоненты для ООС. Fender применял 12,5дБ обратной связи. Это относительно большая величина, но это не удивительно, как он был разработан для музыкантов использующих внешние педали эффектов, для которых желателен очень чистый звук.

Отношение входного сигнала к сигналу обратной связи определяется по формуле:

$$\frac{v_{in}}{v_{fb}} = 1 - \frac{1}{10^{dB/20}}$$

Где:

V_{in} – амплитуда входного сигнала

V_{fb} - амплитуда сигнала обратной связи

dB – количество обратной связи в децибелах

Для 12,5дБ обратной связи получим

$$\frac{v_{in}}{v_{fb}} = 1 - \frac{1}{10^{\frac{12,5}{20}}} = 0.76$$

Другими словами на каждый 1В, входного сигнала будет приходится 0,76В, сигнала обратной связи возвращённого на вторую секи фазоинвертора. Было уже подсчитано что для полной мощности требуется 1,35В, входного сигнала. Тогда сигнал обратной связи составит $1,35 \times 0,76 = 1,03В$. Этот сигнал идёт с динамика на делитель образованный резистором обратной связи и шунтирующим резистором R_f и R_s соответственно. При напряжении на динамике 12,6В и требуемым сигналом обратной связи 1,03В, усиление на этом делителе β должно быть:

$$\beta = 1,03/12,6 = 0,082$$

Номиналы этих резисторов не важны, за исключением того, что они должны быть больше по отношению к сопротивлению динамика. R_s , как правило, относительно небольшой по отношению к R_k , так что он не существенно меняет рассчитанное ранее сопротивление «хвоста». Тем не менее, Fender выбрал довольно большое значение 5К для резистора R_s . Тогда значение R_f должно быть:

$$R_f = \frac{R_s - R_s \cdot \beta}{\beta} = \frac{5k - (5k \times 0.082)}{0.082} = 56k\Omega.$$

Обратите внимание, что значение резистора обратной связи зависит от выходной мощности и выхода на динамик из которого берётся обратная связь, мы не можем просто «впихнуть» её из схем других усилителей, не изменяя R_f или R_s в соответствии с новыми особенностями схемы. Если есть сомнения то лучше не использовать обратную связь, так как она возможно не так существенна!

Завершённая схема показана на рис.8,17. Достаточно высокие значения R_f и R_s , были сильно уменьшены в более поздних конструкциях, что также снижает уровень шума и улучшает стабильность работы петли обратной связи, поскольку это уменьшает влияние паразитных ёмкостей.

Наиболее значительное изменение в работе фазоинвертора при применении обратной связи это снижение входной чувствительности, потому что сигнал обратной связи эффективно «компенсирует» часть входного сигнала. Добавление 12,5дБ обратной связи, снижает на столько же входную чувствительность это составит в 4,2раза. Линии нагрузки показанные на рис.8,16 показывают начальную входную чувствительность около 3,5В, но вспомнив, что для ФСКС это значение будет в двое больше, что даст 7В. Но добавление обратной связи уменьшит его до: $7 \times 4,2 = 29,4В$, таким образом фазоинвертор сложнее будет перегрузить.

Этот дополнительный запас является одной из основных причин применения отрицательной обратной связи, но конечно, наличие делителя сигнала до фазоинвертора (в случае без применения ООС) может производить такой же эффект без каких либо проблем с нестабильностью. Так как хорошая точность этого значения редко требуется современным музыкантам и глобальная ООС в гитарных усилителях менее полезна, чем это было в 1950-х годах.

