

## Глава 7. Фазоинвертор с разделённой нагрузкой.

**Основные параметры фазоинвертора с разделённой нагрузкой (ФиРН). Проектирование ФиРН. Механизмы смещения для связи по переменному току. Связи по постоянному току в ФиРН. Характеристики перегрузки ФиРН. Предварительное усиление. Основные формулы.**

Маленькие, маломощные, усилители – скажем меньше 10Вт – как правило, имеют одну лампу (к примеру, EL84 или 6V6) в усилителе мощности. Сигнальная часть соединяется непосредственно на прямую с управляющей сеткой выходной лампы. Более мощные усилители (которых большинство среди гитарных ламповых усилителей) имеют двухтактный усилитель мощности (push-pull), так как это наиболее эффективный и недорогой метод получения достаточно большого уровня выходного сигнала. Для них необходимо разделение выходного сигнала от предусилителя на две равные фазы, отстоящие друг от друга на  $180^\circ$ , каждая из которых подаётся на свою выходную лампу. Узлы для получения таких разно фазных сигналов называются

**фазоразделителями** или **фазофазоинверторами**, таким образом, каждый из сигналов на выходе будет отражённый по вертикали, или другими словами инвертирован, по сравнению с другим. Такой участок схемы отличает обычный однотактный усилитель (single-ended), или несбалансированный предусилителем от двухтактного (push-pull), или **сбалансированного** усилителя мощности.

Фазоинвертор с разделённой нагрузкой, пожалуй, является самым простым и эффективным видом фазоинвертора для ламповых усилителей, он идеально подходит для работы с более чувствительными выходными лампами, такие как всё те же EL84 или 6V6GT, хотя он может применяться и с менее чувствительными лампами, если не требуется получить большое усиление. Тем не менее ФиРН не очень распространён в гитарных усилителях, его мощно увидеть на схемах усилителей Ampeg и классическом усилителе Fender 5E3 Deluxe, но позже он был заменён на фазоинвертор с катодной связью (длиннохвостая пара) [см. главу8]. Заметим, что во многих схемах его перегруз может плохо звучать, но этого можно избежать, если продумать этот участок должным образом.

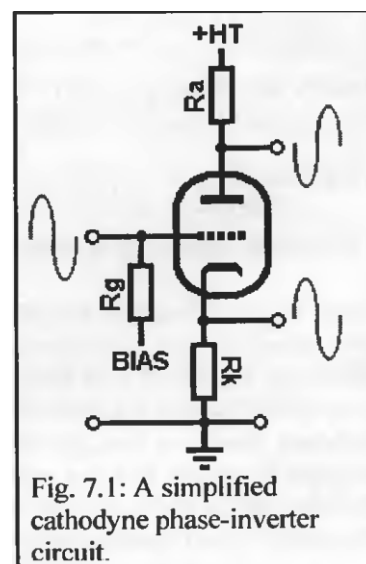


Fig. 7.1: A simplified cathodyne phase-inverter circuit.

На рисунке 7.1 показана условная схема ФиРН, сразу видно, что выходной сигнал берётся с катода и с анода, так что в каком то смысле, это является комбинацией катодного повторителя с нагрузкой в аноде или обычным каскадом усиления с катодным резистором очень большого номинала. Каждый из выходных сигналов сдвинут по фазе на  $180^\circ$  друг от друга, потому что, к примеру, при уменьшении тока текущего через лампу, падение напряжения на анодном резисторе также уменьшается и фактическое напряжение на аноде возрастает, причём также уменьшается падение напряжения на катодном резисторе и следовательно, напряжение на катоде падает. Это, конечно, и следовало ожидать, так как мы уже знаем что катодный повторитель является неинвертирующим каскадом, а каскад с общим катодом – инвертирующим, и эта схема может быть рассмотрена как объединение этих двух вариантов включения лампы. Как правило, номиналы катодного и анодного резисторов одинаковы, так чтоб получаемые на выходах сигналы были равны по амплитуде, создавая симметричные выходы. Если же они будут не равны, то выходные сигналы будут не сбалансированы (иметь не одинаковую амплитуду). Из этого легко понять почему эту схему называют **разделитель нагрузок** или **согласующий**

инвертор, так как общее сопротивление нагрузки распределено между анодом и катодом, а выходные сигналы имеют отзеркаленную синусоиду.

### Основные параметры фазоинвертора с разделённой нагрузкой.

На рисунке 7.1 изображено фиксированное смещение, но оно может быть организовано иначе, через изменение фактического напряжения на катоде, о чём будет рассказано ниже.

#### Усиление:

Коэффициент усиления снимаемого с анода сигнала рассчитывается так же как у триода в обычном включении IV:

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

В то время как усиление сигнала снимаемого с катода, будет рассчитано по формулам характерным для катодного повторителя XXVIII:

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

Но в обычном включении  $R_a = R_k$  Тогда можно обозначить нагрузку на аноде или на катоде как  $R$ , тогда формула коэффициента усиления будет иметь вид [Jones. G.E, Analysis of Split-Load Inverter. *Audio Engineering*, 35, (12) p13]:

$$A = \frac{\mu R}{r_a + R(\mu + 2)} \dots\dots\dots LI$$

(Напомню что сигнал на аноде будет инвертированным , поэтому пишут  $-A$ )

Из формулы видно что коэффициент усиления на каждом из выходов будет одинаковым, при условии что оба выхода будут одинаково нагружены, не забывайте принимать во внимание любые дополнительные связи по переменному току, которые будут появляется параллельно  $R_a$  и  $R_k$ . Также понятно, что при равной нагрузке усиление на каждом из выходов будет несколько меньше 1 (единице), точно также как и у катодного повторителя. Тем не менее, суммарный коэффициент усиления у обоих выводов, так называемое **дифференциальное усиление**, будет в два раза больше. Другими словами, мы можем ожидать величину напряжения переменного тока между анодом и катодом, примерно в два раза большую, чем у входного сигнала. Перестроенную и делённую на  $\mu+1$ .

$$A = \frac{\mu}{\mu + 1} \cdot \left( \frac{R}{\frac{R + r_a}{(\mu - 1)} + R} \right)$$

Но в большинстве случаев  $\mu$  значительно больше чем 1, таким образом формула упрощается:

$$A \approx \frac{\mu}{\mu + 1}$$

Что соответствует расчёту коэффициента усиления катодного повторителя, формула XXIX. Кроме того как и катодный повторитель, ФиРН имеет 100% отрицательной обратной связи между катодом и сеткой, таким образом уменьшая линейные искажения и шум на коэффициент  $\mu+1$  в то время как пропускная способность увеличивается на ту же величину. У триода в обычном включении производится очень мало гармонических искажений даже без обратной связи, таким образом ФиРН является чрезвычайно линейным усилителем с очень широкой полосой частот, что делает его очень полезным для HiFi аппаратуры.

#### **Входная ёмкость:**

Входная ёмкость совсем мала, так как усиление на аноде очень мало, таким образом  $C_{gk}$  эффективно уменьшается под влиянием обратной связи, что даст:

$$C_{in} \approx C_{gk} (1 - A) + C_{ga}(1+A) \dots \dots \dots LII$$

Но так как  $C_{gk}(1-A)$  имеет крайне малое значение, и  $A$  как правило близко к единице, то для аудио сигналов формулу можно упростить:

$$C_{in} \approx 2C_{ga}$$

Для ECC83 это будет только 3,2пФ что не такое большое значение чтоб резистор сеточного блокиратора снижал уровень высоких частот.

#### **Входное сопротивление:**

На рисунке 4.1 входное сопротивление будет соответствовать величине резистора утечки сетки, который можно принять равным любому удобному значения, при условии, что оно не больше паспортного на лампу. Также отметим, что входное сопротивление будет очень большим при использовании смещения катода.

