

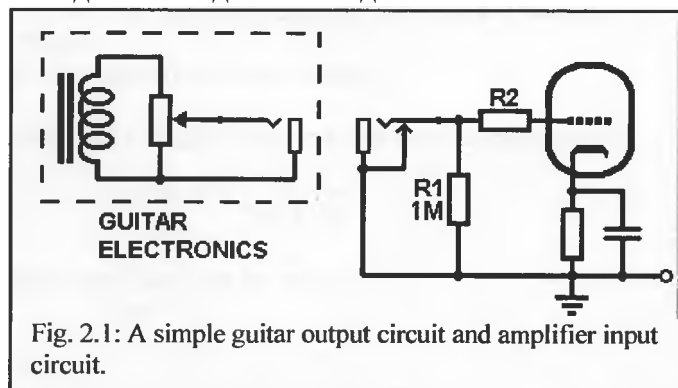
Глава 2: Межкаскадная связь.

Вход усилителя. Основы межкаскадной связи по переменному току. Линия нагрузки по переменному току. Блокировочные искажения и сеточные блокираторы. Цепи связи по переменному току. Межкаскадная связь по постоянному току.

Из предыдущей главы мы узнали, как разработать триодный каскад усиления, и какие возможности по контролю звука дает нам этот каскад. Сам по себе, одиночный каскад не имеет практического применения, и его тональные характеристики сильно ограничены. Обычно мы хотим такой усилитель, который предоставил бы нам ряд возможностей и гибких настроек, и самое главное, чтобы он мог создавать желаемый уровень искажений. Для получения таких возможностей нам потребуется несколько каскадов усиления, связанных между собой. Усилители с низким и средним гейном, могут использовать два или три каскада до выходных ламп (включая фазоинвертор в случае двухтактного усилителя). В свою очередь, современные хай гейн усилители, разработаны для получения большого количества искажений в предварительном усилителе, и для этого требуется, как правило, четыре или больше каскадов. Соединение каскадов вместе называется **межкаскадной связью**. Такие связи дают нам огромные возможности формирования звука, но мы рассмотрим только некоторые из них.

Вход усилителя:

Пожалуй, начать нужно именно отсюда, поскольку вход усилителя, это место, куда подключается гитара или другое музыкальное оборудование, чтобы подать сигнал на самый первый каскад нашего усилителя. Этот узел, где стыкуется выход гитары и вход первого каскада, можно считать нашей первой межкаскадной связью. Как мы уже знаем, управляющая сетка входной лампы подключена к земле через резистор утечки, что определяет входной импеданс усилителя. Сразу возникает вопрос, какой входной импеданс усилителя будет идеальным для гитары? Давайте для начала рассмотрим выходной импеданс гитары, для стандартных гитар выходное сопротивление отличается в достаточно широких пределах, от модели к модели. На полной громкости гитары, выходной импеданс зависит в основном от звукоснимателей, и может быть довольно маленьким, в несколько кОм, но если понизить громкость соответствующим потенциометром на гитаре, то выходное сопротивление резко возрастет до нескольких сотен кОм, в зависимости от сопротивления потенциометров, которое обычно 500к для хамбакеров, и 250к для синглов. Поэтому нам нужно сделать входной импеданс усилителя, хотя бы в 470к, иначе гитарный сигнал сильно ослабнет еще до того как попадет во входной каскад. Так же важно помнить, что шум начинает возникать еще в



гитарном кабеле, за счет паразитного сопротивления и емкости самого кабеля, а также за счет внешних наводок на кабель и электронику гитары. Усилитель также генерирует некоторый достаточно устойчивый уровень шумов, известных как **уровень собственных шумов**, так что очень важно, чтобы гитарный сигнал достиг усилителя с наибольшей возможной амплитудой, чтобы он

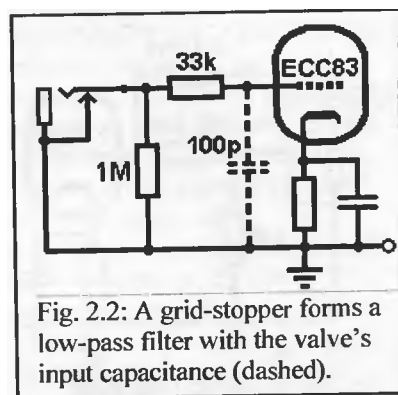
сразу же смог усилиться входным каскадом, и таким образом получить хорошее соотношения **сигнал/шум** каскада и усилителя в целом. По всем этим причинам, 1 мегаом – это наиболее распространенное значение сеточного резистора, и нет никаких практических причин менять это значение. Так как более высокое значение

сопротивления этого резистора, сильно увеличит уровень шумов, по сравнению с выигрышем по полезному сигналу. А более низкие значения этого резистора, приведут к неправильному согласованию импеданса, что погасит наш сигнал еще до попадания на сетку.

В предыдущей главе мы разобрались, что в гитарном усилителе, в каскадах предварительного усиления используется смещение катода, с зафиксированным напряжением на сетке в 0 вольт, при помощи сеточного резистора утечки R1 на рисунке 2.1. Поскольку выходной сигнал с гитары – это чистое переменное напряжение, то такой сигнал может быть напрямую подан на входной каскад. Входной разъем, обычно переключающегося типа, таким образом, если к нему ничего не подключено, он замыкает вход усилителя на землю, не давая проникать всяческим наводкам и производить гудение в динамиках.

Входной сеточный блокиратор (grid-stopper):

Еще один из важных компонентов является **сеточный блокиратор**. Сеточным блокиратором может быть любой резистор, включенный последовательно сетке лампы, такой как резистор R2 на рисунке 2.1. У этого резистора есть несколько применений, но во входном каскаде усилителя, его основная функция исключать, блокировать радиочастотные наводки. Это происходит благодаря тому, что блокировочный резистор в паре с входной емкостью лампы образуют низкочастотный RC фильтр. В предыдущей главе мы узнали, что входная емкость для лампы ECC83 составляет 100pF, зная это, мы можем рассчитать необходимое сопротивление блокировочного резистора, для подавления все частот, что лежат выше нашего аудио диапазона, скажем выше 20kHz:



$$R = \frac{1}{2 * \pi * f * C_{in}}$$

$$R = \frac{1}{2 * 3,14 * 20000 * 100 * 10^{-12}} = 79,5k\Omega$$

Ближайший коммерческий номинал – это 68к, и именно такой резистор использовался в бесчисленном количестве винтажных усилителей. Однако, выходной импеданс гитары, также участвует в последовательном сопротивлении сетки. Это не особо важно, если все ручки гитары выкручены на максимум, но повернув немного ручку громкости, слегка снижая громкость выхода, мы легко повышаем выходное сопротивление гитары до 200к. Что вместе с блокировочным резистором в 68к будет подавлять все частоты которые выше:

$$f = \frac{1}{2 * 3,14 * 268000 * 100 * 10^{-12}} = 5,9kHz$$

Что не достаточно для полного аудио диапазона. По этому, гитара часто может звучать притуплено, с нехваткой яркости, на более низких громкостях пассивного тембр блока гитары. К счастью радио наводки та такой относительно низкой частоте как 20kHz очень редки, поэтому сопротивление блокировочного резистора можно взять, гораздо меньшим, что сильно облегчит проблему, а также уменьшит шум. Автор в своих разработках обычно использует резистор в 33к, но и 10к обычно более чем достаточно. Некоторые разработчики испытывают искушение вообще убрать блокировочный резистор из цепи, но делать это не рекомендуется, так как это вызовет высокочастотные возбуждения, из-за индуктивности гитарного кабеля. Резистор можно сильно уменьшить, но нельзя убирать вообще, хотя бы 100 Ом последовательно сетке должны обязательно присутствовать,

такого номинала вполне достаточно для тональной прозрачности, влияние на срез частот будет минимальным.

В классических разработках, блокировочный резистор обычно находится до резистора утечки. Такое расположение резисторов образует делитель, который будет гасить сигнал гитары и ухудшать соотношение сигнал-шум. Поэтому во многих современных разработках, блокировочный резистор установлен после резистора утечки, и подключен прямо к сетке, как показано на рисунке 2.2.

Типичный входной каскад показан на рисунке 2.3, в нем используется два входных разъема. Разъем J2 закорочен, используется только разъем J1 для подачи сигнала, R1 и R2 образуют делитель, который гасит гитарный сигнал дважды (-6dB), давая нам вход для слабого усиления (Low gain).

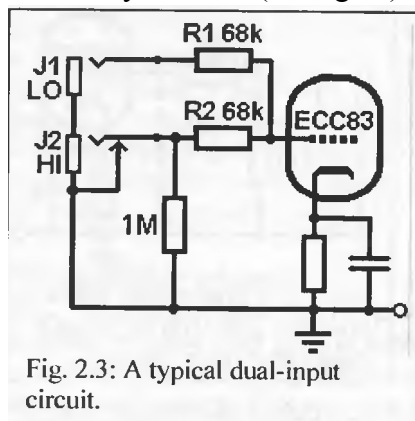


Fig. 2.3: A typical dual-input circuit.

В некоторых усилителях использовалась более сложная разработка, частотно-зависимый вход. Но это не должно нас касаться относительно данной разработки, где основной акцент направлен на то, что бы доставить на сетку как можно больше гитарного сигнала не теряя его по дороге, пока он не будет усилен входным каскадом выше порога его собственного шума. Но это важно в усилителях с очень высоким гейном. В таких усилителях иногда очень выгодно моментально подавить высокие частоты прямо на входе, чтобы уменьшить визжащий эффект от скольжения пальцев по струнам и ладам, такой эффект может быть не допустим для игры соло на большом усилении. Этого

можно достичь, используя блокировочный резистор большого сопротивления, но лучшим и менее шумным решением будет использование шунтирующей емкости после блокировочного резистора, чтобы шунтировать высокие частоты на землю. Подходящая точка завала в нашем случае будет лежать в пределах от 4kHz до 6kHz. Беря во внимания исходные данные, а это блокировочный резистор в 33k и частота завала в 4kHz, пренебрегая выходным импедансом гитары, рассчитаем емкость конденсатора.

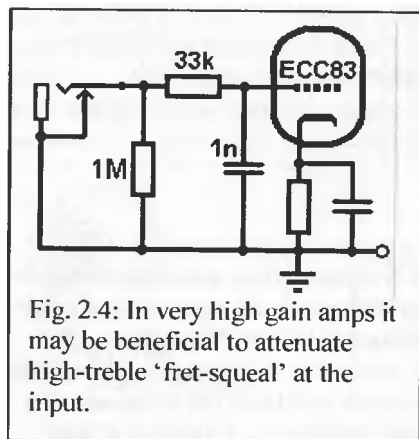


Fig. 2.4: In very high gain amps it may be beneficial to attenuate high-treble 'fret-squeal' at the input.

$$f = \frac{1}{2 * 3,14 * 33k * 4k} = 1,2nF$$

Поскольку 100pF у нас уже имеется благодаря входной емкости лампы, поэтому конденсатор емкостью в 1nF нас более чем устроит, этот конденсатор указан на рисунке 2.4. Это может быть не очевидно, но высокие частоты всегда при желании могут быть подняты (усилены), правда с более сильным искажением, в последующих каскадах предварительного усилителя, чтобы компенсировать потерю этих частот на входе.

Физическое расположение блокировочного резистора довольно важно и это стоит внимательно рассмотреть.

Поскольку все соединения и провода могут выступать в роли радиоантенн, то их нужно располагать как можно ближе к лампе, и делать пути соединения как можно короче. Часто для максимального эффекта стоит припаивать эти элементы прямо на контакты ламповой панельки. Провод с входного разъема также должен быть как можно короче, и туго скручен в косичку с земляным проводом, либо же использовать экранированный провод. Это крайне важно в хайгейн усилителях.