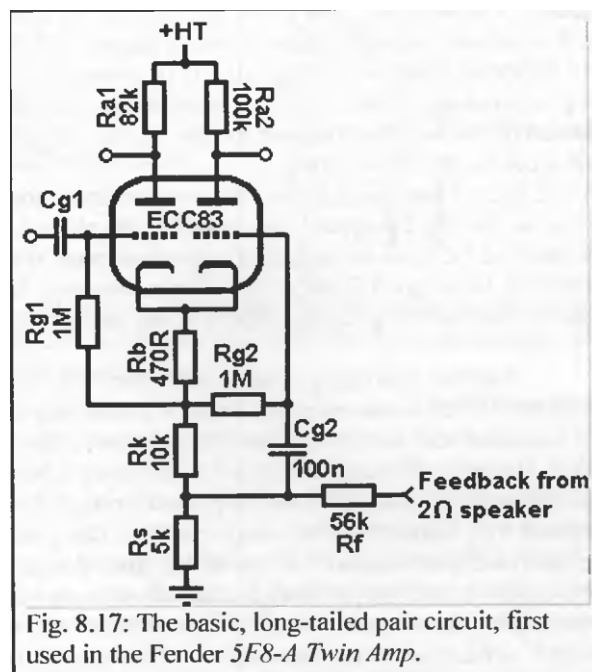
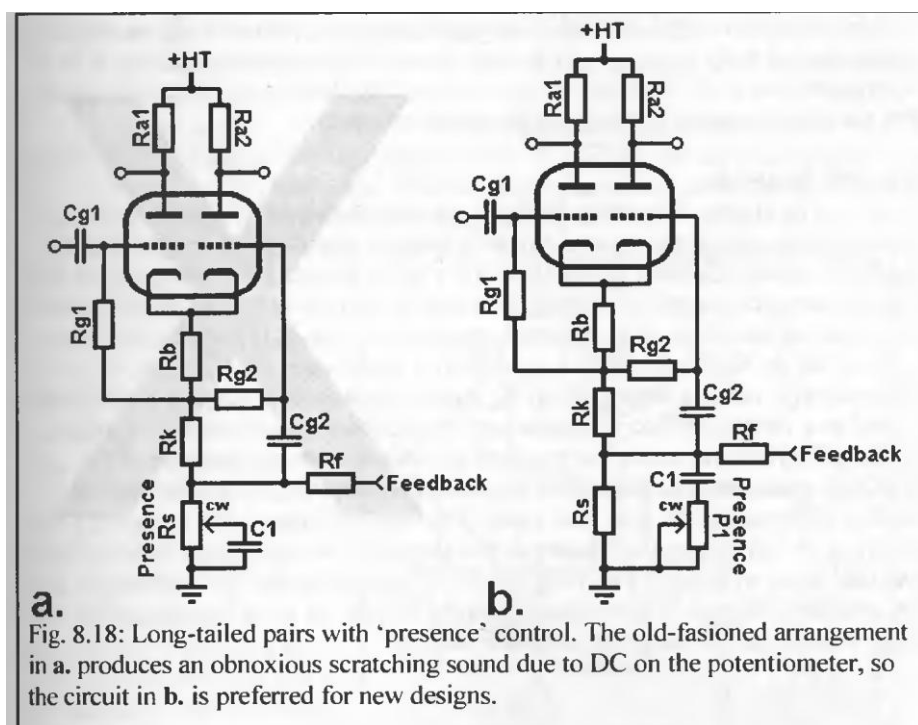


Fig. 8.17: The basic, long-tailed pair circuit, first used in the Fender 5F8-A Twin Amp.

Ещё один интересный момент на который следует обратить внимание на этой схеме, это использование в анодных резисторов 82K и 100K. Так как использовался относительно «маленький» хвост фазоинвертора, это разница в их значения дала улучшение баланса сигнала перед обратной связью. Однако если увеличить сопротивление «хвоста», больше чем 16K, то разница в усилении обоих триодов станет маленькой и можно будет использовать с тем же эффектом балансировки оба анодных резистора одного номинала в 100K. Но почти во всех версиях этой схемы производимых сегодня (по подобию этой схемы) стоит всё та же комбинация 82K; 100K, даже тогда когда используется гораздо большее сопротивление «хвоста» фазоинвертора, выдавая то что большинство современных схем лишь копия старых, а не разработанные с нуля новые! Это любопытная история началась, похоже, именно с разработки CBS-Fender и именно она увековечена до сих пор.