#### **Выходное сопротивление:**

Выходное сопротивление ФиРН это очень не простая тема, так как её величина серьёзно зависит от наличия или отсутствия равнозначной нагрузки. Если предположить, что нагрузки равнозначны, то выходное сопротивление составит:

$$Z_{out} = \frac{R_{ra}}{r_a + R(\mu + 2)} \dots \dots \dots LIII$$

Но так как  $\mu$ , как правило, значительно больше 1, что может быть представлено как  $1/g_m$ , что будет иметь такое же значение как и для катодного повторителя. Не только тот факт, что выходное сопротивление будет равным для обоих выходов, но то что оно будет иметь очень низкое значение (обычно менее чем 1К) озадачил многих конструкторов, на самом деле. Теория ФиРН выходит за рамки этой книги, но заинтересованные люди могут изучить её по книгам Jones G.E. (1951) Analysis of Split-Load Phase Inverter. *Audio Engineering*, 35 (12) pp.16+40-41 и Preisman, A.

(1960). Notes on Cathodyne Phase-Splitter, *Audio*, (April), pp22-23. На самом же деле ФиРН гарантирует идеальный баланс, только тогда когда оба выхода не нагружены одинаково! В результате это решение будет очень полезно для FiHi схем, так как не требует никаких сложных усилий для достижения идеального баланса со стороны разработчика.

Однако, если выходы нагружены не в равной степени, то выходное сопротивление возрастает. Для анодной цепи оно достигает значения аналогичного триоду в обычном включении, с не шунтированным катодным конденсатором, которое рассчитывается по формуле IX:

$$Z_{out(a)} = R_a \parallel r_a + R_k(\mu + 1)$$

Но так как  $R_k(\mu+1)$  как правило, значительно больше чем  $R_a$ , то формулу можно упростить:

$$Z_{out(a)} \approx R_a$$

В тоже время выходное сопротивление сигнала с катода стремится к величине характерной для катодного повторителя:

$$Z_{out(k)} = R_k \parallel \frac{R_a + r_a}{\mu + 1}$$

Но так как  $R_k$ , как правило, значительно больше чем  $R_a + r_a / (\mu+1)$ , то им можно пренебречь.

При не одинаковой загрузке выходов ФиРН, выходное сопротивление сигнала снимаемого с анода возрастает до очень высокого значения, тогда как выходное сопротивление сигнала с катода практически не меняется, и как правило, имеет значение меньше чем 1К. Эту очень важную особенность перегрузки мы опишем позже

#### **Ширина полосы частот выходного сигнала:**

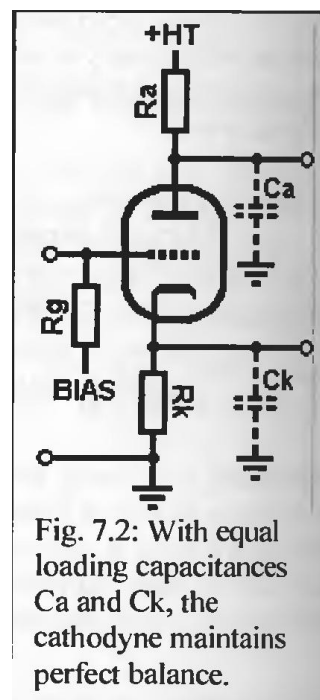
Существует устойчивый миф о том что ФиРН должен давать разбалансировку на высоких частотах, исходя из того что межэлектродные ёмкости  $C_{ga}$  и  $C_{gk}$  не равны. Однако, паразитные ёмкости в результате монтажа и входная ёмкость ламп, подключаемых после ФиРН, обычно равные для обоих выходов, на столько велики, что межэлектродными ёмкостями можно пренебречь, таким образом, баланс будет очень хорошим на частотах значительно выше, чем 100кГц. Частота падения на -3дБ на любом из выходов будет рассчитана по формуле:

$$f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi R C \cdot \frac{r_a}{\mu + 2} \parallel \left( R \cdot \frac{r_a}{\mu + 2} \right)} \dots \dots \dots LIV$$

Где:

$$R = R_a = R_k$$

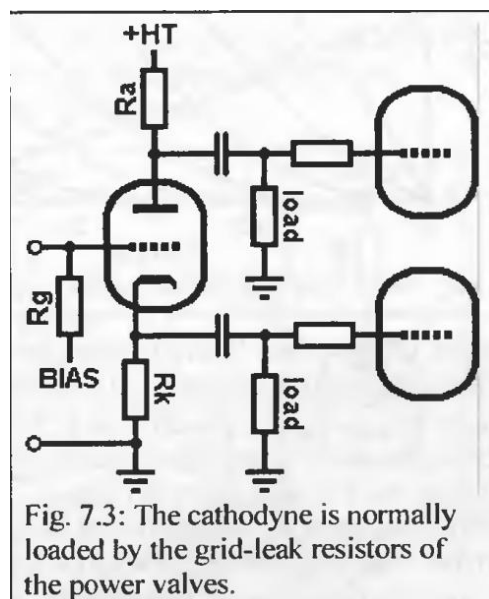
$$C = C_a = C_k, \text{ как это видно из рисунка 7.2.}$$



Поскольку выходное сопротивление ФиРН при одинаковой нагрузке будет очень низким, то довольно большие суммарные выходные ёмкости могут быть допустимы без влияния на звуковые частоты. В большинстве схем, для спада в -3дБ на частоте около 20кГц потребуется получить 8нФ ёмкости на обоих выходах!

### Проектирование ФиРН.

Многие конструкции ФиРН аналогичны конструкциям катодного повторителя. Более низкие выходные сопротивления расширяет возможности для работы с более тяжёлыми нагрузками, но это уменьшает линейность и амплитуду выходного сигнала. Однако, работа фазоинвертора обычно не связана с очень тяжёлыми нагрузками. Они гораздо чаще работают нагруженными на выходные лампы, входное сопротивление которых определяется резистором утечки, который обычно составляет несколько сотен килоом. Эти резисторы отмечены на «Load» (нагрузка) на рисунке 7.3. Гораздо более важным фактором выбора  $R_a$  и  $R_k$  является уровень раскачки выходного сигнала.