Основы межкаскадной связи по переменному току:

Выходной сигнал из типичной электрогитары обычно лежит в пределах 0.5 – 1 вольт по амплитуде. Поэтому даже если лампа достаточно чувствительна, как например ЕСС83 или даже пентод, она не будет настолько сильно перегружена гитарой, чтобы вызвать значительные искажения. Даже активные звукосниматели или педаль бустер, редко дадут нам сигнал по амплитуде выше 4-х вольт, этого достаточно только для среднего подгруза типичного каскада на ЕСС83. Это значит, что одним каскадом нам никак не добиться жесткого ограничения, чтобы получить сильно перегруженный тон гитары. Но задача входного каскада – это просто достаточно точно усилить сигнал выше порога собственных шумов каскада, до уровня, чтобы его можно было подать на следующий каскад, где сигнал смог бы начать ограничиваться.

Если у нас есть входной сигнала в 1 вольт по амплитуде и есть каскад, КУ которого 60, тогда сигнал, который появится на аноде будет иметь напряжение в 60 вольт, наложенное на постоянное напряжение анода. Другими словами сигнал, который появится на аноде не есть чистый сигнал переменного напряжения. Если мы хотим подать наш сигнал дальше, на сетку следующего каскада, тогда для начала нам нужно отфильтровать постоянную составляющую сигнала, и передать только переменную составляющую. Это легко сделать при помощи **разделительного конденсатора**, (более известный как **проходной конденсатор**, так как он пропускает только наш сигнал переменного напряжения). Как видно из рисунка 2.5, переменный сигнал, попадает с анода входного каскада, через разделительный конденсатор на резистор утечки второго каскада, после чего попадая на сетку второго каскада, может быть усилен дальше. Этот метод известен как **С-Р связь**, или **конденсаторная связь**, или просто **связь по переменному току**, поскольку только переменная составляющая может проходить между каскадами.

Разделительный конденсатор, использующийся в усилителе, очень критичен к общему звуку самого усилителя, поскольку он не просто блокирует постоянный ток, он также используется для умышленного подавления басовых частот, поскольку разделительный конденсатор, вместе с резистором утечки следующего каскада образуют высокочастотный RC фильтр. Емкость разделительного конденсатора C1, считается по формуле:

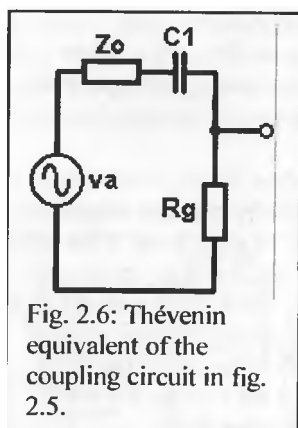


Fig. 2.6: Thévenin equivalent of the coupling circuit in fig. 2.5.

$$f = \frac{1}{2 * \pi * f * R'}$$

Где:

f - Желаемая частота завала по -3dB

R' - Rg + Zout. Общее сопротивление, образованное резистором R1 плюс выходной импеданс предыдущего каскада (Считать по формулам VIII или IX).

В Хай Фай мы бы выбрали частоту завала достаточно низкой, скажем в 10Hz. Если резистор утечки 1М, а выходной импеданс 40к, тогда:

$$C = \frac{1}{2 * \pi * f * R'} = \frac{1}{2 * 3,14 * 10k * 1040k} = 15,3nF$$

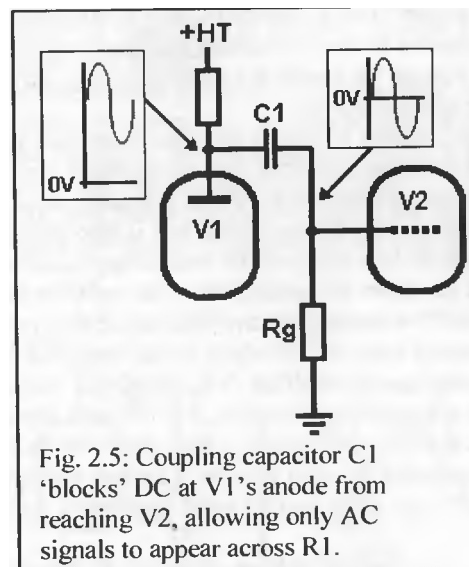


Fig. 2.5: Coupling capacitor C1 'blocks' DC at V1's anode from reaching V2, allowing only AC signals to appear across R1.

Обычное значение емкости разделительного конденсатора, которое мы можем увидеть в классических усилителях это 22nF. Такой конденсатор даст нам частоту среза в 7Hz, предавая таким образом стандарты Хай Фая.

В современных разработках, даже в басовых усилителях, нет надобности в такой низкой частоте завала. Гораздо желательнее использовать менее емкий конденсатор, чтобы подавить очень низкие частоты. Потому как эти частоты состоят практически полностью из нежелательного шума, и потому что это поможет уменьшить блокировочные искажения (рассмотрим чуть позже) и получить более жесткий и контролируемый тон на басах. Если у нас будет слишком большой подъем басовых частот в спектре усиления, это сделает наш звук слишком мутным, даже в басовом усилителе. И это очень важно при живой игре, где частичное подавление басового спектра важно для хорошего перегруза и прозрачности инструмента, и чем громче играет группа – тем это важнее. Если в гитарном спектре будут сильно подняты басовые частоты, то мало того что это сделает перегруз мутным, так еще и гитара влезет в бас гитарный спектр. К сожалению, этот момент не понимают большинство начинающих и «диванных» гитаристов, которые любят выкручивать бас на максимум.

Учитывая все выше сказанное, становится ясным, что наилучшей емкостью для разделительного конденсатора будет емкость соответствующая частоте завала в 50Hz, более того – эта частота поможет подавить шум от накала, что очень важно сделать для первой лампы усилителя. Подавление усиления по низким частотам также очень сильно улучшает стабильность и надежность всего усилителя, путем снижения нагрузки на блок питания, выходной трансформатор и динамик. Помните, что всегда можно повысить надежность усилителя, делая полосу воспроизводимых частот уже. Нет никакого выигрыша в том, если усилитель будет способен воспроизводить частоты, которые нам, по сути, не нужны.

Можно взять за правило, что низкие частоты лучше всего гасить по входу усилителя, тем самым снижая низкочастотный шум, при этом нет никакой проблемы в том, чтобы усилить низкочастотный сигнал дальше в предварительном усилителе, сделав его тем самым плотнее, четче и собраннее.

Рабочее напряжение по постоянному току разделительных конденсаторов должно быть выше, чем напряжение, которое может выдать блок питания, что обычно эквивалентно пиковому переменному напряжению, которое выдает силовое трансформатор. Причина в том, что при включении усилителя нити накала не успеют сразу прогреть катод, следовательно, анодный ток будет отсутствовать. Напряжение на аноде в таком случае может вырасти выше своей обычной рабочей точки, и очень важно, чтобы разделительный конденсатор справился с таким броском напряжения. Эту проблему можно решить при помощи задержки, или плавной подачи анодного напряжения, время задержки должно быть таким, чтобы нити накала успели прогреть катод, для ламп предварительного усиления достаточно от 30 секунд до минуты, для мощных выходных ламп 2 минуты и выше.

В продаже встречается много типов высоковольтных конденсаторов, которые можно использовать в качестве проходных. Обычно такие конденсаторы рассчитаны на напряжения 400 вольт и выше.

Конденсаторы на основе фольга + изолятор, PTFE типа, к которым относятся полистирольные, полипропиленовые, поликарбонатные и полиэстер композитные. Такие конденсаторы дает наиболее округлый и полюбившийся многим тон.

Металлизированный полипропилен, поликарбонат и полиэстер – тоже очень хороший тип конденсаторов, и в плане звука мало отличаются от типов конденсаторов описанных выше. К таким конденсаторам относятся знаменитые Mallory 150s и Mullard (mustard), тип этих конденсаторов как раз металлизированный полиэстер, а вот известные Sprague Orange Drops, это металлизированный полипропилен.

Все эти типы можно поставить в категорию, которую называют «Пленочные» конденсаторы, и в этой категории, как правило, встречаются конденсаторы емкостью до одного микрофарада.

Конденсаторы серебряно-слюдяного типа (Silver-mica) дают наиболее «теоретически» лучшую производительность, но они очень дорогие, и многие разработчики считают, что они слишком стерильные в звуке, однако номиналы ниже 1nF идеальны для применения в ламповом усилителе. Керамические конденсаторы общего применения известны своим звенящим звуком. Это происходит по тому, что емкость таких конденсаторов сильно зависит от напряжения, тем самым вызывая неприятные искажения. Также они отличаются заметным микрофонным эффектом. Тем не менее, недостатки таких конденсаторов не редко используются для специфического окраса звука, некоторые производители ставят дешевый керамический конденсатор в цепях обратной связи или смещения выходных ламп, и именно он формирует фирменный звук усилителя, некоторые вообще добавляют керамические конденсаторы в параллель пленочным, для придания звуку специфического окраса.

Линия нагрузки по переменному току:

Прежде чем разбираться с межкаскадной связью по переменному току, неплохо было бы как правильно выбрать значение резистора утечки для следующего каскада.

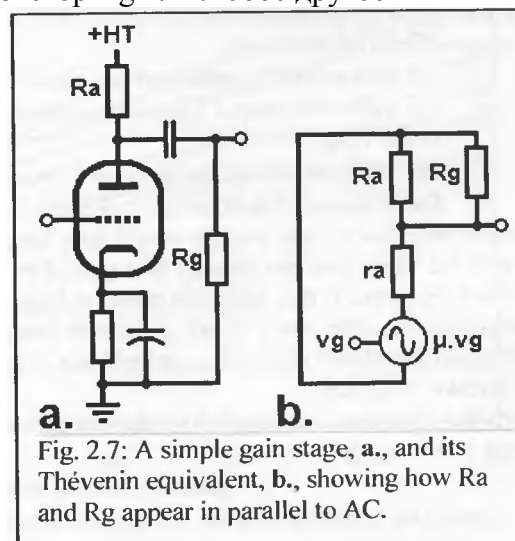
В предыдущей главе мы узнали, что анодный резистор образует нагрузку лампы, и как нарисовать линию нагрузки, чтобы увидеть это. Но теперь нам нужно уяснить одну вещь, когда мы имеем дело с переменным током, резистор R_g или любое другое сопротивление на пути разделительного конденсатора, тоже являются нагрузкой лампы, так как переменный ток свободно проходит через разделительный конденсатор $C1$. На рисунке 2.7 показан наш каскад и соответствующая эквивалентная цепь Тевенина. Мы помним, что для переменного тока, горячая точка блока питания и земля – это одно и то же (смотрите рисунок 1.26). Поэтому резисторы R_a и R_g для переменного тока включены в параллель, и общая резистивная нагрузка лампы будет ниже по переменному току чем по постоянному.

Нагрузку по переменному току можно проанализировать, нарисовав **линию нагрузки по переменному току**. Чтобы это сделать, вначале нам нужно нарисовать линию нагрузки по постоянному току, так как мы это делали в первой главе. Например, если $R_a=100k$ и $R_g=220k$ и напряжение питания 260 вольт, тогда линия нагрузки по постоянному току пройдет через точки $V_a=260$ и $I_a=260/100k=2.6mA$. Точка смещения задана постоянным напряжением, поэтому она должна лежать на этой линии. В нашем случае примем напряжение смещения в -1 вольт.

Теперь рассчитаем нагрузку по переменному току.

$$R_{a(ac)} = R_a \parallel R_g$$
$$R_{a(ac)} = \frac{100\text{ k} * 220\text{ k}}{100\text{ k} + 220\text{ k}} = 69\text{ k}\Omega$$

Поскольку точка смещения по постоянному току не может быть изменена, то и линия нагрузки по переменному току должна пересекать эту точку. Мы видим из графика, что точка смещения соответствует статичному анодному напряжению в 150 вольт, и анодному току в 1.1mA. Значит, линия нагрузки по переменному току должна пересекать две точки,



точку смещения и токовую точку ($1.1 + (150/68k) = 3.3mA$), а также может быть продлена дальше, пока не пересечет абсциссу. Результат мы видим на рисунке 2.8. Как мы видим, до точки смещения линия нагрузки имеет градиент $1/R_a$, но за точкой смещения градиент меняется на $1/R_a(ac)$.