Управление «присутствием» (Presence)

Внимательные читатели заметили, что в схеме, изображённой на рис. 8,17 не хватает привычного управления Presence. Это простое управление эффективно убирает верхнюю среднюю и верхнюю частоту в сигнале обратной связи, путём шунтирования их на землю через конденсатор. Удаляя для фазоинвертора обратную связь на этих частотах, что в свою очередь даёт активную подвижку к усилению им верхних и средних верхних частот. Ранее говорилось о простой замене Rs на потенциометр с подключением шунтирующего конденсатора для этого, как показано на рис. 8,18a. Однако, так как этот потенциометр будет иметь постоянное напряжение на своих контактах, то при его вращении может быть треск от этого, так что модифицированная версия представлена на рис. 8,18b, где используется конденсатор C1, для отсечки постоянного напряжения от него.



Потенциометр P3, как правило, имеет номинал больше чем Rs, чтобы не столь существенно влиять на величину обратной связи (это не очень критично однако, это сопротивление будет только немного способствовать сокращению обратной связи, что является гораздо более безопасным вариантом, чем её увеличение).

Например, если Rs будет 100 Ом, то удобное значение для P1 может быть 4,7K. Если регулятор Presence вывернут полностью вверх (нулевое сопротивление), то переход +3дБ частот между нормальным уровнем и усилением определяется по формуле:

$$f = \frac{1}{2\pi C1(Rf \parallel Rs)} = \frac{1}{2\pi C1 \left(\frac{Rf \cdot Rs}{Rf + Rs} \right)}$$

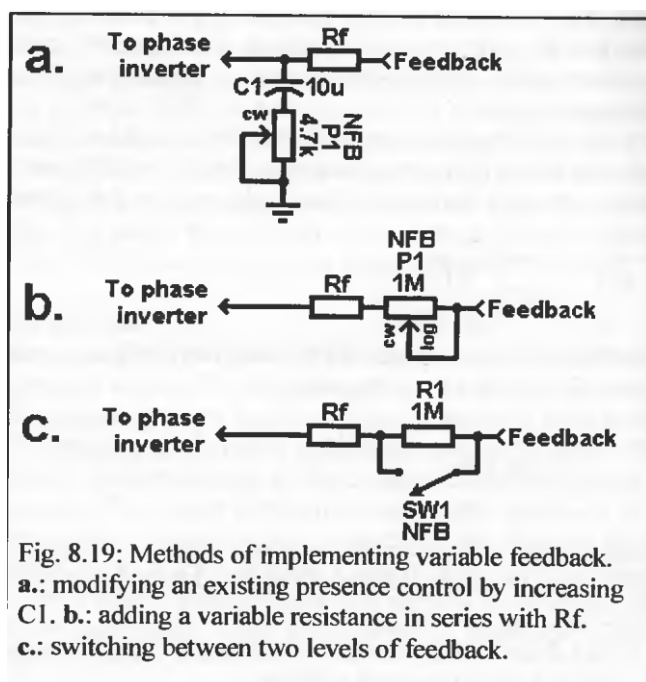
В случае с Fender 5F8-A, например $R_f=56K$, $R_s=5K$ и используемое значение C_1 равное $100нФ$, даст повышение частоты:

$$f = \frac{1}{2\pi \times 100 \times 10^{-9} \times \left(\frac{56k \times 5k}{56k + 5k} \right)} = 347Hz$$

Это охватит почти все средние частоты и все частоты выше. Другие производители проектируют этот узел для частот от 350Гц до 600Гц. Интересно, что некоторые гитаристы, находят очень необходимым управление «присутствием» (Presence) и идут на растраты лишь бы добавить это управление к своим усилителям, если его там изначально не было, а другие наоборот не находят практического применения этому регулятору. Это возможно связано со спецификой схем самих усилителей, использующих маленькую долю обратной связи, что конечно даст в итоге мало заметный звуковой эффект от него.