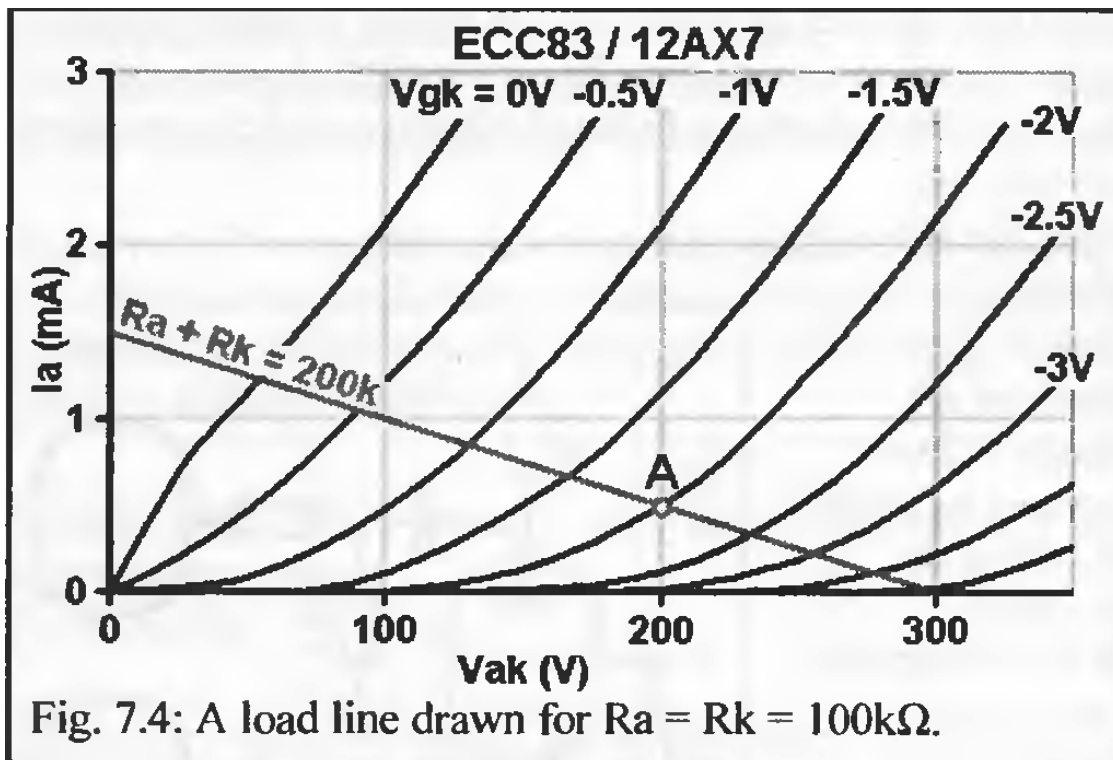


Нагрузочная прямая для ФиРН может быть построена так же, как и для усилительного каскада с общим катодом, и нужно помнить об этом выбирая значения  $R_a$  и  $R_k$ . Из главы 1, можно вспомнить, что амплитуда выходного сигнала будет наибольшей, когда сопротивление анодной нагрузки велико, хотя если сделать его слишком большим, то это сместит нагрузочную прямую в область непредсказуемой работы. Обычно для минимального усиления принимают номинал  $R_a$  и  $R_k$  намного больший, чем  $1/5$  от последующей нагрузки.

Кроме того, оптимальное значение  $R_a$  и  $R_k$  зависит от того хотим получить перегруз на этом каскаде или нет. В случае разработки усилителя для чистого звука сильная раскачка сигнала не требуется, таким образом можно использовать гораздо более низкие значения.

К примеру, при использовании выходных ламп EL84 или 6V6GT, типовое значение резистора утечки будет 470K. Для «чистого» усилителя мы можем допустить значения  $R_a$  и  $R_k$  около  $1/10$ , то есть 47K при использовании лампы ECC83/12AX7, или даже триода с более низким значением  $r_A$ , так как подобные лампы способны лучше работать с такими номиналами в аноде и катоде. Для ECC82/12AU7, к примеру, значение от 33K до 22K не уместно. Для более высокого уровня перегруза можно увеличить это значение до 100K для ECC83 или около 47K-68K для триода с более низким  $r_A$ .

Предположим, что решено использовать ECC83 с анодным напряжением питания 300В и номиналами  $R_a$  и  $R_k$  равными 100K. Вспомним, что общая суммарная нагрузка ФиРН будет  $R_a + R_k$ , на рисунке 7.4 показана линия нагрузки соответствующая  $100K + 100K = 200K$ .



Максимальная амплитуда выходного сигнала может быть около 250В. Однако, это суммарное значение для анода и катода, так что максимальная амплитуда выходного сигнала у каждого выхода будет половина от этого значения, то есть 125В. Что также видно из полученного на графика, что максимальный анодный ток будет около 1,25мА. По закону Ома можно рассчитать падение напряжения, на резисторе 100К, оно будет  $V=IR=0,00125 \times 100\text{k} = 125\text{В}$ , что подтверждает вышесказанное утверждение. Это по прежнему более чем достаточно для раскачки EL84 или 6V6GT, до довольно экстремальных уровней и также будет достаточным чтоб работать с большими лампами, такими как EL34, 6L6GS или KT88 на полной мощности, хотя конечно без возможности сильных ограничений сигнала.

Конечно, так как ФиРН имеет усиление равное единице на каждом из выходов, тогда входной сигнал должен быть амплитудой 125В ( на практике на самом деле это значение побольше) для достижение максимально возможной амплитуды на выходе, предполагая что смещение выбрано по центру. И также должно быть понятно что, больший размах выходного сигнала возможен при больших питающих напряжениях.

Подходящее напряжение смещения должно составить  $V_{gk} = -2\text{В}$ , так как это будет примерно по центру (учитывая, что лампа уходит в отсечку при напряжении смещения около -4В) и это помечено как точка «А» на рисунке 7.4. Анодный ток в этой точке составит 0,5мА и напряжение между катодом и анодом будет 200В. Тогда мы можем вычислить падение напряжения на резисторе  $(HT-V_{ak})/2$ , или зная анодный ток рассчитать его по формуле  $V=IR=0.0005 \times 100\text{k} = 50\text{В}$ . Напряжение на катоде получится тогда тоже 50В, анодное напряжение составит  $HT-50=250\text{В}$ . Это не будет являться неожиданностью, так как ещё в главе 1 было отмечено что, при смещении по центру напряжение на аноде обычно составляет от 1/2 до 2/3 от напряжения питания, но для ФиРН это значение распределяется между анодом и катодом, в состоянии покоя напряжение на катоде, как правило, составит около от 1/4 до 1/3 от напряжения питания, а напряжение на аноде будет ниже напряжения питания на ту же величину. Полученное напряжение на катоде

достаточно низкое чтоб не беспокоится о превышении паспортного напряжения между катодом и нитью накала, так что подъём накала не обязателен в этом случае.

### Механизмы смещения для связи по переменному току.

При связи по переменному току, ФирН может рассматриваться также как катодный повторитель или триод в обычном включении.

#### Фиксированное смещение:

В предыдущем примере было определено, что напряжение катода составит 50В и напряжение на сетке -2В, так что фактическое напряжение на сетке должно быть равным 48В, хотя если получить напряжение на сетке равным 50В, то это будет достаточно близким значением, так как сильная обратная связь с катодом будет поддерживать смещение в очень узком диапазоне.

На рисунке 7.5 показано как получить такое смещение, по аналогии рисунка 5.5 из главы 5. На схеме «а» организован непосредственно делитель напряжения от анодного питания. К сожалению, при таком способе сложно получить достаточно высокое входное сопротивление, так как это вызвано с увеличением номинала резистора R2, вынуждая изменять номинал R1 до огромных значений, так как падение напряжения будет весьма значительным. Если выбрать R1 номиналом 560K, то для получения на сетке 48В R1 будет:

$$R1 = \frac{HT - V_g}{V_g / R2} = \frac{300 - 48}{48 / 560k} = 2940k\Omega.$$

Это значение можно получить соединив последовательно три резисора по 1М, хотя можно использовать ближайшее стандартное значение 2,8М, получая фактическое напряжение на сетке:  $300 \times [560k / (2800k + 560k)] = 50В$ , что достаточно близко.

Входное сопротивление составит  $R1 \parallel R2$ , что для нашего случая составит 467K, что вполне уместно. Блокирующий конеднсатор C1 необходим для исключения вмешательства предыдущих стадий и его значение выбирается исходя их входного сопротивления, таким же образом как и для любого другого конденсатора.

Если необходимо получить большее входное сорпотивление, то можно использовать схему включения «b». Напряжение смещение обеспечивается делителем с применением фильтрующего конденсатора C2, а сетка привязывается к напряжению смещения через резистор утечки Rg,

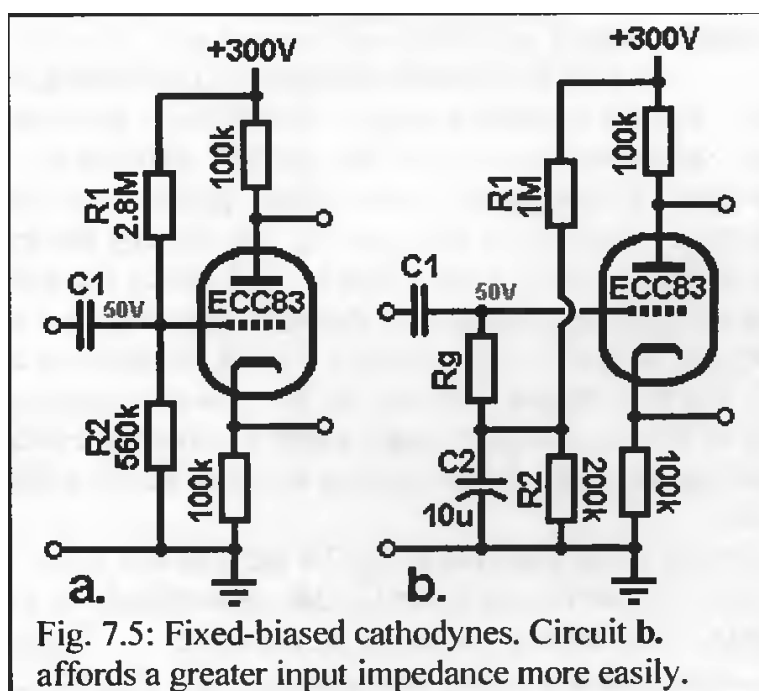


Fig. 7.5: Fixed-biased cathodynes. Circuit b. affords a greater input impedance more easily.