Благодаря этому существует ряд последствий:

- Усиление падает (примерно от 60 до 50);
- Амплитуда максимального выходного сигнала падает (Примерно от 180 до 130 вольт);
- Входная чувствительность растет (примерно от 3.5 до 3 вольт);
- Растут гармонические искажения.

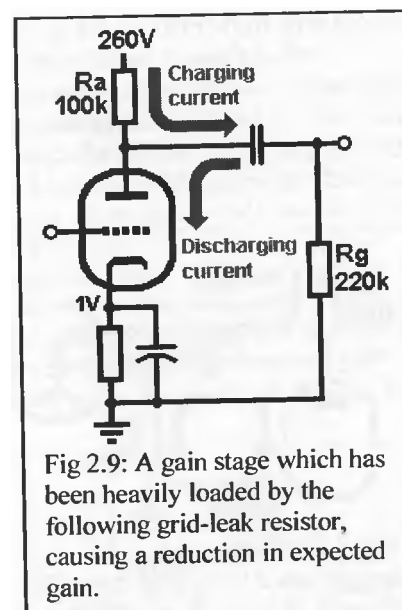
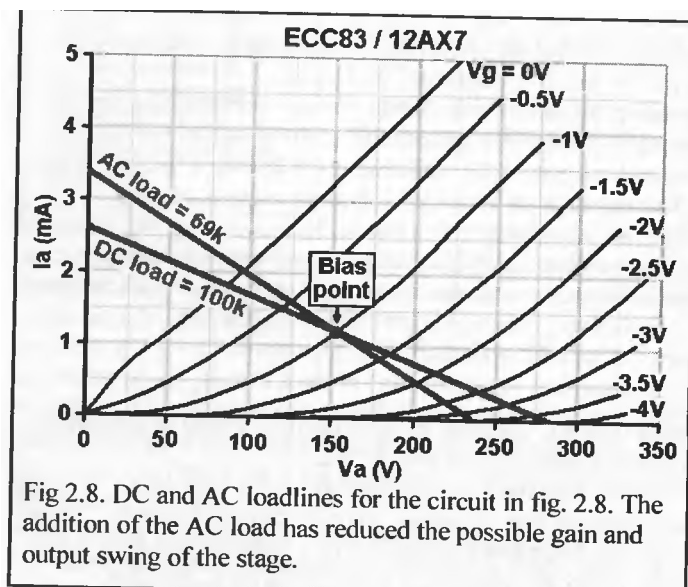
Внимательный читатель может спросить, почему так получается, что в лампе может течь ток больший, чем анодный резистор в 100к может позволить? Причина такого поведения в том, что в момент, когда растет анодное напряжение, разделительный конденсатор немного заряжается, ворует ток у анода, а когда напряжение падает, конденсатор отдает свой заряд обратно аноду, этот процесс показан стрелками на рисунке 2.9.

Теперь зная все это, можно модифицировать формулу III нахождения коэффициента усиления, для более точных результатов.

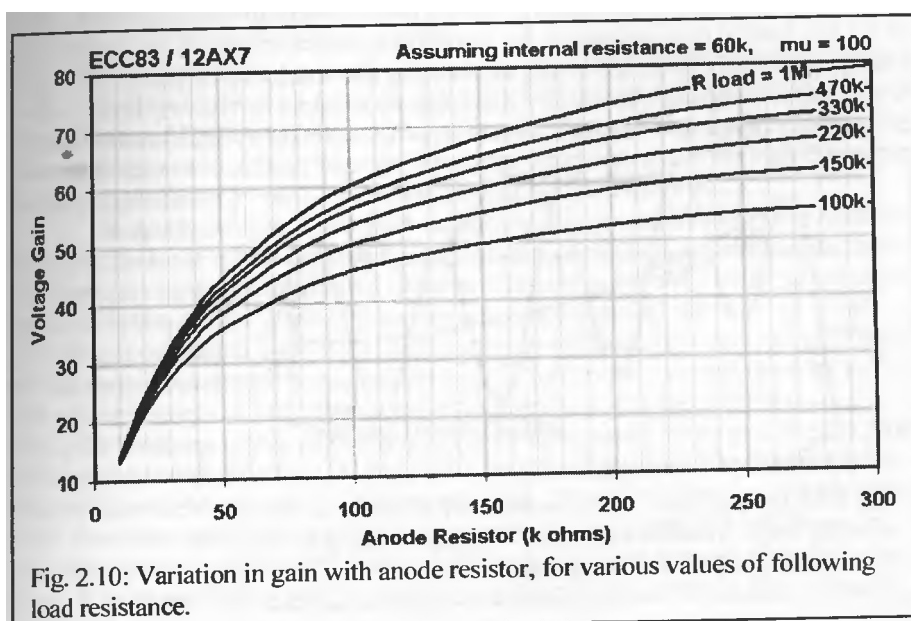
$$A = \frac{u(R_a \parallel R_g)}{(R_a \parallel R_g) + r_a}$$

На самом деле во всех уравнениях, приведенных в предыдущей главе нужно заменить R_a на $R_a \parallel R_g$ для случаев, когда каскад сильно нагружен. Но в случае, когда значение R_g значительно выше чем R_a (в 5 и больше раз), то изменения будут незначительными, и можно пользоваться формулами, приведенными в первой главе, погрешностью можно пренебречь. По этим причинам, мы можем обнаружить, что во многих разработках, значение R_g встречается от 470 Ом до 1М, это снижает нагрузку каскада. Но иногда мы можем умышленно нагрузить каскад сильнее, чтобы получить характеристики каскада с низким гейном, но избежать большого потребления тока который потребовал бы анодный резистор с более низким сопротивлением.

Самое распространенное место, где мы можем обнаружить сильно нагруженный каскад, это место где с каскада усиления передает сигнал на выходные лампы, которые не дружат с большими сопротивлениями резисторов утечки. Для ясности, на графике 2.10 показано усиление типичного каскада на лампе ECC83, посчитанное



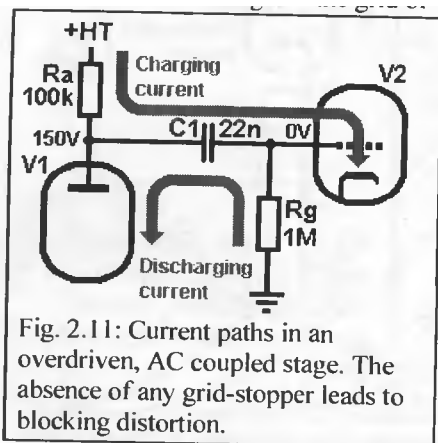
по формуле XI, для разных значений анодного резистора который нагружен разными значениями R_g .



Блокировочные искажения и сеточные блокираторы:

Ранее было рассмотрено, как сеточные блокираторы могут быть использованы в подавлении высоких частот. Но у них есть и другая функция, для каскадов со связью по переменному току, он предотвращают **блокировочные искажения**.

Блокировочные искажения возникают в случае, когда связанная по переменному току лампа находится в режиме перегруза. Рассмотрим рисунок 2.11. Статичное



напряжение на аноде лампы V1 – 150 вольт постоянного напряжения, а напряжение на сетке второй лампы – 0 вольт, значит, до нашего разделительного конденсатора находится 150 вольт. Под воздействием сигнала, анодное напряжение лампы V1 подымается на 1 вольт, и небольшой ток потечет через конденсатор C1 в резистор утечки R_g . Из-за этого напряжение на резисторе R_2 вырастает на 1 вольт и таким образом переменный сигнал попадает на сетку лампы V2. Напряжение до разделительного конденсатора все еще 150 вольт. Можно предположить, что это максимальный по уровню сигнал, который мы можем подать на лампу V1 до порога ограничения.

Теперь давайте представим, что напряжение на аноде лампы V1 продолжает расти до 9 вольт. Ток продолжает течь через конденсатор C1, но лампа V2, потребляет весь излишек ток, не позволяя, тем самым расти напряжению на сетке выше 1 вольта. Зачет напряжение на конденсаторе C1 должно вырасти до 159 вольт, этот заряд сохраниться в конденсаторе. Теперь отрицательной полуволной сигнала напряжение на аноде лампы V1 должно упасть до 140 вольт. Мы ожидаем, что напряжение на резисторе утечки R_g тоже упадет на 10 вольт (вводя каскад V2 в режим отсечки), но конденсатор C2 теперь имеет возможность разрядиться через сетку лампы V2, но напряжение на конденсаторе C1 не может упасть также быстро, как оно выросло. На самом деле напряжение на конденсаторе упадет примерно на $140 - 159 = -19$ вольт. Это значит что каскад V2 загнан в очень сильную отсечку, и среднее напряжение его сетки будет оставаться негативным до тех пор, пока конденсатор C1 не разрядится, таким образом большинство сигнала не проходит, он

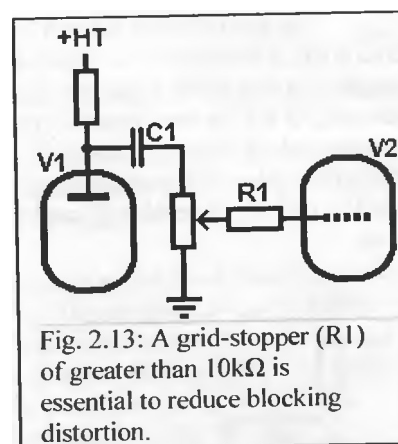
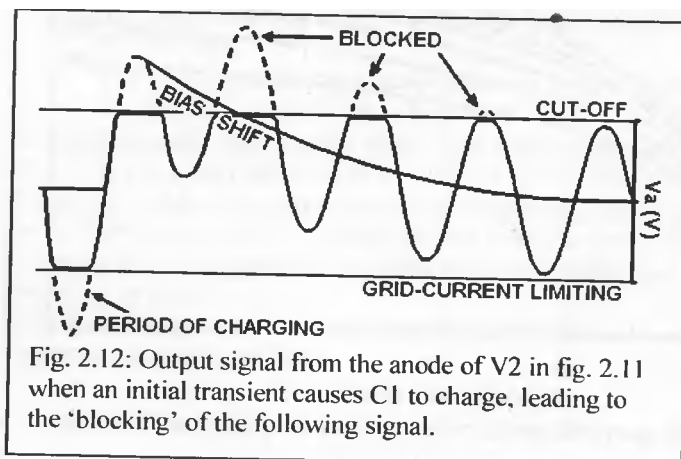
просто блокируется. На рисунке 2.12 показан этот процесс, в виде пути выходного сигнала с анода каскада V2. Более научное объяснение этого процесса выглядит так: Для начала рассчитаем время необходимое для заряда конденсатора $R_a + R_g * C1 = 0.02s$. Но в случае, когда каскад перегружен, время зарядки сильно зависит от сопротивления сетки, которое обычно пару сотен Ом, это позволяет конденсатору зарядиться практически мгновенно, примерно за 0.002s. Но в момент, когда каскад V2 выходит из перегруза, время разрядки

увеличивается $R_a + r_a * C1 \sim 0.02s$, то есть на разрядку конденсатора уходит в 10 раз больше времени, чем на его зарядку. Это вызывает нежелательное изменение точки смещения, которое вводит каскад V2 в отсечку на этот период времени, и блокирует сигнал. Более того, проблема усугубляется на низких частотах, на которых конденсатору C1 потребуется еще больше времени на зарядку. Также эффект блокировочных искажений усугубляется в случае если каскад V2 имеет катодный конденсатор, так как он тоже будет заряжаться током сетки, но будет дольше разряжаться через катодный резистор, вводя тем самым каскад V2 в еще более глубокую отсечку. Это одна из самых важных причин, почему басовые частоты должны быть погашены на входном каскаде и взяты под контроль, и почему разделительный и катодный конденсаторы должны быть как можно меньшей емкости.

В зависимости от степени блокировочных искажений, эти искажения могут делать звук от противного перегруза с треском, до очень неприятного, тонкого и запирающегося звука. Лампы предварительного усиления, наиболее восприимчивые к такому эффекту, так как их довольно легко перегрузить, и этой проблемой страдают многие усилители. Помните, что более старые усилители, не проектировались с расчетом, что их будут перегружать, а более современные разработки – как правило, копии или производные от этих самых старых и легендарных усилителей.