Переменная обратная связь

Последствия от отрицательной обратной связи обсуждаются в главе 9. Потому что эффект не даёт особых настроек его, и полезной опцией было бы сделать регулятор обратной связи с возможностью её регулировки от полного значения до нуля. Для пользователей, которые не используют регулятор Presence, он может быть преобразован в регулятор управления обратной связью за счёт увеличения номинала конденсатора C_1 (рис.8,18), так чтоб он шунтировал все частоты сигнала обратной связи на землю. Это показано на рис. 8,19а. Кроме того регулировка обратной связи может быть реализована путём подключения подстрочечника (переменного резистора) последовательно с резистором обратной связи, как показано на рис. 8,18b, эффективно увеличивающего сопротивление в обратной связи. Однако, из-за относительно не большого количества ООС, используемой в гитарных усилителях, обычно это даёт мало различия в звуке, в большей части диапазона регулирования. Для многих пользователей вполне достаточно возможности переключения между полной обратной связью и её отсутствием (виртуально), как это показано на рис. 8,19с. Обратите внимание что R_1 включён так что обратная связь никогда не разорвётся, что снижает щелчки появляющиеся при переключении. Его значение должно быть достаточно велико, что бы уменьшить обратную связь практически до нуля.



Регулятор Presence без глобальной отрицательно обратной связи

Глобальная ООС не может удовлетворить всем стилям игры, а также повысить проблему не стабильности (см. главу 9)

Для разработчиков, которые заинтересованы в наличие контроля Presence, может показаться необходимым использование обратной связи. К счастью при использовании ФСКС, позволяет сделать традиционное управление Presence, «ложным» способом. Манипулируя размером блокировочного конденсатора второй сетки мы можем в некоторой степени изменить усиление фазоинвертора, достаточное для того чтобы реализовать регулятор Presence как показано на рис. 8,20. На схеме из рисунка видно что, блокировочный конденсатор Cg2, имеет довольно маленькое значение, так что только средние и высокие частоты будут зашунтированы им, так что большее усиление на фазоинверторе будет на этих частотах. Конденсатор с большим значением C1, подключен параллельно ему, так чтоб можно было зашунтировать все остальные частоты, а включенный последовательно с ним потенциометр позволяет регулировать степень шунтирования низких частот. На самом деле это регулятор среза низких частот, но звуковой эффект такой же и при обычной регулировке Presence. АХЧ приведена на рис. 8,21.

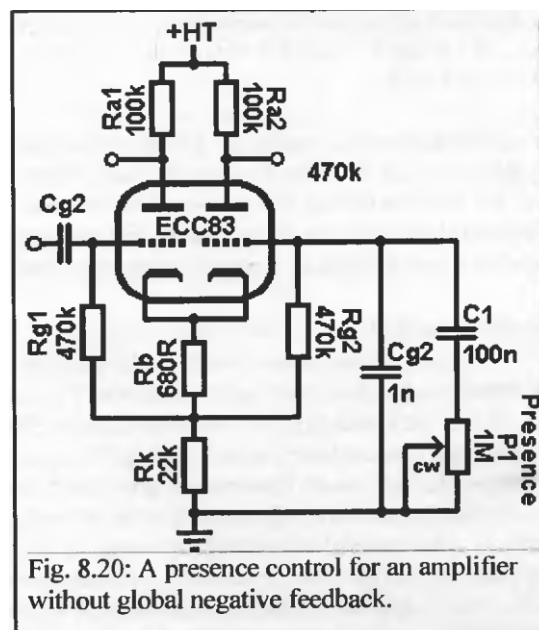


Fig. 8.20: A presence control for an amplifier without global negative feedback.