которым можно принять любым удобным номиналом, конечно если оно не превышает паспортное значение.

Минимально необходимое значение C2 (для получения фильтрации вплоть до 1Гц) будет:

$$C = \frac{1}{2\pi R}$$

Где:

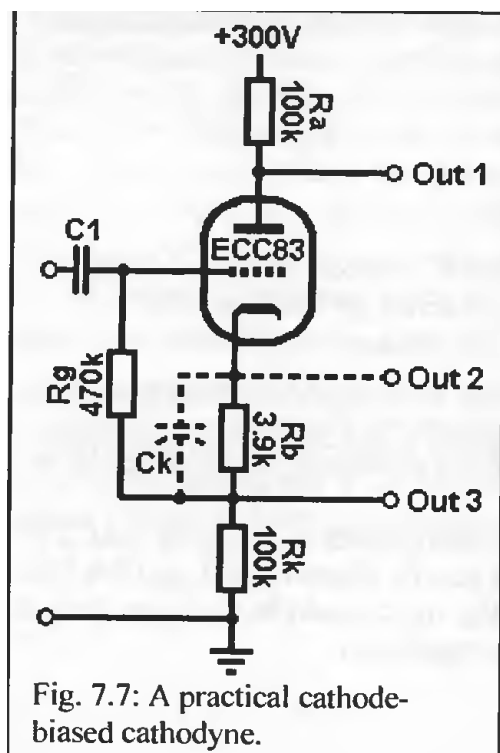
$$R = R1 \parallel R2 \parallel Rg$$

Хотя значения в 10мкФ будет вполне достаточно.

#### Катодное смещение:

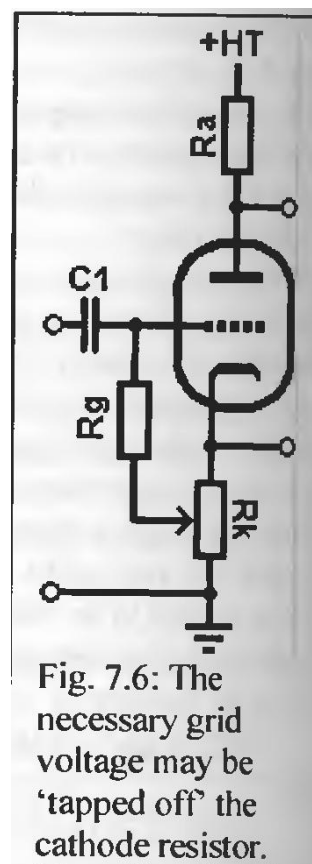
Как и в случае с катодным повторителем, можно успешно использовать смещение катода, что позволит получить очень высокое входное сопротивление. Смещение обеспечивается «отводом» необходимого напряжения на сетку от катодного резистора, как это показано на рисунке 7.6, что позволит получить на сетке более низкий потенциал, чем на катоде. Потенциометр показал в демонстративных целях; в действительности используется резистор смещения, так как это изображено на рисунке 7.7. Резистор смещения Rb может быть найден таким же точно способом как и для триода в обычном включении, либо из графика линий нагрузки катода или просто путём расчёта его номинала относительно выбранной точки.

Опираясь на линии нагрузки, изображённые на рисунке 7.4, было



установлено необходимое смещение величиной -2В, ток покоя анода составил около 0,5мА. Тогда величина резистора смещения в катоде составит  $R = V/I = 2/0,0005 = 4K$ .

Принимаем ближайшее стандартное значение из серии E12, которое составит 3,9К. Конечно, суммарное сопротивление в катоде увеличится за счёт добавления этого резистора, таким образом, получится, что сопротивления в аноде и катоде неравны. Что немного разбалансирует в схему. Однако, для гитарных схем этот небольшой дисбаланс не существен; он даже будет способствовать появлению некоторой доли гармонических искажений в выходном каскаде, участвуя в формировании общего тона усилителя. Следует отметить то факт, что почти не один из гитарных усилителей, когда либо произведённых, не имеет





идеально сбалансированный фазоинвертор, и не смотря на это большинство музыкантов предпочитают применять в своей игре более «красочный» перегруз выходных ламп. Этот случай, конечно же, будет не правильным для HiFi усилителей, в схемах которых можно часто наблюдать шунтирующий конденсатор параллельно Rb (Ск на рисунке показан пунктиром) чтоб снова выровнить нагрузки по переменному току. В современных HiFi усилителях используют смещение диодом.

На рисунке 7.7 также показано, что выходной сигнал может быть взят как непосредственно с катода (выход 2), так и от точки соединения резисторов Rb и Rk (выход 3). Разница между этими выхода не столь существенна, но отметим лишь, что выход 3 предпочтительнее для гитарных усилителей, так как резистор Rb включённый последовательно с выходным сигналом помогает в формировании более оптимального тона перегруза. Подробнее это разберём позже.

Появление в схеме резистора Rg, увеличивает входное сопротивление. Формула для его расчёта аналогично такой же для катодного повторителя, XXXV:

$$Z_{in} = \frac{R_g}{1 - \frac{A \cdot R_k}{R_k + R_b}}$$

Из линии нагрузки изображённой на рисунке 7.4 моно определить, что  $r_d=80k$ ,  $\mu=100$ . Применив формулу LI мы сможем найти усиление по одному входу:

$$A = \frac{\mu R}{r_a + R(\mu + 2)} = \frac{100 \times 100k}{80k + 100k (100+2)} = 0.97$$

Таким образом, для схемы изображённой на рисунке 7.7 входное сопротивление составит:

$$Z_{in} = \frac{R_g}{1 - \frac{A \cdot R_k}{R_k + R_b}} = \frac{470k}{1 - \frac{0.97 \times 3.9k}{3.9k + 100k}} = 7078k\Omega$$

Это значение настолько велико, что входной конденсатор C1 можно принять не большим, без ущерба для всех слышимых частот. Тем не менее, эта формула предполагает, что всё напряжение, полученное в точке контакта Rb и Rk, фактически достигнет сетки. В действительности выходное сопротивление на предыдущем каскаде образует делитель напряжения с Rg, так что только часть катодного напряжения фактически достигает сетки, уменьшаясь на коэффициент обратной связи и следовательно, «идеальное» значение входного сопротивления не может быть достигнуто. К счастью, это не столь существенно для гитарного усилителя, за исключением того, что номинал конденсатора C1 нужно увеличить, чтоб избежать потери низких частот. Его удобным значением будет 10нФ. А при необходимости, балансом низких частот можно более точно управлять с помощью выходных разделительных конденсаторов.

При шунтировании Rb (или диодном смещении) входное сопротивление можно рассчитать по формуле XXXVI:

$$Z_{in} = \frac{R_g}{1 - A}$$

Значение в этом случае составит около 15,6М! И эта величина выходит далеко за рамки требований к предусилителю.