Решение этой проблемы заключается не только в урезании басовых частот, но также и в добавлении сеточного блокиратора перед вторым каскадом V2, что позволяет тормозить период зарядки разделительного конденсатора C1 (рисунок 2.13). В случае если нужно избежать заметного подавления высоких частот (благодаря входной емкости V2), можно использовать не большие значения сопротивления сеточного блокиратора, от 10k до 100k, но использование гораздо больших сопротивлений обычно является удачным решением, особенно в хай гейн усилителях, так как это помогает уменьшить возникновения высокочастотных гармоник.

В стандартных разработках, где резистор R_g является регулятором гейна, можно заметить, что усилитель звучит хорошо, когда ручка гейна вывернута в пределах 12-ти часов. Но если выкручивать гейн на максимум – то звук портиться. Легко увидеть, почему так происходит, когда гейн настроен на умеренный уровень, не превосходящий половину оборота ручки, потенциометр образует некоторое сопротивление последовательно разделительному конденсатору C1, но на полном гейне, нет сопротивления которое препятствовало бы блокировочным искажениям, По этой причине, в современных



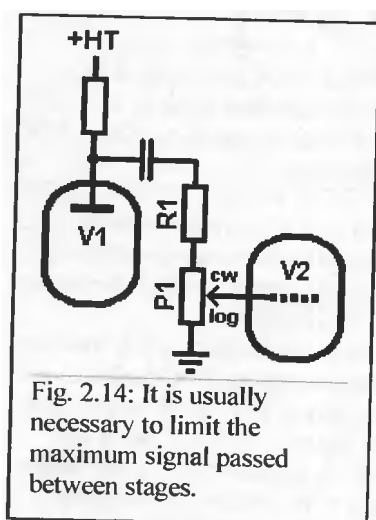
усилителях, в сетке каждого каскада должен быть сеточный блокиратор! Нет необходимости устанавливать его как можно ближе к самой лампе, так как радиочастоты в данной точке нас не должны интересовать. Фузящий или трещащий перегруз, очень часто является симптомом недоработки на этапе проектирования, связанной с сеточными блокираторами у которых сильно маленькое сопротивление или которые вообще отсутствуют. Удачным решением будет добавить сеточные блокираторы в усилители, которые их не содержат. Даже значения в 10k будет достаточно для ламп предварительного усиления (для выходных ламп обычно требуется меньшее сопротивление), чтобы избежать изменения желаемого тона, но многие находят, что тон в случае, когда сопротивление перед сеткой достигает 1 мегаома, становится наиболее предпочтительным.

Цепи связи по переменному току:

Теперь, когда читатель может оценить, как межкаскадные связи влияют на предыдущие каскады, нагружая их, и как они могут приводить к блокировочным искажениям в текущем каскаде, мы можем рассмотреть типичные цепи межкаскадной связи, которые можно наблюдать в гитарных усилителях. В большинстве современных усилителей, и в особенности в хай гейн усилителях, значительные частотные сглаживания и ослабления, происходят именно между каскадами. Часто эти характеристики доступны к регулированию пользователем, пи помощи тембр блока и ручки гейна. Но не всегда и не для каждого каскада, так как слишком много ручек управления тоном становится по большому счету недостатком, чем преимуществом.

Широко частотное ослабление:

В усилителях, которые спроектированы для возможности перегрузить их не выше уровня среднего овердрайва, часто очень важно ослабить сигнал между каскадами усиления. Типичный триодный каскад способен усиливать переменный сигнал до уровня примерно соответствующего 2/3 напряжения источника питания, и даже более при использовании пентодов. Такие уровни сигнала слишком высокие для подачи на сетку



следующего каскада, и приведет к жесткой отсечке и блокировочным искажениям. Также в случае если общее усиление предварительного усилителя будет слишком высоким, то усилитель потеряет чувствительность и динамику, и начнет звучать как незаурядный, фузящий твердотельный усилитель. Контроль гейна, может быть установлен между каскадами, но дополнительный резистор, который будет ограничивать уровень сигнала, не допуская превышения установленного максимума, обязательно должен быть добавлен последовательно потенциометру гейна. На рисунке 2.14 мы видим резистор R1, это гасящий резистор, который служит двум целям, так как он является и сеточным блокиратором для каскада V2. Предварительные усилители, которые не используют такой вид ослабления сигнала, вынуждены использовать сеточные блокираторы с

достаточно большим сопротивлением, что является менее элегантным и более шумным решением.

Очевидным вопросом будет: Почему нельзя просто переделать каскад так чтобы он давал меньшее усиление, вместо того чтобы усиливать сигнал по максимуму, а потом его гасить между каскадами? Действительно, это хороший аргумент для чистых усилителей, где выгоднее иметь дело с более высоким анодным напряжением, и меньшим усилением

каскада, так как это даст нам в основном гармонические искажения второго порядка, и очень теплый и прозрачный звук. Но чтобы получить хороший перегруженный тон, нужно использовать комбинацию из каскадов, как с низким, так и с высоким усилением, которые насытят сигнал необходимыми гармониками, также можно использовать микстуру из ламп разного типа, например ECC83/12AX7 с ECC82/12AU7 или 6SN7, либо сильно нагружать некоторые каскады резисторами утечки с маленьким сопротивлением.

Часто бывают ситуации, когда более острый и детализированный звук лампы ECC83 которая работает на большой импеданс, предпочтительнее чем сглаженный и менее сфокусированный перегруз на более низкий импеданс. Даже лампы с низким усилением все равно производят слишком большую амплитуду выходного сигнала, так что и в этом случае некая форма межкаскадного ослабления должна присутствовать. Более того, ослабление сигнала между каскадами дает контроль надо естественным частотным сглаживанием и тональным окрасом, и это будет рассмотрено далее.

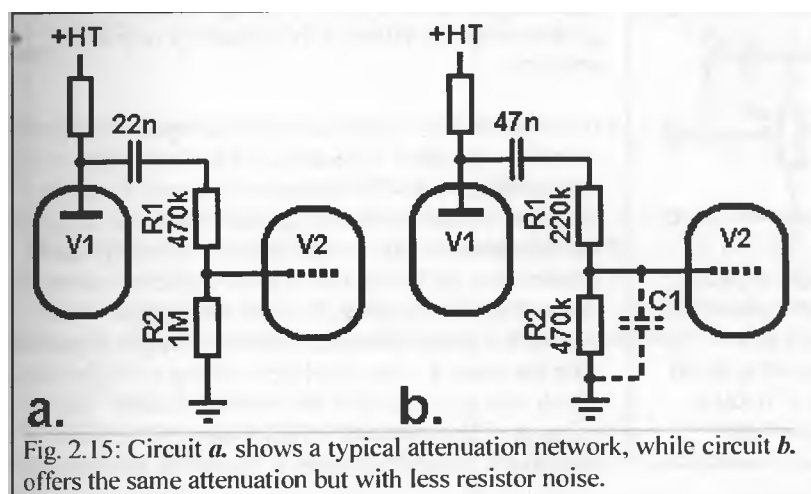
К сожалению, нет никакого частного закона, которое скажет какую степень ослабления сигнала нужно выбрать между двумя каскадами. Понимание того как сильно нужно погасить сигнал, приходит от части с опытом, а также в процессе экспериментирования. Хорошим подходом будет для начала выбрать потенциометр гейна R1 номиналом в 1 мегаом, а потом подбирать значение резистора R1, либо даже использовать переменный резистор, и выбрать тот номинал, который больше всего придется по вкусу и слуху. В соответствии с рисунком 2.15, усиление межкаскадного делителя (точнее даже ослабление), считается по формуле:

$$\beta = \frac{R2}{R1 + R2}$$

И обычно это значение будет лежать в пределах от 0.5 до 0.9, другими словами отношения сопротивлений R1:R2 может быть от 1:1 до 1:10.

Как только нужное соотношение найдено, можно прибегнуть к хитрости, пропорционально уменьшив сопротивления, при этом увеличив емкости, это поможет уменьшить шумы, сохранив при этом производительность цепи.

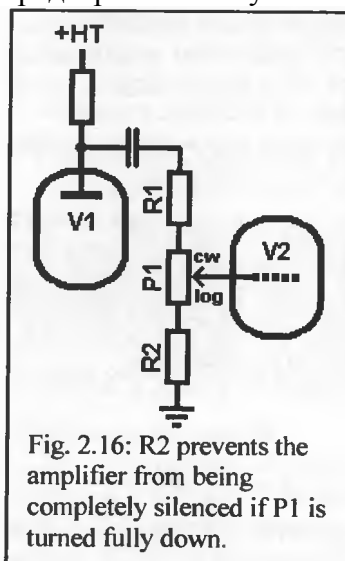
К примеру, на рисунке 2.15а, Показана цепь которую можно встретить как в Messa Dual Rectifier так и в Soldano SLO-100, но цепь на рисунке 2.15b обладает практически теми же характеристиками и производительностью, но с вдвое меньшим резистивным шумом. Большее сопротивление в варианте «а» вызовет большее ослабление высоких частот, чем вариант «b», но это легко исправить, добавив конденсатор C1. Если же пропорционально уменьшать значение резисторов до слишком низкого значения, это заставит каскад V1 нагружаться сильнее.



Потенциометр гейна обычно принято выбирать логарифмического типа, так как его действие сказывается не столько на общей громкости усилителя, сколько на уровень воспринимаемых искажений. Тем ни менее гитаристы, которые привыкли к твердотельным усилителям, могут быть введены в заблуждение ручкой, подписанной как “Gain”, которая может быть выкручена в ноль, глуша усилитель, как обычная ручка громкости. По этой причине некоторые разработчики добавляют резистор между потенциометром гейна и землей (R2 на рисунке 2.16), для того чтобы ограничить нижний предел ослабления громкости. Сопротивление этого резистора обычно лежит в пределах 10k.

Поднятие высоких и вырез низких частот, конденсатор “bright”:

Поднятие высоких частот или вырез низких – это важная функция гитарных предварительных усилителей, эти термины обычно известны как **treble boost** и **bass cut**.

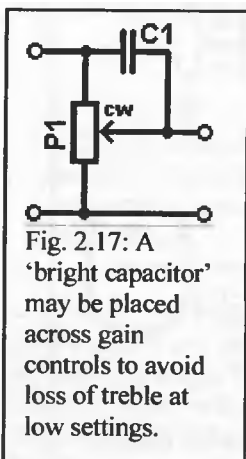


Дело в том, что вырез басов не только помогает уменьшить низкочастотный шум, избежать блокировочных искажений и мутности в звуке, но также это поднимает высокие частоты и увеличивает гармонические искажения, так как гармонические искажения генерируемые усилителем, в основном являются гармониками кратных порядков. Для примера, мы хотим пропустить сигнал с частотой 1kHz через триодный каскад усиления, который производит 10% гармонических искажений 2-го порядка, на выходе мы получим 90% сигнала с частотой 1kHz и 10% искажений с частотой 2kHz. Если пропустить полученный сигнал через высокочастотный фильтр, который оказывает затухание в 6dB на частоте в 1kHz, но не оказывает никакого действия на частоту в 2kHz, то тогда на выходе мы получим 45% по частоте 1kHz и 55% на частоте 2kHz. Таким образом, мы получили новое соотношение гармоник с помощью поднятия высоких (treble boosting). Что более важно,

это то, что поднятые частоты перегружают следующий каскад в большей степени, чем подавленные частоты, что приведет к увеличению сустейна, а это очень важно в хай гейн усилителях, особенно для лид тона.

Есть много способа поднятия высоких частот, включая частичное шунтирование катода, рассмотренное в первой главе, но при помощи межкаскадной связи можно добиться большей гибкости в управлении частотных характеристик предварительного усилителя.