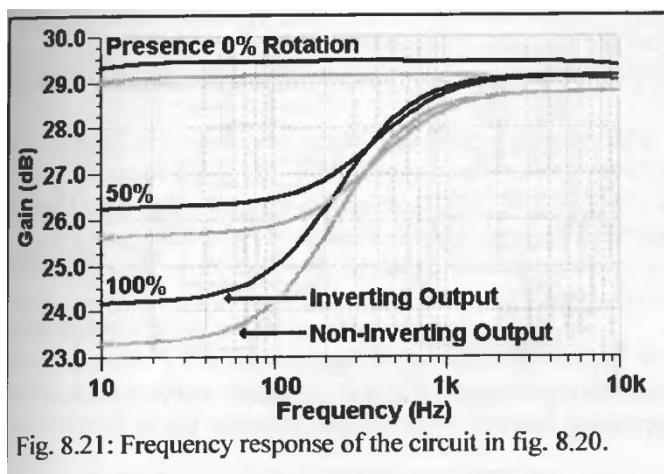


Fig. 8.21: Frequency response of the circuit in fig. 8.20.

$$Z_{in} = \frac{R_g}{1 - \frac{R_k}{2(R_k + R_b)}} = \frac{470k}{1 - \frac{22k}{2 \times (22k + 0.68k)}} = 913k\Omega.$$

Так как P1 взяли размером 1M, то на конце его регулировки максимальная степень сокращения низких частот составит:

$$\beta \approx 1 - \frac{P1}{P1 + Z_{in}} = 1 - \frac{1000k}{1000k + 913k} = 0.47 \text{ or } -6.4dB.$$

В этом случае сопротивление «хвоста» больше чем 16K, так что используются одинаковые анодные резисторы 100K, хотя некоторые пользователи могут выбрать тотальный эффект большего дисбаланса, вызванного применением «исторических» значений 82K и 100K. В любом случае сопротивление «хвоста» и анодной нагрузки не существенны для регулятора. Максимальная степень сокращения басов определяется потенциалом делителя образованного Rg2 и P1. Эффективное значение Rg2 мы рассчитывали по формуле:

Это показывает, что использование резистора утечки сетки меньшего номинала увеличивает максимальную степень среза. Можно так же отметить, что степень среза не зависит от питаемой лампы, это скажется лишь на выборе анодных резисторов и резисторов «хвоста». Этот регулятор может быть легко добавлен к любой существующей схеме, где используются фазоинверторы с общим катодом (с одной сеткой для входящего сигнала) и не применяется отрицательная обратная связь.

Регулятор «Шкала» (Scale)

Не так часто отмечают, что можно вполне успешно управлять коэффициентом усиления и амплитудой выходного сигнала в ФсКС, варьируя его смещением. Можно подумать, что более всего на это будет влиять сопротивление «хвоста», но на практике это мы видим другую картину, изменение R_k будет незначительно влиять на характеристики и тон схемы, если его сопротивление меньше чем 10K. Однако, изменяя R_b можно управлять работой от нормального режима умеренного усиления или высокого усиления схемой до более меньшего коэффициента усиления, и самое главное, меньшей «раскачки» выходного сигнала. Это может служить эффектом псевдо- масштабирования – мощности. Увеличивая смещение, выходной сигнал фазоинвертора может быть уменьшен до нескольких вольт, в то время как сам по себе фазоинвертор может быть перегружен в большей степени, эффективно уменьшая при этом громкость самого усилителя, при сохранении широкого спектра получаемого «овердрайва». Три возможных варианта реализации этого показаны на рис. 8,22.