### Связи по постоянному току в ФиРН.

ФиРН является очевидным кандидатом для использования связи по постоянному току, так как его сетка нуждается в высоком напряжении. Аналогичные конструкторские соображения описывались в главе 2, *связи по постоянному току*, не будем это повторять ещё раз. Отметим лишь, что потребуется некоторая подборка типов ламп и значений их обвязки, чтоб добиться желаемого результата, особенно это касается напряжения на сетке, так как его значение ниже, чем у обычного катодного повторителя. К примеру, лампа ECC83 с 100K нагрузки, рассмотренная ранее, требует 48В напряжения на сетке. Очевидно, что анод предыдущего каскада врядли обеспечит требуемое значение напряжения покоя, даже если это пентод, но возможно организовать делитель. На рисунке 7.8 показан теоритический пример, в котором на предыдущем каскаде напряжение покоя анода составляет 150В. Это значение уменьшают до 48В, при необходимости возможно применением конденсатора компенсации потери звуковых частот (показан пунктиром), его значение можно найти с помощью формулы XIV. В рассматриваемом случае его значение составит 10нФ, что даст пропускную способность на частоте до 30Гц.

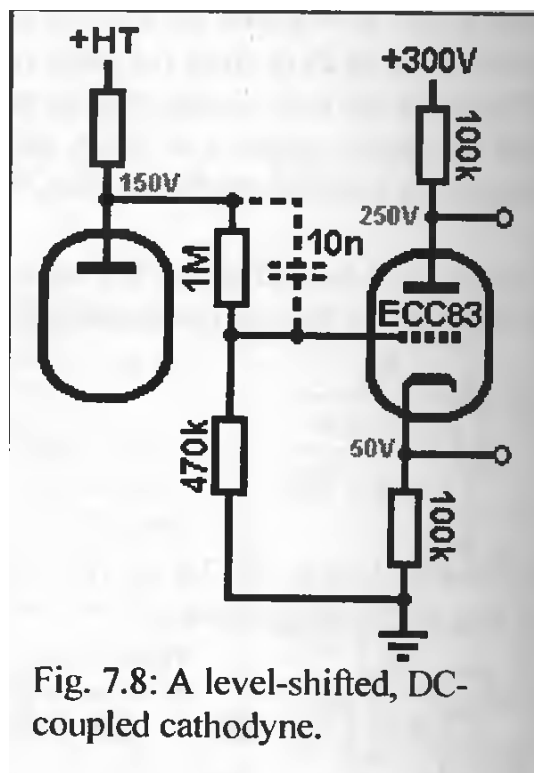


Fig. 7.8: A level-shifted, DC-coupled cathodyne.

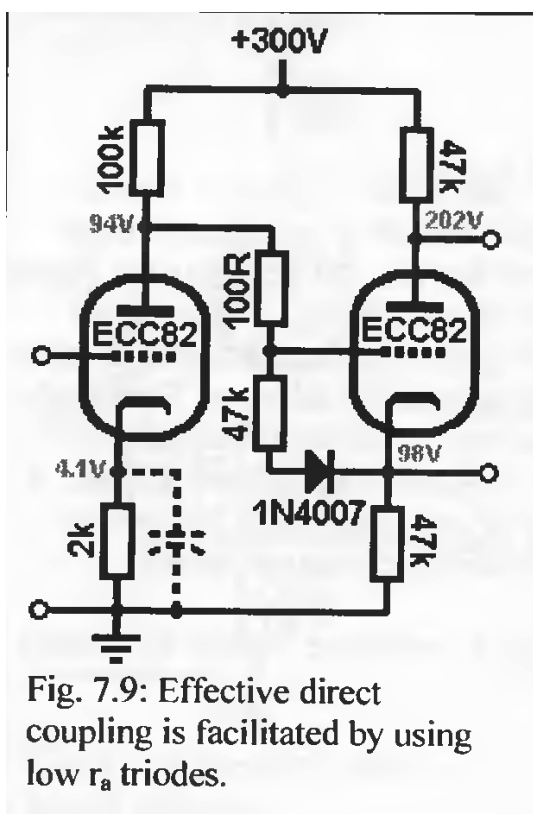


Fig. 7.9: Effective direct coupling is facilitated by using low  $r_a$  triodes.

Очень часто в поиске решений для ФиРН, в которых его сетка соединена непосредственно с анодом предыдущего каскада, используют два триода с низким  $r_a$ , так как в состоянии покоя анодное напряжение на предыдущем каскаде, как правило, будет достаточно низким, и требуемое напряжение на сетке ФиРН будет несколько выше чем при использовании лампы ECC83. Смещение ФиРН делают более «горячим», что обеспечит более высокое напряжение на сетке, хотя отсечка сеточных токов произойдёт гораздо раньше чем само ограничение каскада. В обычном каскаде это было бы чем то не допустимым, но как будет описано ниже, в ФиРН могут возникнуть проблемы с перегрузом при использовании смещения по центру.

На пример, на рисунке 7.9 показан ФиРН с прямой связью, с использованием ECC82 с применением защиты от пробоя. Также как и ранее, лампа с этим маленьким значением  $r_a$  применяемая в ФиРН имеет

«тёплое» смещение, размах выходного сигнала ограничен примерно в диапазоне 65В до отсечки обусловленной ограничением сеточного тока, несмотря на то что теоритическая амплитуда выходного сигнала может достигать 130В. Конечно, это не будет проблемой для HiFi усилителей, которым нужна только амплитуда необходимая для работы выходных ламп с полной мощностью и не больше, но в гитарном усилителе мы ожидаем возможности перегрузки любого каскада усиления, а варианты где усиление ФиРН может быть ограничено, следует рассматривать в учебниках для HiFi схем.

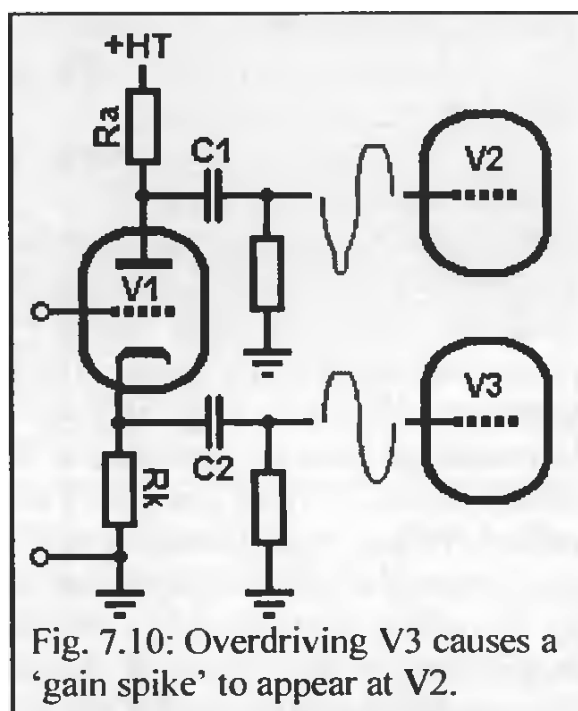
### Характеристики перегрузки ФиРН.

Вероятно, что главная причина, по которой ФиРН не популярен в гитарных усилителях это его специфический не очень красивый тон при перегрузе, причём это его собственный перегруз без подгрузки выходных ламп. Но этого можно избежать, если проектировщик готов отказаться от некоторых «традиционных» решений.