В начале главы было упомянуто о проблеме связанной с входной емкостью триода,



в случаях когда ручка громкости или гейна скручена вниз, сопротивление последовательное сетке увеличивается и вызывает больше подавление высоких, по сравнению с случаем когда эти регулировки близки к максимуму. Это вызывает потерю частотных характеристик на низких громкостях и деградацию сигнала, иными словами на низкой громкости гитара начинает звучать бедно и невыразительно. Чтобы бороться с этим недостатком, к потенциометру подключают небольшой конденсатор, как показано на рисунке 2.17. Этот конденсатор помогает высоким частотам проходить через него, минуя потенциометр, своего рода тон компенсация, этот конденсатор часто именуют **конденсатор яркости (bright)**. Название произошло из-за того что многие усилители Fender имели bright канал, который отличался от обычного канала только

наличием этого маленького конденсатора. Добавление конденсатора яркости в «нормальный» канал усилителя, считается наиболее популярной и простой модификацией.

Для примера на рисунке 2.18 показана простая цепь межкаскадной связи, точно такая же цепь используется в усилителе Marshall 50W Master Volume. На рисунке 2.19 показаны частотные характеристики этой цепи без конденсатора яркости (серым цветом), по кривым четко видно растущую потерю высоких частот с поворотом ручки гейна против часовой стрелки. Жирные кривые отображают характеристики той же цепи но с добавленным конденсатором яркости. Мы можем четко видеть какой подъем высоких вызывает этот конденсатор. И как это помогает достичь хорошего тона на низких громкостях. На максимальном гейне кривые для обоих случаев естественно идентичны. Так как конденсатор яркости просто замкнут накоротко движком потенциометра, и больше не участвует в частотном формировании. Во многих усилителях этот конденсатор делают отключаемый при помощи тумблера, что дает возможность выбрать яркий или нормальный режим в зависимости от ситуации.

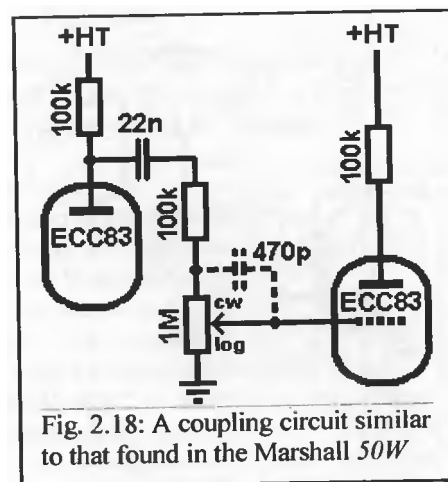


Fig. 2.18: A coupling circuit similar to that found in the Marshall 50W

Номинал конденсатора обычно подбирается по вкусу. Но формула для расчета для емкости конденсатора яркости все же существует, ее нужно воспринимать как стартовую точку, от которой стоит подбирать номинал в ту или иную сторону в зависимости от того какой подъем высоких частот и на какой громкости мы хотим получить.

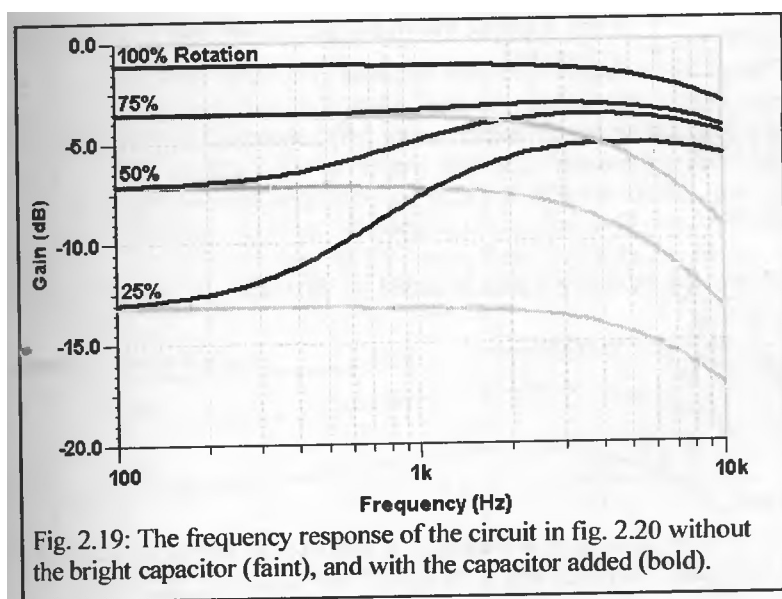


Fig. 2.19: The frequency response of the circuit in fig. 2.20 without the bright capacitor (faint), and with the capacitor added (bold).

Формула для расчета конденсатора яркости выглядит так:

$$C = \frac{2.74}{2 * \pi * f * R}$$

Где:

C - Емкость конденсатора яркости.

f - +3vdB или средняя частота подъема (обычно в пределах от 800Hz до 5kHz).

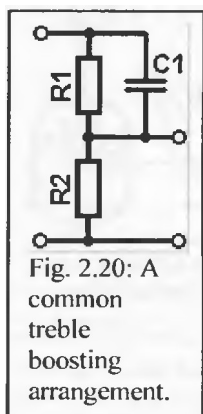
R – Сопротивление потенциометра.

Точно такого же поднятия высоких или среза низов можно добиться шунтированием верхнего резистора в делителе, как показано на рисунке 2.20. По правде говоря, это, то же самое, что рисунок 2.17, но только версия с фиксированным сопротивлением. Все это направлено на компенсацию в потери высоких частот, которые вызваны большим гасящим сопротивлением на пути сигнала, таким как на рисунке 2.15a.

Если учесть что выходной импеданс каскада достаточно низок по сравнению с сопротивлением R2, то на низких частотах усиление цепи находится очень просто:

$$\beta = \frac{R2}{R1 + R2}$$

Но также можно изменить формулу для нахождения усиления фильтра на любой частоте:



$$\beta' = \sqrt{\frac{1 + k^2}{1 + \beta^2 + k^2}}$$

Где:
 $k = 2 * \pi * f * C1 * R1$

Отсюда можно найти значение C1 выразив k через соответствующие формулы:

$$k = \sqrt{\frac{\beta'^2 - \beta^2}{\beta^2 - \beta^2 * \beta'^2}} = 2 * \pi * f * C1 * R1$$

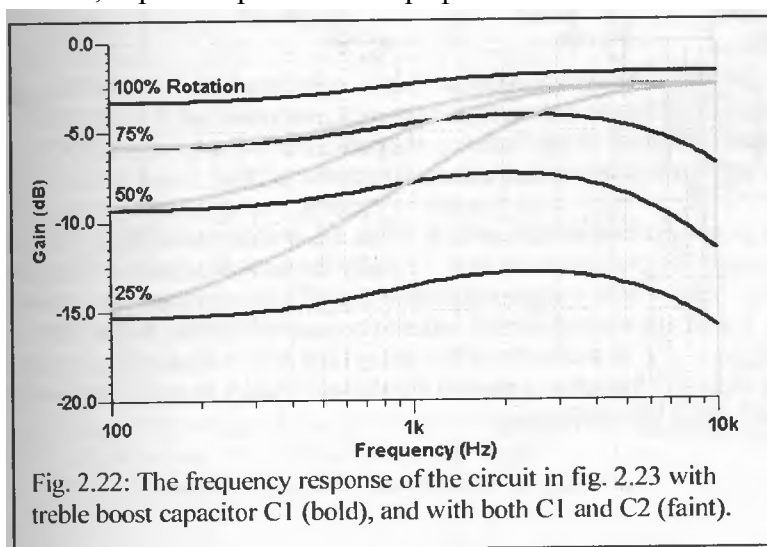
Отсюда:

$$C1 = \frac{1}{2 * \pi * f * R1} * \sqrt{\frac{\beta'^2 - \beta^2}{\beta^2 - \beta^2 * \beta'^2}}$$

Где β' желаемый подъем на частоте f, и это значение должно быть между β и 1. Чтобы выразить среднюю частоту подъема, следует принять β' как:

$$\beta' (halfboost) = \frac{\beta + 1}{2}$$

На рисунке 2.21 показан пример межкаскадной цепи взятый усилителя Marshall 50W Master Volume, так как похожие цепи могут быть найдены в большинстве усилителей со средним и высоким гейном. Частотные характеристики этой цепи показаны на рисунке 2.22. Жирные кривые отображают как добавление в цепь конденсатора C1, влияет на частотные характеристики, и как происходят потери высоких частот, обусловленные емкостью V2. Сопротивление, оказанное потенциометром на каскад V2, начинает плавно гасить частоты в диапазоне 5kHz на низких уровнях громкости. В этой цепи также используется конденсатор яркости C2, серыми кривыми на графике показаны частотные характеристики при участии обоих конденсаторов. При таком сочетании конденсаторов частоты выше 2kHz сильно подавляются даже при низком гейне. При таких условиях подъем высоких получается слишком большим, что приводит к тонкому и резкому звуку на низкой громкости, поэтому многие пользователи

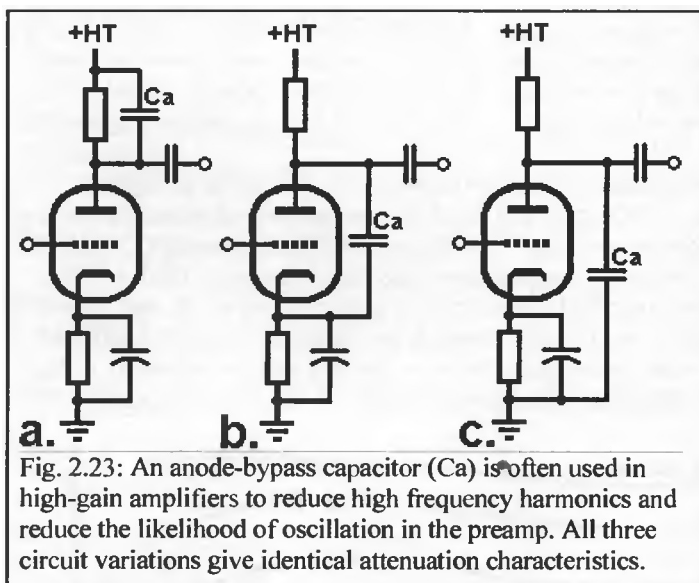


предпочитают убирать конденсатор C2 из межкаскадной цепи Marshall 50W Master Volume.

Внимательный читатель может возразить одной вещи, это то, что в соответствии к рисунку 2.21, пока в сигнале присутствуют высокие частоты, в цепи нет сеточного блокиратора для них, так как конденсаторы схемы открывают прямой путь от анода V1 к сетке V2. Это так, но емкости конденсаторов C1 и C2 достаточно малы, и они могут пропустить только частоты выше 500Hz, блокировочные искажения на таких частотах не типичны, да и причина их возникновения исключена, поскольку время заряда и разряда конденсаторов мало. Кроме того эти конденсаторы содержат параллельно подключенные сопротивления, которые будут моментально их разряжать. Но есть возможность возникновения высоко частных возбуждений, за счет паразитного импеданса цепи, так что есть смысл добавить дополнительный сеточный блокиратор, номиналом не больше 10k, это не обязательно, так на всякий случай для успокоения души, и в большинстве серийных усилителей такой сеточный блокиратор отсутствует.

Вырез высоких и поднятие низких частот. Анодный шунтирующий конденсатор:

В усилителях с очень высоким гейном, используется тяжелая отсечка сигнала, для получения гармоник высокого порядка, добиваясь, таким образом, сурового и пронзительного тона. Также это частично обусловлено использованием сильного поднятия высоких частот в межкаскадных цепях. Высокогейновые предусилители так же склонны к высокочастотным возбуждениям сигнала вследствие позитивной обратной связи, вызванной паразитными емкостями между компонентами и проводами цепи. Чтобы облегчить эту проблему, хорошим решением является применение небольшого по емкости шунтирующего высокие частоты конденсатора в одном или нескольких каскадах. Такой конденсатор часто называют **конденсатор-сопротивление**, но более правильное название **анодный шунтирующий конденсатор**. В сочетании с выходным импедансом аноду, этот конденсатор образует низкочастотный фильтр, сокращает частотный диапазон усилителя, тем самым увеличивая стабильность и надежность путем сокращения нежелательных высоких частот.