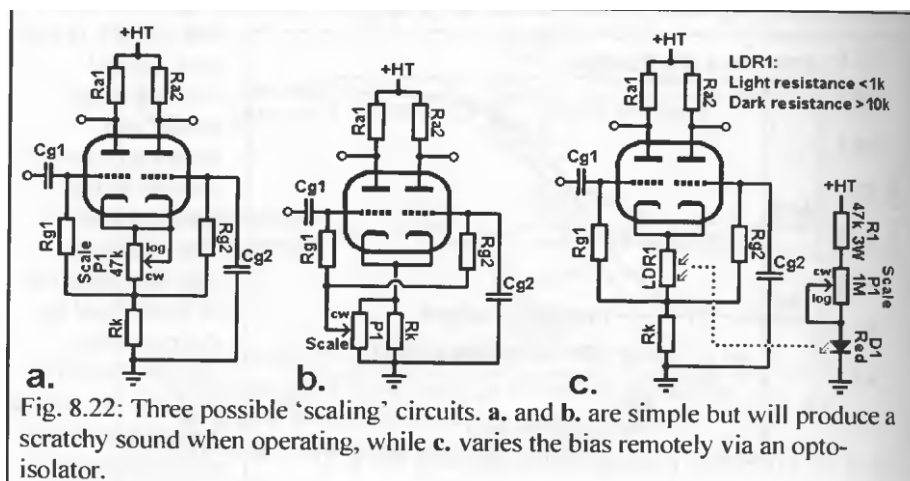


Схема показанная на рис. 8,22а, пожалуй, самая простая при доработке уже существующих схем, в которых резистор смещения переменным резистором большего номинала, размером от 10K до 47K. Это позволяет варьировать смещением от нуля (высокий коэффициент усиления фазоинвертора), до более высоких значений (низкое усиление). Остальные части схемы фазоинвертора рассчитываются в обычном порядке.

В схема на рисунке «b», сопротивление смещение убирается вообще и в место него устанавливается потенциометр с большим значением параллельно R_k (конечно, полученное суммарное сопротивление должно соответствовать расчётному сопротивления «хвоста»). Напряжение смещения сеток, будет буквально сниматься с сопротивлений «хвоста». Этот метод имеет преимущество в том, что общее суммарное сопротивление «хвоста» фазоинвертора, ни как не зависит от настройки смещения сеток, что является предпочтительным при применении глобальной обратной связи. По этому принципу сделан регулятора «предела» (Limiting), в усилителе Carlsbro 60TC.

Большой номинал потенциометра (100K, скажем или 470K) используется для того чтобы, большая часть тока «хвоста» протекала только в R_k , и на самом потенциометре $P1$, рассеивалось меньше мощности.

Обе выше рассмотренные схемы подразумевают наличие постоянного напряжения на потенциометре, что приведёт к хрусту в звуке при его вращении, хотя многие пользователи могут терпеть это в виду полезности этого регулятора. Во вновь разрабатываемых усилителях управление смещением делается отдалённым, что предпочтительнее. Одним из примеров этого приведён на рис. 8,22с. По существу принцип этой схемы очень похож на принцип изображённый на рис. «а», за исключением того сопротивление смещение заменяется фоторезистором (LDR), который изменяет своё сопротивление под действием света светодиода. Это значительно «сглаживает» изменения вносимые постоянным напряжением в этот регулятор, как при вращении P1 нежелательных шумов не возникает. R1 определяет максимальный ток – следовательно яркость светодиода, которая может быть уменьшена практически до нуля потенциометром P1. Большинство светодиодов будут светить достаточно ярко при токе около 5мА-8мА. Как показывает практика, светодиод легче питать от анодного напряжения, но можно сделать конечно любой другой источник напряжения для него, если подходящим образом выбрать R1. Светодиод и фоторезистор должны быть установлены напротив друг друга и изолированный от внешнего света при помощи термоусадочной трубки. Кроме того можно купить уже готовую резистивную оптопару.

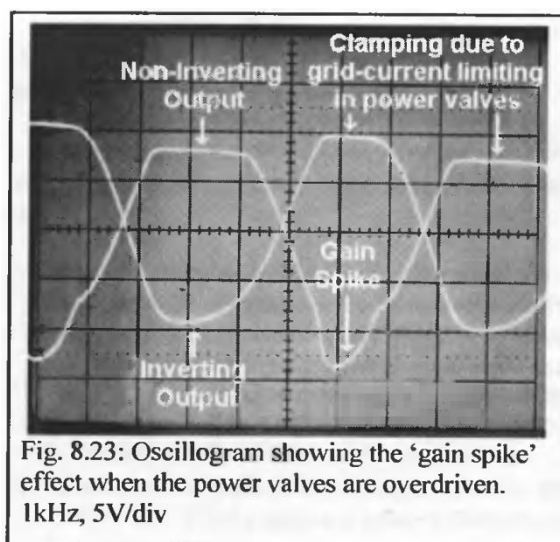
В типичных схемах, любой из приведённых примеров позволит получить возможность регулировки амплитуды выходного сигнала от нескольких вольт до сильной перегрузки.