### Эффект «шипа» при усилении:

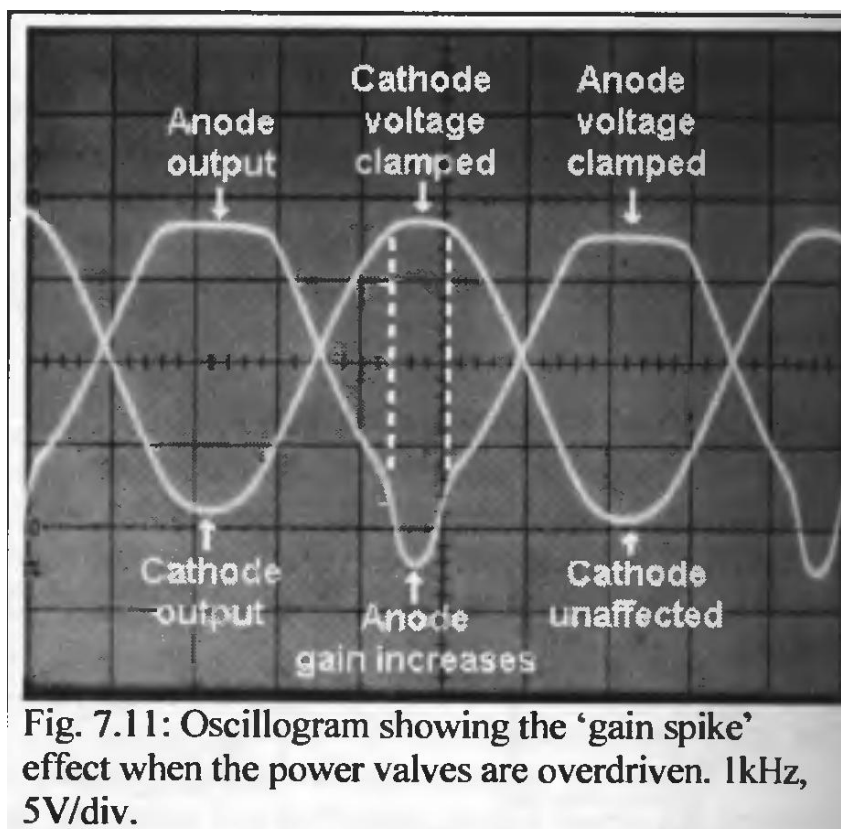
Вначале, давайте рассмотрим что происходит когда ФиРН начинает подгружать выходные лампы, как правило, он первым входит в ограничение. На рисунке 7.10 показана типичная схема, за исключением того что вместо резисторов сеточного блокиратора показаны графики сигналов. Когда синусоида входного сигнала движется в положительном направлении, сигнал на катоде ФиРН, V1, движется так же. В конце концов, это сделает напряжение на сетке лампы V3, тоже достаточно положительным, что отразится на сеточном токе. В этот момент сигнал на сетке быстро становится зажатым и не может увеличиваться дальше; попытки ещё большего увеличения напряжения на сетке просто увеличивают сеточный ток (начиная заряжать конденсатор C2). Входной сигнал может продолжать расти, но сигнал на сетке лампы V3, и следовательно на катоде ФиРН V1 не может увеличиваться, поскольку зажат. Если напряжение на катоде не меняется то фактически эту ситуацию можно рассмотреть как если бы резистор  $R_k$  был шунтирован катодным конденсатором большого номинала, и мы знаем из главы 1 что наличие на катоде постоянного напряжения, позволяет достичь лампе максимального усиления на аноде. Коэффициент усиления на аноде, как правило, единица, но как только лампа V3 начинает увеличивать сеточный ток, то усиление на аноде V1 достигает максимума. В этот момент сигнал на аноде имеет отрицательную полуволну, таким образом получаем выраженный пик, обусловленный увеличением коэффициента усиления.

Когда выходной сигнал на аноде имеет положительную полу волну и этот сигнал перегружает лампу V2, то анодное напряжение зажимается тем же самым образом и ситуация становится похожей уже на полное шунтирование  $R_a$  и лампа V1 превращается в



чистый катодный повторитель. Но усиление и характеристики катодного повторителя врятли отличаются на этих же параметрах ФирН, поэтому нет очевидных изменений в выходном сигнале на катоде.

Другими словами, выходной сигнал на аноде в большей степени зависит от того подгружен сигнал в цепи катода или нет, но сигнал на катоде ни как не зависит от изменений в сигнале анодных цепей. Это хорошо видно на осциллограммах показанных на рисунке 7.11, которые были сняты со схемы изображённой на рисунке 7.9 (возможно это опечатка и мелось ввиду рис. 7.10), с применением выходных лам EL84 с резистором 1K в сеточном блокираторе.



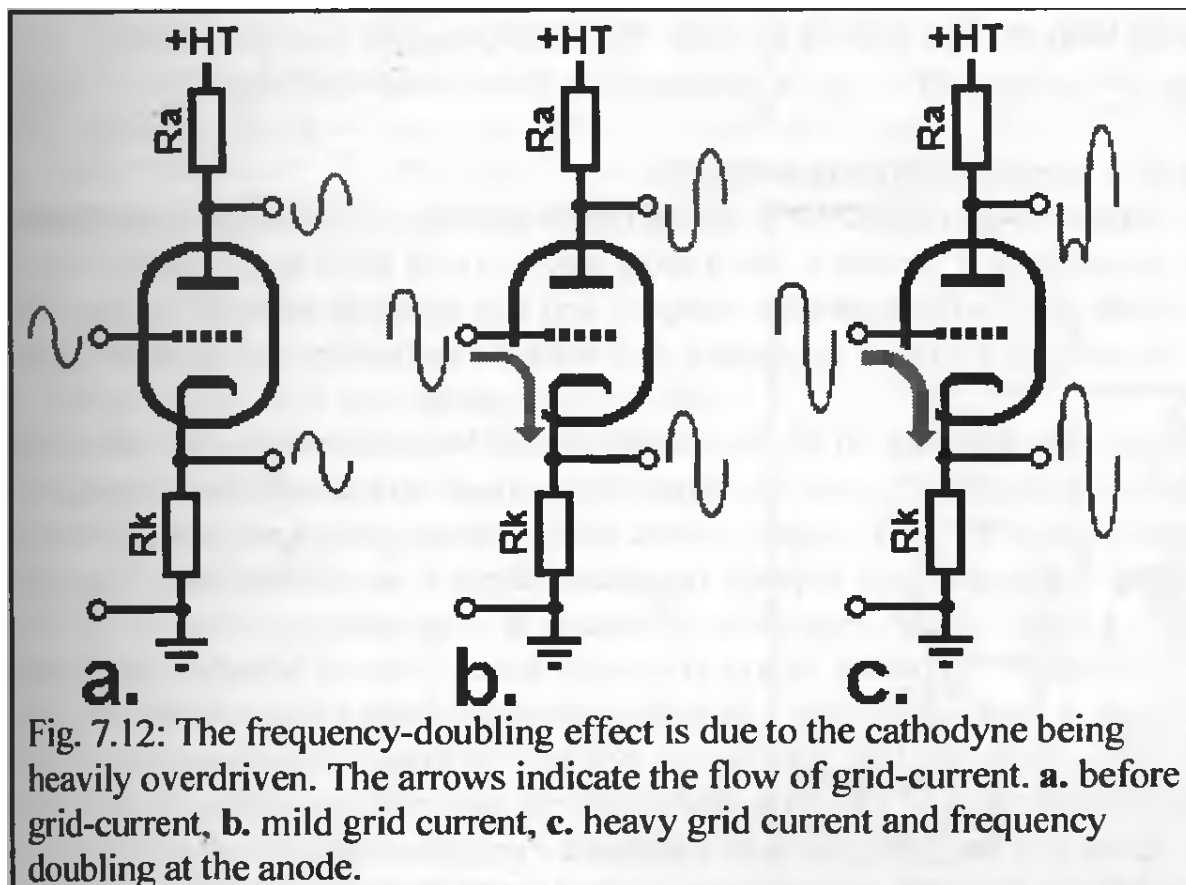
Если выходные лампы работают в классе АВ, так в большинстве гитарных усилителей, то этот «шип» на отрицательной полуволне не всегда вызовет проблемы, поскольку соответствующая выходная лампа (V2 на рисунке 7.10) уже будет иметь отсечку отрицательной полуволны, обусловленную режимом своей работы. Однако, если выходные лампы плохо подобраны, или выходной каскад работает в классе А то этот «шип» может быть усилен с помощью советующей выходной лампы, и даст в звук интермодуляционные искажения, которые редко приятны для слуха.