Вариант использования анодного шунтирующего конденсатора C_a показаны на рисунке 2.23. В любом из вариантов частотные характеристики будут одинаковы, так как точка анодного напряжения и точка земли, одно и то же с точки зрения переменного тока, но вариант “a” пожалуй, самый распространенный.

Для примера на рисунке 2.24 показан типичный каскад усиления, в который добавлен конденсатор C_a для подавления резких высоких частот. Учитывая сопротивление нагрузки, которое должно соответствовать Z_{out} , можно рассчитать необходимую емкость этого конденсатора по формуле:

$$C_a = \frac{1}{2 * \pi * f * Z_{out}}$$

Где f желаемая частота завала по уровню в -3dB.

В этом случае, по формуле IX, выходной импеданс каскада Z_{out} равняется 73k, а типичная частота среза 5kHz. Получаем:

$$C_a = \frac{1}{2 * \pi * 5 * 73} = 442 \text{ pF}$$

Из стандартных номиналов мы можем выбрать конденсатор в 330pF или 470pF. В реальности, номинал этого конденсатора обычно не рассчитывают вообще, такие конденсаторы часто добавляют по вкусу и на слух, выбирая в пределах от 100pF до 1nF. Номиналы меньше 100pF, обычно используются исключительно с целью предотвращения паразитных возбуждений в предварительном усилителе, так как такой низкий номинал не сможет подавлять высокие частоты которые лежат за пределами 20kHz. Многие разработчики любители, предпочитают вообще не использовать шунтирующие конденсаторы анода, жертвуя стабильностью под предлогом, что такие конденсаторы ухудшают звук усилителя, так как уменьшают «воздух» в звучании. Но на самом деле эта путаница берет корни из литературы по Хай Фаю, в которой уделяется много внимания ультра широкому звуковому диапазону усилителя, что не нужно и даже не желательно в гитарном усилении. В любом случае – если правильно подобрать конденсатор, можно добиться исключения возбудов сигнала не затронув при этом тон.

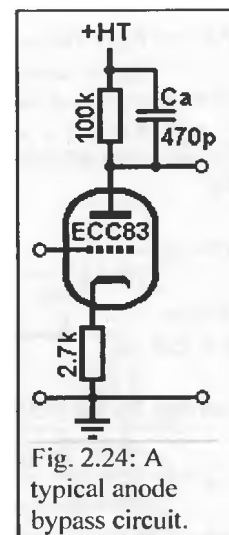


Fig. 2.24: A typical anode bypass circuit.

Рассмотренный выше вариант является полным шунтированием анода, по аналогии с катодом. Полное шунтирование анода используется крайне редко, так как это дает подъем значительный низких частот, а выше мы рассматривали, какие это проблемы вызывает и как с этим бороться. В случае если этого все-таки нужно достичь некоторого подъема низких частот, это достигается частичным шунтированием анода. Такой вариант шунтирования показан на рисунке 2.25. Шунтирующий конденсатор анода образует для лампы высокую нагрузку по переменному току, увеличивая входную чувствительность, помогая лампе легче перегружаться на высоких частотах, но сокращая общее усиление каскада, что поможет добиться еще большего сустейна на высоких частотах. Это яркий пример того понятие Хай Гейн в музыкальном смысле, не обязательно подразумевает это понятие и в техническом смысле, тут все дело во входной чувствительности.

На очень высоких частотах, усиление фильтра считается по простой формуле:

$$\beta = \frac{R1}{R1 + Z_{out}}$$

Также мы можем рассчитать степень ослабления этого фильтра для любой частоты:

$$\beta' = \beta * \sqrt{\frac{1 + k^2}{\beta^2 + k^2}}$$

Где:

$$k = 2 * \pi * f * C1 * R1$$

И соответственно рассчитать емкость шунтирующего анодного конденсатора C_a :

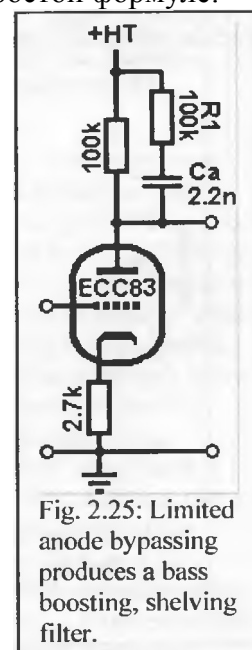


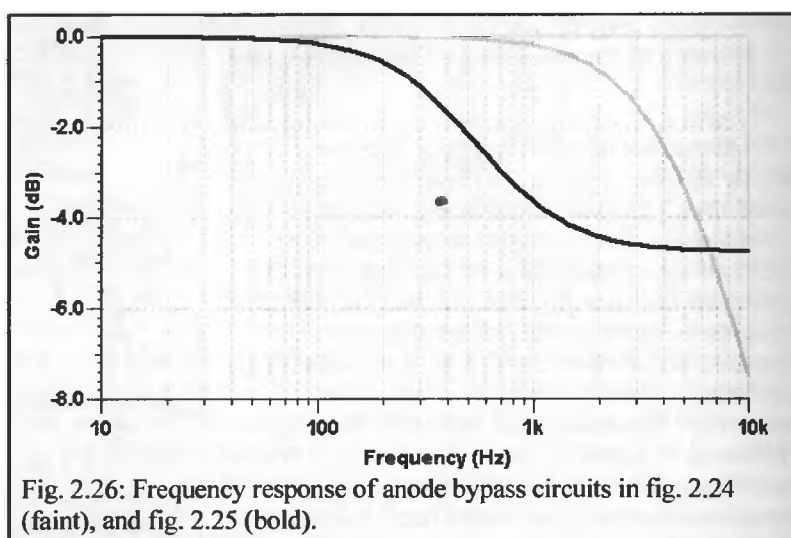
Fig. 2.25: Limited anode bypassing produces a bass boosting, shelving filter.

$$Ca = \frac{1}{2 * \pi * f * R1} * \sqrt{\frac{\beta^2 * (\beta' - 1)}{\beta^2 - \beta'^2}}$$

Где β желаемый подъем на частоте f , и это значение должно быть между β и 1. Чтобы выразить среднюю частоту подъема, следует принять β как:

$$\beta' (halfboost) = \frac{\beta + 1}{2}$$

На рисунке 2.26 показаны частотные характеристики цепи, которая изображена на рисунке 2.24 (серая кривая), это работа низкочастотного фильтра образованного Z_{out} и конденсатором Ca . Жирной кривой отображена частотная характеристика цепи с рисунка 2.25, изменения отображают результат влияния последовательно добавленного резистора $R1$, который производит подъем басов.

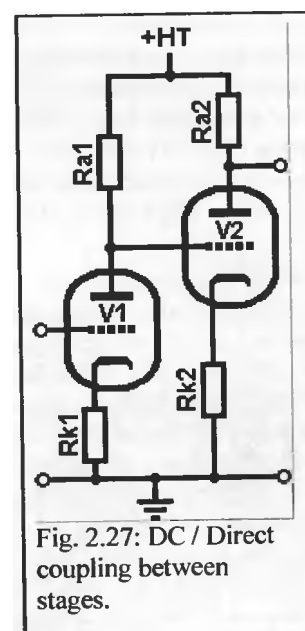


Межкаскадная связь по постоянному току:

Основной тип межкаскадной связи, который используется в гитарном усилении, это преимущественно связь по переменному току, в этом случае весь постоянный ток блокируется, а переменный свободно пропускается к следующему каскаду. Однако, возможно связать два каскада по переменной и постоянной составляющей одновременно, в этом случае вход и выход каскадов будет связан напрямую.

Прямая межкаскадная связь:

Самый простой вид связи по постоянному току, это прямое соединение между выходом (обычно это анод) одного каскада, и входом (обычно это контрольная сетка) второго каскада. И такая связь называется прямой межкаскадной связью, самое простое использование такой связи показано на рисунке 2.27 (катодные шунтирующие конденсаторы не отображены для упрощения). У такой цепи есть очевидное преимущество, блокировочные искажения исключены, так как не используются разделительные конденсаторы. Каскады со связью по постоянному току имеют репутацию самых прозрачных по звуку каскадов, с мощным перегрузом даже на низких частотах, и



можно понять почему. Отказ от использования межкаскадных конденсаторов также приветствуется и в Хай Фай, так как это исключает искажения сигнала вносимые индуктивностью конденсатора, уменьшает резистивные шумы (так как в данном случае не требуется резистор утечки). Также между каскадами не происходит изменение фазы сигнала, что очень важно для случаев, когда каскады связаны еще и петлей обратной связи. Тем не менее, за счет отсутствия промежуточных резисторов, межкаскадное частотное сглаживание становится более неудобным, чем в случае с межкаскадной связью по переменному току.

С картинки 2.27 четко видно, что каскад V1, является достаточно типичным каскадом усиления, за исключением того что статичное напряжение анода каскада V1 одновременно является статичным напряжением сетки каскада V2. Мы знаем, что для нормальной работы каскада V2, напряжение на его катоде должно быть хотя бы слегка выше, чем напряжение на его сетке, поэтому катодный резистор должен иметь непривычно высокое сопротивление, чтобы достичь необходимого падения напряжения для этих условий. Это также означает, что полезного напряжения на V2 гораздо меньше чем на V1 (если конечно мы не запитаем его отдельно от высоковольтного источника питания), по этому максимальная выходная амплитуда сигнала может быть недостаточной. Следует заметить еще один момент, поскольку катодное напряжение каскада V2 требует быть достаточно высоким, есть риск превышения лампой **максимально допустимого напряжения между накалом и катодом $V_{hk(max)}$** . Это значение указано в спецификациях к лампе, и значение напряжения (неважно позитивного или негативного) с которым может справиться изоляция накала до момента пробоя, для большинства ламп +/-90 вольт. Правда, в некоторых спецификациях указаны более оптимистичные цифры, вплоть до 180 вольт для ECC83 например. Основные симптомы пробоя изоляции накала – это чрезмерно высокий фон, или периодические потрескивания и шелканья. Если специфика схемы требует высокого напряжения на катоде, тогда будет не лишним поднять потенциал накала относительно катода, до такого уровня чтобы не превышать значение **$V_{hk(max)}$** [подробнее в главе 12]. Некоторые спецификации также указывают значение **максимального сопротивления между накалом и катодом $R_{hk(max)}$** , что дает нам лимит по максимальному значению сопротивления R_k , чтобы не допустить значительную утечку тока по цепи катод накал. Для ECC83 это значение такого сопротивления – 150k, хотя во многих разработках, значение этого сопротивления часто выше, без всяких последствий, при этом значение **$V_{hk(max)}$** не превышает установленный производителем лимит.

Связь по постоянному току проще и правильнее применять в пентодах и триодах с малым значением сопротивления анода (r_a), при этом, чтобы можно было установить точку смещения для относительно низкого анодного напряжения. Рассмотрим для примера лампу ECC82/12AU7, r_a примерно равен 8k, с источником питания в 350 вольт.

При разработке первого каскада, следует придерживаться основных правил, так как он работает в обычном режиме. Он так же может содержать шунтирующий конденсатор в катоде. В нашем случае для первого каскада мы выберем анодную нагрузку в 33k и точку смещения в -4.2 вольта. Статичное напряжение на аноде при этих условиях будет в 145 вольт, при этом теперь это одновременно и напряжение на сетке второго каскада. Нам известно, что напряжение на катоде второго каскада должно быть как минимум эквивалентным напряжению на сетке, поэтому максимальное полезное напряжение по линии анод-анод составит $HT - V_g = 350 - 145 = 205$ вольт.

Теперь нам нужно выбрать катодный резистор для второго каскада, для этого требуется определить средний ток каскада. Для лампы ECC82 стоит начать с 5mA, а это значит, что катодный резистор должен быть сопротивлением как минимум $145V/5mA=29k$. Мы возьмем ближайший стандартный номинал в 33k.