Характеристики перегрузки «длиннохвостой пары»

Перегрузочные характеристики фазоинверторов имеют особое значение для гитарных усилителей, потому что они постоянно испытывают перегрузки. В предыдущей главе было показано, какие довольно неожиданные формы волны сигнала могут возникнуть в фазоинверторе с разделённой нагрузкой (глава 7), которые не совсем желательны и несправедливо создают ему плохую репутацию, среди фазоинверторов. Хотя это на самом деле так и фазоинвертор с общим катодом имеет несколько более предсказуемые характеристики в этом отношении, но и он отнюдь не застрахован.

Так как в цепи катода ФсКС имеется большое сопротивление, он может страдать от удвоения частоты эффекта (см. главу 7, рис. 7,12) и завихрений. К счастью это имеет место только если сопротивление «хвоста» очень велико, скажем больше чем 100К, или если он заменён

источником постоянного напряжения, что редко используется в гитарных усилителях. Тем не менее, многие читатели могут заметить, что ФсКС может страдать от эффекта «шипения» усиления описанного в главе 7 (рис. 7,11), хотя немного по другим причинам.



Этот шум производится на не инвертирующем выходе при отсечке напряжения на инвертирующем, то есть тогда когда выходные лампы перегружены. Когда выходной сигнал с инвертирующего выхода достаточно большой он будет провоцировать перегрузку соответствующей выходной лампы. В итоге силовая лампа начнёт увеличивать ток сетки «зажав» анодное напряжение на инвертирующем каскаде, как что оно не сможет подняться выше, даже при том что входной сигнал фазоинвертора по прежнему будет перемещаться в более

отрицательную сторону (то есть должен как бы вызывать повышение амплитуды на выходе). Так как напряжение на аноде уже не сможет измениться, то есть даст основание для **«беспокойства переменного тока»**, другими словами входной триод будет работать как бы в режиме катодного повторителя. Обычно половина входного сигнала «отображается» на катоде и передаётся второму триоду, но в этом случае, когда первый триод выступает уже в качестве катодного повторителя с почти единичным усилением, на катод поступает почти весь входной сигнал. Он передаётся на

второй триод и усиливается, что приводит к внезапному увеличению выходного сигнала, создавая ненужный шум. Это видно на осциллограмме на рис. 8,23, которая была снята со схемы, изображённой на рис. 8,12, при перегрузке двух EL84 без сеточного блокиратора.

Если усилитель мощности сделан в классе АВ, как и в большинстве гитарных усилителей, то не всегда мы будем страдать от этого негативного шума, поскольку соответствующая лампа уже находится в отсечке когда происходит подобный отрицательный пик. Однако, если выходные лампы подобраны плохо, или если они работают в классе А, этот шум может усиливаться соответствующей выходной лампой и будет представлять из себя интермодуляционные искажения высокого порядка, что крайне не приятно.

Как и в фазоинверторе с разделённой нагрузкой, этот эффект можно приглушить или даже устранить с помощью большего номинала сеточного блокиратора выходных ламп. Поскольку в качестве выходных ламп, почти всегда выступают пентоды и лучевые тетроды, которые имеют очень маленькую входную ёмкость, сеточные блокираторы с большим номиналом могут быть использованы вполне, без ущерба для высоких частот, а значение его в 100К, будет полностью исключать этот шум, что и используется часто в Marshall Studio 15. Сеточные резисторы выходных ламп больших номиналов значительно уменьшат шансы блокировочных искажений, а также могут быть использованы для оказания помощи в стабилизации при любой глобальной отрицательной обратной связи (см. главу 9, рис. 9,11). Даже если усилитель работает в классе АВ, значение сеточных резисторов выходных ламп больше рекомендуемого значения, хотя бы 10К которые уже хорошо себя зарекомендовали, помогут сохранить баланс, даже если выходные лампы не равномерно изнашиваются.