#### **Эффект удвоения частоты:**

Теперь давайте рассмотрим что происходит когда ФирН перегружен сам по себе. Явление отсечки вполне нормально и не нуждается в дополнительном объяснении. В большинстве схем ФирН берётся довольно тёплое смещение, таким образом, отсечка никогда не достигается. Проблемы возникают когда ФирН получает чрезмерную перегрузку положительной полуволны.

При повышении напряжения на сетке, ФирН начинает производить сеточный ток. Сеточный ток начинает стекать вниз к катодному резистору, тем самым способствуя повышению положительной полуволны у выходного сигнала на катоде. По мере того как сетка всё больше и больше становится положительной, будет достигнута та точка при которой лампа достигнет своего максимального анодного тока и дальнейшее увеличение напряжения на сетке уже не будет способно увеличить этот ток. В этом случае напряжение анод-катод достигает своего минимального значения и уже не может стать ниже. Но, так как сетка продолжает становиться более положительной, сеточный ток продолжает течь вниз через катодный резистор  $R_k$ , таким образом напряжение на  $R_k$  должно увеличиваться в соответствии с законом Ома. Поскольку

фактическое напряжение на катоде растёт, то напряжение анод-катод не может падать дальше и фактическое напряжение на аноде так же должно расти; анодное напряжение должно эффективно увеличиться на величину равную  $I_g \times R_k$ . Это вызовет появление перевёрнутой «копии» пикового сигнала с катода на аноде, в результате, своего рода, удвоения частоты, хотя это больше будет ощущаться как очень «скрипучий» звук.



Этот процесс показан на рисунке 7.12 и его осциллограмма на рисунке 7.13 за основу послужила схема, изображённая на рисунке 7.9 (возможно это опечатка и мелось ввиду рис. 7.10) с тяжёлой перегрузкой (без выходных ламп, перегруз был получен раскачкой от предыдущего каскада, а не собственным ограничением ФирН).

В зависимости от конкретной схемы и степени перегрузки, можно получить эффект удвоения

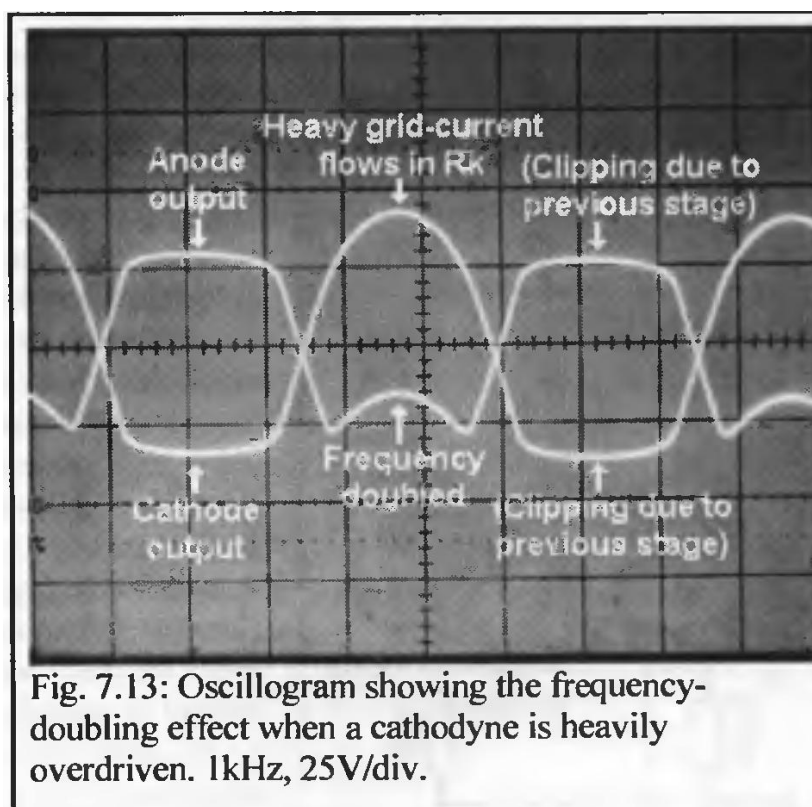


Fig. 7.13: Oscillogram showing the frequency-doubling effect when a cathodyne is heavily overdriven. 1kHz, 25V/div.

частоты на лампе V3 (см. рис 7.10), вплоть до выреза полупериода и получив на анодном выходе сигнал с удвоенной частотой. В некоторых ситуациях этот фейзероподобное звучание может быть даже весьма полезно, этот эффект иногда называют вихрем, так как изменение доминирующей частоты зависит от перегрузки звукового сигнала. Тем не менее этот эффект крайне трудно контролировать, возникающие интермодуляционные искажения почти всегда имеют не приятный, периодически фьюзющий звук, как цифровой «засоряющий» призыв к истинному тону усилителя. Это также создаёт очень проблематичные блокирующие искажения и большинство проектировщиков усилителей избегают этого любой ценой.

#### Как избежать неприятных эффектов искажения:

Так как все возникающие проблемы в работе ФиРН сильно связаны с токами в его цепях, то логичным способом избежать проблем, будет уменьшить токи. Это легко сделать применив резисторы сеточного блокиратора большого номинала и это можно рассматривать как «секрет» получения хорошо звучащего тона ФиРН, как для связей по переменному или постоянному току.

Использование для выходных ламп сеточных резисторов большого номинала поможет предотвратить зажатие катодного напряжения сеточным током, так как нагрузка на катод не может упасть ниже значения сеточного резистора, что позволит избежать эффекта «шипа». На самом деле использование резисторов сеточного блокиратора для выходных ламп, номиналами больше обычного, является хорошим способом получения хрустящего звука не зависимо от того что за узел стоит перед ними.

Поскольку в качестве выходных ламп почти всегда используют пентоды или лучевые тетроды, имеющие маленькую входную ёмкость, то увеличение номинала сеточного резистора не повлияет на слышимый диапазон высоких частот. «Традиционный» номинал сеточных резисторов, используемых для выходных ламп находится между 1K и 4,7K и они могут быть легко увеличены, конечно если суммарное значение сопротивления вместе с резистором утечки не превысит паспортного максимума для лампы, так как сеточный резистор тоже является частью сопротивления утечки. Значение в 100K для большинства схем практически полностью исключит

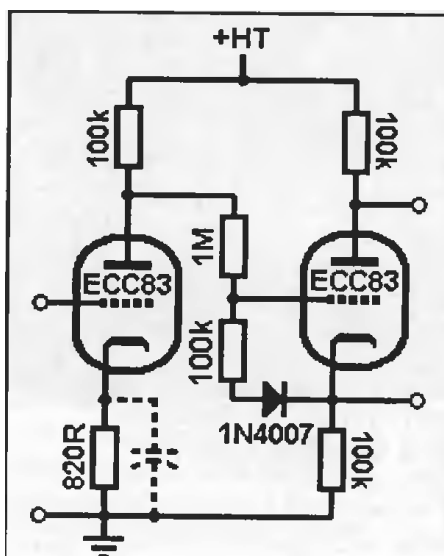


Fig. 7.14: A large grid stopper prevents the frequency doubling effect and helps high  $r_a$  valves to be DC coupled to the cathodyne.

эффект «шипа». Большой номинал сеточного резистора также значительно уменьшит вероятность блокирующих искажений, которые часто встречаются в современных усилителях, по причине отсутствия реальных знаний по ламповой схемотехнике у современных компаний.

Эффект удвоения частоты может быть уменьшен увеличением сеточного резистора у ФиРН. Опять же отметим, поскольку ФиРН имеет усиление равное единице, его входная ёмкость крайне мала, так что большой номинал сеточного резистора не повлияет на высокие частоты, что также поможет в борьбе с блокирующими искажениями, если конечно же используется связь по переменному току. Большой номинал в 1M может быть использован в Hi Gain конструкциях и пример такой схемы показан на рисунке 7.14.