Теперь можно приступать к выбору анодной нагрузки. В предыдущей главе, когда мы рассматривали проектирование типичного каскада усиления, мы имели возможность

игнорировать значение катодного резистора при построении линии нагрузки, так как значение сопротивления этого резистора очень мало по сравнению с сопротивлением анодного резистора. Но в данном случае так делать нельзя, теперь нам нужно рассматривать общее сопротивление, подключенное последовательно всей лампе. Если мы возьмем анодный резистор номиналом в 22k, то общее сопротивление по постоянному току составит 55k, что является удачным для выбранной лампы. Линия нагрузки по постоянному току отображена на рисунке 2.28.

Поскольку мы уже выбрали катодный резистор, Rk2, мы можем нарисовать линию нагрузки катода, для того чтобы узнать, есть ли на

этой линии необходимая нам точка смещения. Если смещение будет 0 вольт, тогда напряжение на катоде должно быть такое же, как на сетке, то есть 145 вольт. Ток, текущий через Rk2 должен быть равен $145V/33k=4.4mA$, это будет наша точка А на графике. Если же смещение составит -6 вольт, тогда катодное напряжение должно быть на 6 вольт выше, чем напряжение на сетке, то есть $145+6=151$ вольт. Ток, текущий через Rk2 составит $151V/33k=4.6mA$, и это наша точка В на графике, теперь мы можем соединить их, чтобы получить линию нагрузки катода. Точка пересечений с линией нагрузки по постоянному току – будет точка смещения, и в нашем случае она составит -3 вольта. Мы также можем построить линию нагрузки по переменному току, но только для Ra2, чтобы указать полезную область, в которой может работать лампа, при условии, что катод зашунтирован. Поскольку, когда анодный ток будет возрастать, он направится в катодный конденсатор, а когда ток наоборот будет падать – катодный конденсатор отдаст свой заряд на гашение дефицита тока. Линия нагрузки по переменному току, пересекает точку смещения и отображена на рисунке 2.28 пунктиром.

По причине того что сопротивление катодного резистора такое большое, возвратный ток катода тоже будет большим, и по формуле IV мы можем отметить что усиление каскада будет всего лишь 0.6! Поэтому нам будет необходим катодный шунтирующий конденсатор Ck, чтобы достичь максимально возможного усиления каскада V2. Из формулы VI мы можем вычислить емкость необходимого конденсатора. В нашем случае конденсатор емкостью в 470nF обеспечит среднюю частоту подъема в 14Hz. Полезный контроль усиления можно получить, добавив переменный резистор последовательно конденсатору Ck, как показано на рисунке 1.20b.

Итог наших расчетов и проектирования можно наблюдать на рисунке 2.29, как видно – был добавлен небольшой сеточный блокиратор, чтобы исключить высокочастотные возбуждения сигнала, номинал настолько низкий, что этот резистор никак не влияет на сигнал, но

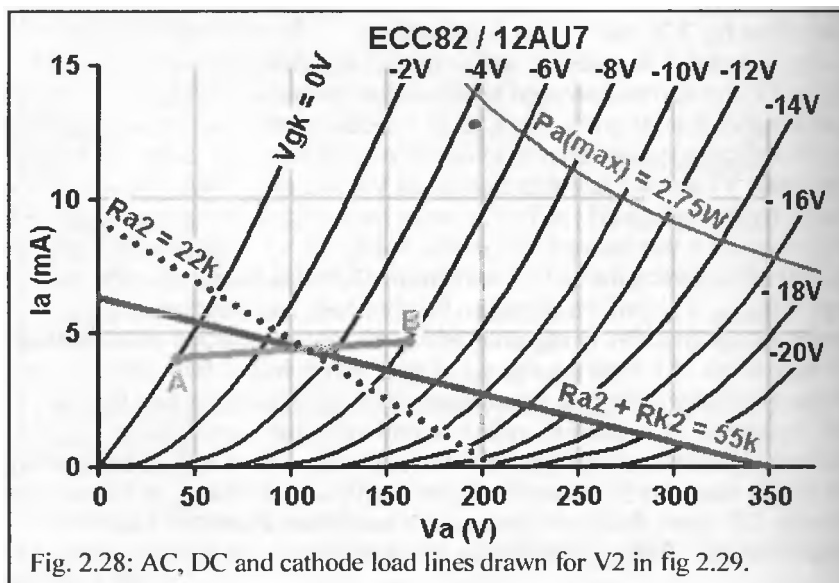


Fig. 2.28: AC, DC and cathode load lines drawn for V2 in fig 2.29.

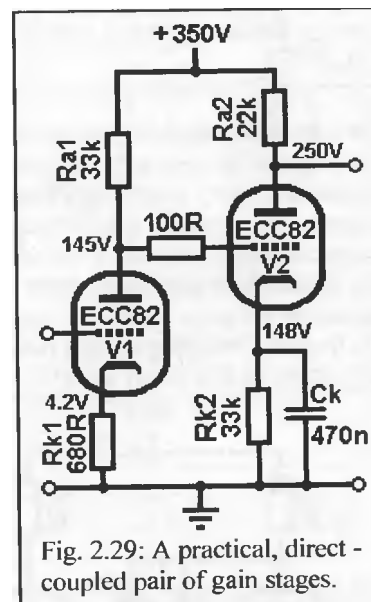
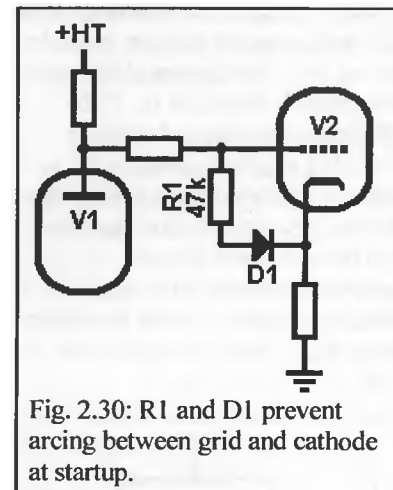


Fig. 2.29: A practical, direct - coupled pair of gain stages.

конечно можно увеличить этот резистор, чтобы уменьшить высокочастотную составляющую в сигнале.

Поскольку каждый триод потребляет около 4mA, резисторы Ra1, Ra2 и Rk2 должны быть мощностью хотя бы в 2 ватта. Vhk(max) для ECC82 составляет 180 вольт, а Rhk(max) – 150k, так что мы в пределах ограничений. Но все же остается еще один очевидный случай, в момент первого включения блока питания, катоды ламп, как правило, еще холодные, так как не успевают моментально прогреться накалом, а это значит что ток через лампу не может проходить при таких условиях. В этом случае напряжение на аноде каскада V1 и соответственно на сетке каскада V2 возрастут до полного напряжения источника питания, то есть до 350 вольт, в то же время напряжение на катодах будет нулевым. По причине возникновения такого большого потенциала между сеткой и катодом, существует значительный риск коронарного пробоя между ними, что может сильно повредить поверхность катода, и такое действительно происходит в усилителях, которые содержат каскады с прямой межкаскадной связью. Традиционное решение заключается в использовании тумблер стендбай, который позволяет подать напряжение только на накалы ламп, и позволить им прогреть катоды перед подачей высокого анодного напряжения. Недостатком такого решения является, то, что пользователь может просто не захотеть ждать прогрева ламп, и не воспользуется этим тумблером, плюс этот метод никак не защитит лампы, в случае если источник питания накала выйдет из строя. Отличным решением данной проблемы будет добавление защитных компонентов в схему, таких как на рисунке 2.30. При включении усилителя, пока катоды холодные, так источника питания будет свободно течь в землю через резистор R1 и диод D1, при этом потенциал сетка-катод составит всего несколько десятков вольт, что абсолютно безопасно. Как только катод прогреется, диод перестанет проводить ток и вообще как то участвовать в функционировании схемы, за счет потенциала на катоде, которое будет выше или таким же, как на сетке. Резистор R1 добавлен в схему только для того, чтобы исключить участие диода в ограничении сигнала сетки. Также защитная схема из резистора и диода даст путь для разрядки конденсаторов блока питания, когда усилитель будет выключен. Диод нужно выбирать таким – чтобы он смог с запасом выдержать полное напряжение, которое может выдать блок питания, лучше всего использовать такой же диод, как в выпрямителе блока питания, например 1N4005 или лучше.



После того что мы узнали, становится понятно, что связь по постоянному току реализовать сложнее и хлопотнее чем по переменному. Хорошим дополнением будет замена Rk2 переменным резистором, для более точной установки точки смещения, так как такая потребность может возникнуть при замене лампы, по причине того что прямая межкаскадная связь очень критична к просадкам источника питания и характеристикам лампы. Это происходит за счет жесткой петли обратной связи катодного тока, и при замене лампы, точка смещения может измениться. Но все эти ограничения и сложности в прямой межкаскадной связи, не всегда окупаются преимуществом отсутствия блокировочных искажений, поэтому такой метод используется редко.

Изменение уровня:

Основная проблема использования межкаскадной связи по постоянному току, заключается в попытке подружить высокое анодное напряжение каскада V1 с сеткой следующего каскада, без превышения допустимых лимитов по напряжению или изменения выходного сигнала. Но существует способ занизить сигнальное напряжение до

более низкого уровня, скажем меньше 100 вольт, и такой метод называется **изменением уровня**. Это поможет уменьшить нагрузку на изоляцию между накалом и катодом каскада V2, исключит шанс коронарного пробоя с сетки на катод в момент включения усилителя, сохранив при этом иммунитет к блокировочным искажениям.

Один из способов, заключается в использовании диода Зенера (стабилитрона)

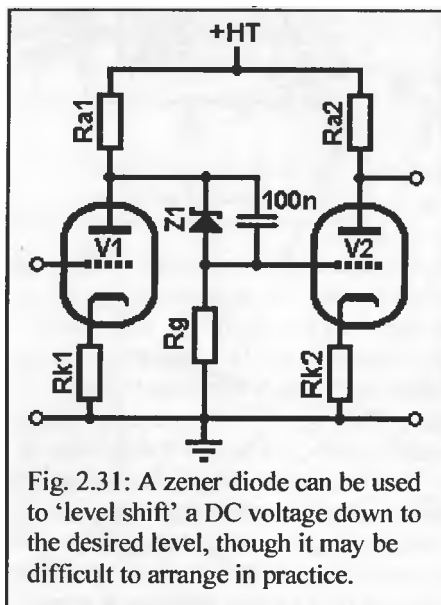


Fig. 2.31: A zener diode can be used to 'level shift' a DC voltage down to the desired level, though it may be difficult to arrange in practice.

чтобы погасить лишнее напряжение, и преимущество метода в том, что такой диод не затонет переменную составляющую сигнала, сигнал просто пройдет прямо на сетку второго каскада. Применение метода отображено на рисунке 2.31. Конденсатор емкостью 100nF нужен для шунтирования стабилитрона, чтобы избежать тепловых шумов, и этот конденсатор не оказывает воздействия на частотные характеристики сигнала. К сожалению, такую цепь тяжело организовать, так как относительно большой ток должен постоянно течь через стабилитрон для его нормальной работы, в среднем 2-5mA, а вся цепь питается через анодный резистор Ra1. По этой причине анодный ток для каскада V1 должен быть значительно выше, чем обычно, иначе анодное напряжение просядет слишком сильно за счет потери тока. Резистор Rg также потребуется увеличить раз в 5 по сравнению с Ra1, чтобы избежать чрезмерной

нагрузки, которая будет ограничивать ток, текущий к стабилитрону. Все эти ограничения делают этот метод не практичным к применению в гитарном усилении.

Гораздо более старый и практичный способ достичь изменения уровня – это использовать обычный резистивный делитель, как на рисунке 2.32. Очевидный недостаток такого делителя, это то что сигнал будет гаситься вместе с напряжением, но при добавлении шунтирующего конденсатора, этот недостаток можно частично устранить. Конечно же появление конденсатора в цепи приводит нас к блокировочным искажениям, которые мы пытаемся исключить полностью, но благодаря тому что конденсатор подключен параллельно резистору R1, Rg и анодному сопротивлению лампы, это сильно сократит время разрядки. Также не лишним будет добавить небольшой сеточный блокиратор.