Итоговые формулы главы

LV; Усиление на не инвертирующем выходе, предполагая что $R_{a1}=R_{a2}=R_a$

$$A_2 = \frac{\mu R_a}{(R_a + r_a) \cdot \left(2 + \frac{R_a + r_a}{R_k(\mu + 1)} \right)}$$

LVI; Разница в усилении между выходами:

$$\frac{A_1}{A_2} = 1 + \frac{R_a + r_a}{R_k(\mu + 1)}$$

Дифференциальное усиление в случае идеального баланса:

$$A = \frac{\mu R_a}{R_a + r_a}$$

LVII; Суммарная входная ёмкость:

$$C_{in} \approx C_{gk} (1 - A_k) + C_{ga} \cdot A_a$$

Где

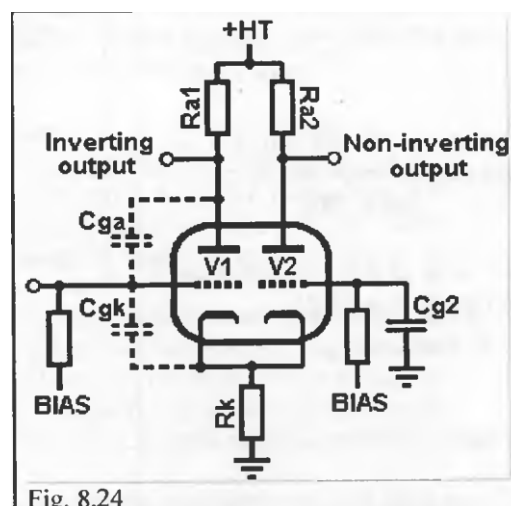
A_k – Усиление от сетки к катоду, составит примерно 0,5

A_a – полученное на аноде, которое будет примерно:

$$A_a \approx \frac{\mu R_a}{2(R_a + r_a)}$$

Но если $C_{gk}(1-A_k)$ очень мало, то формула упрощается следующим образом:

$$C_{in} \approx C_{ga} \cdot A_a$$



LVIII; Выходное сопротивление при не равномерной нагрузке:

$$Z_{out} \approx R_a \parallel 2r_a + R_a = \frac{R_a}{2}$$

Выходное сопротивление при равномерной нагрузке:

$$Z_{out} = R_a \parallel r_a = \frac{R_a \cdot r_a}{R_a + r_a}$$

LIX; В случае хорошего баланса:

$$\frac{R_{a2}}{R_{a1}} = 1 + \frac{R_{a2} + r_a}{R_k(\mu + 1)}$$

LX; Входное сопротивление схемы изображённой на рис. 8,25 при $R_{g1}=R_{g2}=R_g$

$$Z_{in} = \frac{R_g}{1 - \frac{R_k}{2(R_k + R_b)}}$$

Но, как правило $R_k/(R_k+R_b) \approx 1$, тогда формула упрощается до:

$$Z_{in} \approx 2R_g$$

Во всех случаях обозначения по рисункам 8,24 и 8,25

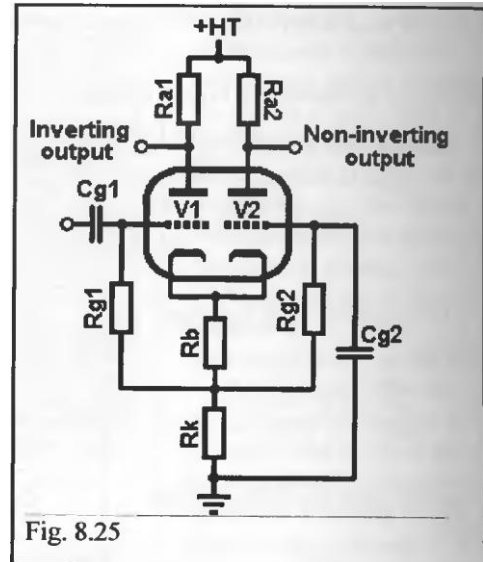


Fig. 8.25