Опираясь на изучение сеточных токов покоя в катодных повторителях ( глава 5, рисунок 5.16), при похожей схемотехнике, мы можем ожидать что ECC83 создаст даже

большой ток, так как в случае с ФиРН потребуется более низкое напряжение на сетке. Это значительно увеличит эффект удвоения частоты и также приведёт к сильному дисбалансу выходных сигналов даже на самых низких уровнях. Тем не менее, на рисунке 7.14 этот ток покоя протекая через резистор 1М, вызывает падение напряжения, что снижает сеточное напряжение до более подходящего значения и также подавляет эффект удвоения частоты. Не будет значительной потери высоких частот, благодаря тому, что ФиРН имеет низкую входную ёмкость. Максимальная амплитуда, пик-к-пику у выходного сигнала в ФиРН составит примерно 1/3 от питающего анодного напряжения, что лишь слегка меньше теоритического максимума.

### Предварительное усиление.

Поскольку ФиРН имеет низкое выходное сопротивление, то от его катода можно подгрузить анодный резистор предыдущего каскада, чтоб увеличить усиление на нём, таким же образом как это было описано в главе 5. Такие схемы присутствуют в некоторых HiFi усилителях, хотя автор книги не знает примеров такого использования в гитарных усилителях.

Анодный резистор предыдущего каскада делиться на две примерно равные части и выход от катода ФиРН связан с точкой соединения этих резисторов через разделительный конденсатор C1, как это показано на рисунке 7.15. Тут применимы те же принципы что и для случая с катодным повторителем, так что не будем повторять это. Следует отметить, однако, что с учётом связи по переменному току суммарное сопротивление действующее на катод ФиРН составит:

$$R_{k2} \parallel R_1 \parallel (R_2 + r_A)$$

(Взяв в расчёт что Rk1 имеет полный обход по сигнальной цепи)

Таким образом, для разумного баланса ФиРН нужно использовать анодный резистор значением:

$$R_{k2} \parallel R_1 \parallel (R_2 + Z_{out}) = 100k \parallel 100k \parallel (100k + 65k) = 38k$$

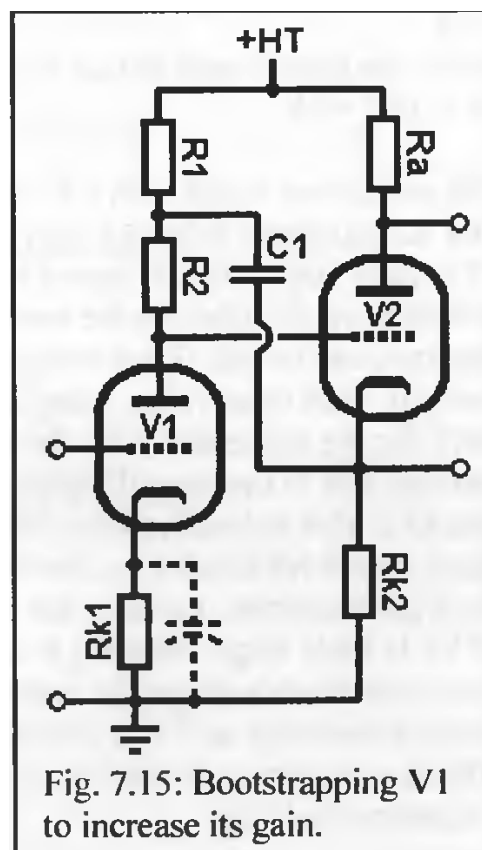
Что легко округляется до ближайшего стандартного значения в 39К, получив вполне хороший баланс схемы. Частота полу усиления такой предварительной погрузки составит:

$$f \approx \frac{1}{2\pi RC}$$

Где:

$$R = R_1 \parallel (R_2 + r_A)$$

C = разделительный конденсатор C1 (рисунок 7.15)



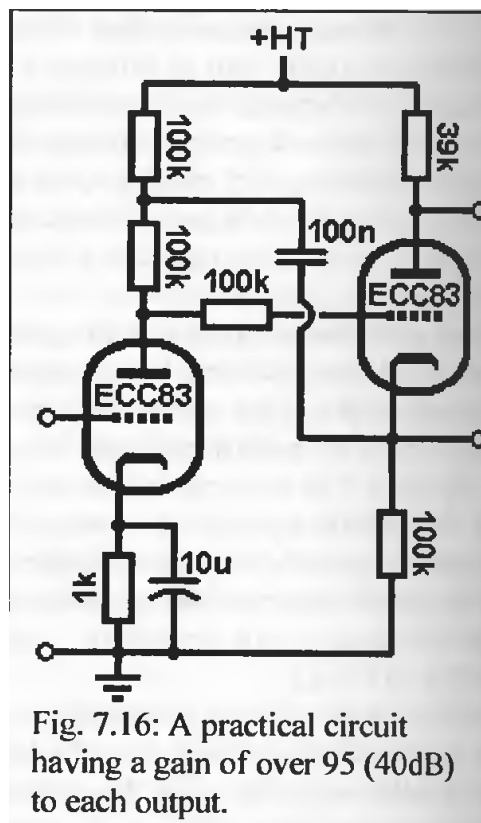
Таким образом, значения в 100нФ будет достаточно для работы на частоте до 26Гц.

Усиление на лампе V1 составит:

$$A = \frac{\mu \left( R1 + \frac{R2}{1-A} \right)}{r_a + R1 + \frac{R2}{1-A}} = \frac{100 \left( 100k + \frac{100k}{1-0.97} \right)}{65k + 100k + \frac{100k}{1-0.97}} = 98$$

Тогда суммарное усиление на каждом из выходов составит  $98 \times 0,97 = 95$ .

Схема была протестирована с лампой Mullard ECC83 и установлен фактический коэффициент усиления чуть более 95 на каждом из выходов, что согласуется с расчётным значением, хотя максимальная пиковая амплитуда выходного сигнала будет не одинаковой при перегрузке и составит 1/4 от анодного напряжения для анода и 1/3 для катода, в связи с большой разницей между  $R_a$  и  $R_{k2}$ . Этот дисбаланс возникнет только при серьёзной перегрузке, что должно вызвать лишь не большое беспокойство. Так как значение суммарной анодной нагрузки для V1 довольно большое, то мы получим низкое значение напряжения его покоя, что достаточно хорошо скажется на смещении ФиРН, поэтому применён лишь скромный резистор в 100к для предотвращения эффекта удвоения частоты.





### Основные формулы.

LI; Усиление на любом из выходов при одинаковой нагрузке:

$$A = \frac{\mu R}{r_a + R(\mu + 2)}$$

Но так как  $\mu$  много больше 1, то формула упрощается:

$$A \approx \frac{\mu}{\mu + 1}$$

LII; Суммарная входная ёмкость:

$$C_{in} \approx C_{gk}(1 - A) + C_{ga}(1 + A)$$

Но так как значение  $C_{gk}(1 - A)$  обычно мало и  $A$  как правило около единицы, то для аудио частот будет:

$$C_{in} \approx 2C_{ga}$$

LII; Выходное сопротивление на любом выходе (при одинаковой нагрузке):

$$Z_{out} = \frac{R \cdot r_a}{r_a + R(\mu + 2)}$$

Но так как у большинства ламп  $\mu \gg 1$ , то формула упрощается:

$$Z_{out} \approx 1/g_m$$

LIV Частота с занижением на -3дБ, при условии что  $C_a = C_k = C$ :

$$f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi R C \cdot \frac{r_a}{\mu + 2} \left/ \left( R \cdot \frac{r_a}{\mu + 2} \right) \right.}$$

Все обозначения приведены на рисунке 7.17, учитывая  $R_a = R_k = R$ .