Процедура расчета каскада такая же как и в предыдущем случае, за исключением того что теперь у нас больше свободы по вопросам уровня постоянного напряжения, и теперь можно разрабатывать каскад на привычной ECC83. И так, предположим что каскад V1, обычный входной каскад, и его статичное анодное напряжение 210 вольт. Теперь нам нужно решить на какой уровень нужно опустить это напряжение перед подачей на сетку каскада V2. Нет никакого конкретного значения, к которому нам нужно стремиться в понижении уровня, единственное условие, делитель не должен потреблять слишком много тока, забирая его у каскада V1. Поэтому резистор Rg нам нужно принять раз в 5 большим по сопротивлению, чем R1, чтобы избежать ненужной нагрузки по переменному току каскада V1, так как не забываем, что резистор R1 шунтирован, и не оказывает сопротивления переменному току. Таких условий легко достичь, приняв резистор R1 сопротивлением 1M, а Rg – 470k. Используя формулу

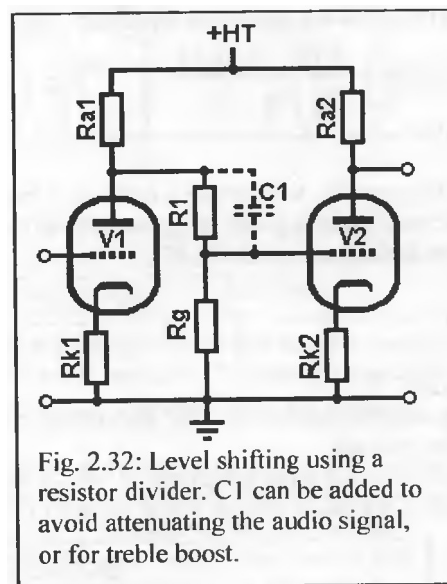


Fig. 2.32: Level shifting using a resistor divider. C1 can be added to avoid attenuating the audio signal, or for treble boost.

ХП для резистивного делителя, мы можем рассчитать коэффициент изменения уровня постоянного напряжения.

$$\beta = \frac{R_g}{R_1 + R_g} = \frac{1M}{470k + 1M} = 0.32$$

Чтобы теперь посчитать изменения уровня надо просто перемножить V_a и β , значит, уровень сигнала на сетки каскада V2 будет: $210V * 0.32 = 67$ вольт.

Теперь можно подобрать конденсатор так, чтобы добиться линейной характеристики по отношению к постоянному току, что будет полезно для получения твердого, перегруженного басового тона. Можно взять емкость конденсатора относительно большой, тогда мы сможем добиться большего усиления, либо даже положить на него часть функции по поднятию высоких частот.

Используя формулу XIV, получаем:

$$C_1 = \frac{1}{2 * \pi * f * R_1} * \sqrt{\frac{\beta'^2 - \beta^2}{\beta^2 - \beta^2 * \beta'^2}}$$

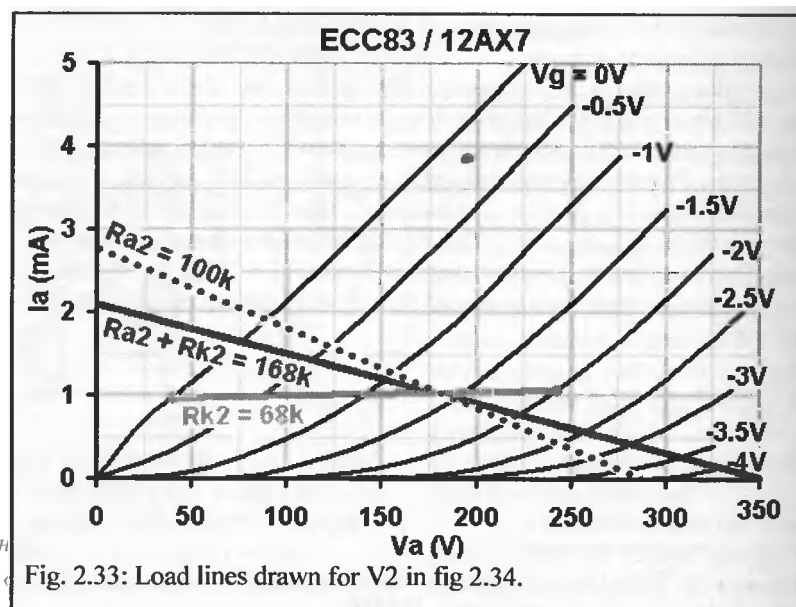
$$\beta' (halfboost) = \frac{\beta + 1}{2} = \frac{0.32 + 1}{2} = 0.66$$

В этом случае мы выберем среднюю частоту поднятия в 30Hz, чтобы получить усиление по всему гитарному диапазону.

$$C_1 = \frac{1}{2 * \pi * 30 * 1M} * \sqrt{\frac{0.66^2 - 0.32^2}{0.32^2 - (0.32^2 * 0.66^2)}} = 5.3 * 10^{-9} * \sqrt{\frac{0.33}{0.058}} = 13nF$$

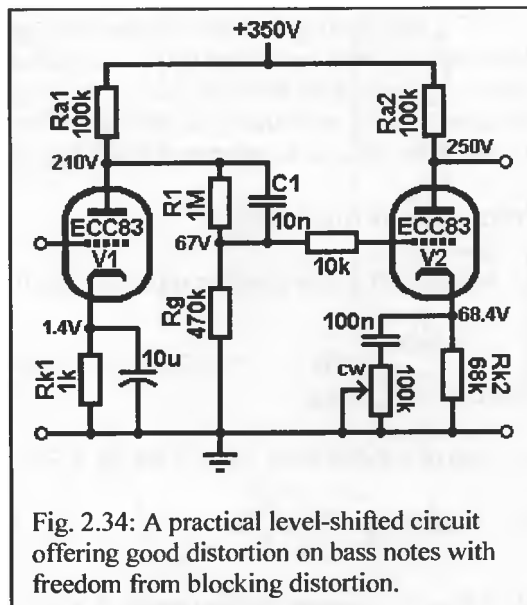
Ближайший стандартный номинал 10nF и результирующая средней частоты подъема 38Hz, что весьма близко к тому, что мы хотели получить.

Следуя той же процедуре, которую мы проводили для рисунка 2.29, мы вначале выберем значение резистора Rk2. Если мы оттолкнемся от обычного анодного тока в 1mA, то нам потребуется резистор в $67V / 1mA = 67k$, Выбираем ближайший доступный номинал в 68k. Рассчитаем рассеивание мощности на этом резисторе, это будет примерно $67^2 / 68k = 0.06W$, поэтому резистора на 0.5 ватт будет более чем достаточно.

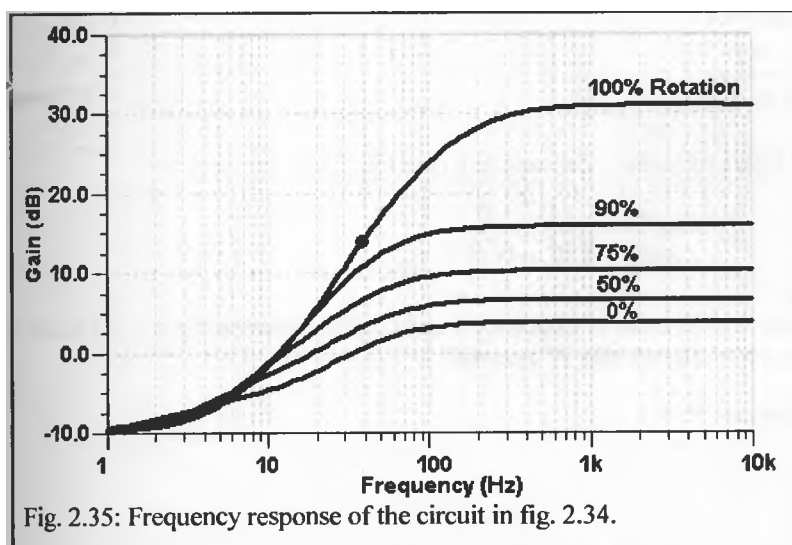


Поскольку мы не ограничены низким напряжением источника питания как до этого, мы можем свободно использовать обычный анодный резистор на 100k. Линия нагрузки катода по переменному и постоянному току показана на рисунке 2.33, и напряжение смещения катода, следуя из графика -1.4 вольта.

Как и в предыдущем случае, если оставить катодный резистор Rk2 не зашунтированным, мы рискуем получить слишком слабое усиление каскада (меньше 0.9). Поэтому шунтирующий конденсатор был добавлен в схему, а переменный резистор последовательно этому конденсатору может послужить регулятором Гейне. Окончательная схема, которую мы получили можно видеть на рисунке 2.34, скромный сеточный блокиратор сопротивлением 10k был добавлен в схему чтобы полностью гарантировать отсутствие без того невозможных блокировочных искажений, при этом резистор не воздействует на частотную характеристику сигнала. При запуске усилителя, в момент, когда катоды холодные, напряжение на сетке никак не может подняться выше 90 вольт, эти условия достаточно безопасные для лампы, и исключают коронарный пробой или повреждение изоляции накала, поэтому защитный стабилитрон не требуется.



Частотные характеристики цепи, замеренные на аноде каскада V2, относительно анода V1 показаны на графике 2.35. Ожидаемая средняя частота подъема указана точкой на графике, частично смещается по причине ускорения реакции конденсатора Ck2 на низкие частоты, но это не должно нас волновать.



Краткий отчет о сказанном:

X; Расчет разделительного конденсатора для частоты завала по уровню -3dB (Рисунок 2.36)

$$C_o = \frac{1}{2 * \pi * f * R'}$$

Где: $R' = Z_{out} + R_g$

XI; Усиление триода работающего на нагрузку (Рисунок 2.36).

$$A = \frac{u(R_a \parallel R_g)}{(R_a \parallel R_g) + r_a}$$

XII; Усиление делителя напряжения (Рисунок 2.37).

$$\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

XIII; Усиление фильтра поднятия высоких частот (Рисунок 2.37).

$$\beta' = \sqrt{\frac{1 + k^2}{1 + \beta^2 + k^2}}$$

Где:

$$k = 2 * \pi * f * C_1 * R_1$$

$$\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

XIV; Расчет конденсатора фильтра поднятия высоких частот (Рисунок 2.37).

$$C_1 = \frac{1}{2 * \pi * f * R_1} * \sqrt{\frac{\beta'^2 - \beta^2}{\beta^2 - \beta^2 * \beta'^2}}$$

Где β' желаемый подъем на частоте f , и это значение должно быть между β и 1. Чтобы выразить среднюю частоту подъема, следует принять β' как:

$$\beta'(\text{halfboost}) = \frac{\beta + 1}{2}$$

XV; Усиление фильтра поднятия низких частот (Рисунок 2.38).

$$\beta' = \beta * \sqrt{\frac{1 + k^2}{\beta^2 + k^2}}$$

Где:

$$k = 2 * \pi * f * C_1 * R_1$$

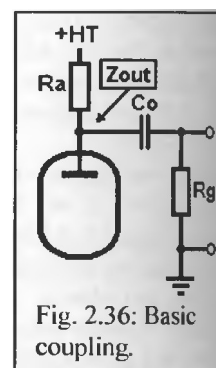


Fig. 2.36: Basic coupling.

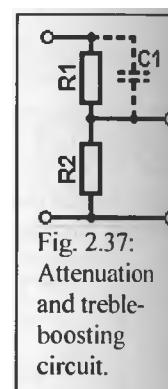


Fig. 2.37: Attenuation and treble-boosting circuit.

$$\beta = \frac{R2}{R1 + R2}$$

XVI; Расчет конденсатора фильтра поднятия низких частот (Рисунок 2.38).

$$C2 = \frac{1}{2 * \pi * f * R1} * \sqrt{\frac{\beta^2 * (\beta' - 1)}{\beta^2 - \beta'^2}}$$

Где β желаемый подъем на частоте f , и это значение должно быть между β и 1. Чтобы выразить среднюю частоту подъема, следует принять β как:

$$\beta' (halfboost) = \frac{\beta + 1}{2}$$

