

Глава 3 Слабо-сигнальный пентод

Защитная сетка (G3). Экранная сетка (G2). Пентод в триодном режиме. Шум в пентодах. Проектирование этапов пентодного усиления. Математический расчёт пентодного каскада. Переключаемые и переменные конструкции пентодных каскадов. Резюме формул.

В первой главе было показано, как проектировать этапы триодного усиления, которые являются основными строительными блоками гитарных предусилителей. Конечно, большинству читателей известно, что слабо сигнальные пентоды (в отличие от мощных пентодов формирующих выходную мощность) также появляются в некоторых усилителях, и в этой главе будем обсуждать, как именно они используются. Интересно, то что пентоды когда-то были более популярны среди производителей чем сейчас. Новые пентоды, как правило, дороже, чем популярные двойные триоды, и обычно содержат только одно устройство в корпусе лампы, что может оправдать их недостаточное использование в коммерческих усилителях. Однако, независимые сборщики усилителей не связаны такими ограничениями. Наибольшую популярность получил пентод EF86 / 6267, но есть также много не так популярных типов, более дешёвых, из старых запасов, который могут быть использованы сборщиками усилителей. В список полезных пентодов входят EF91, EF93 / 6BA6, EF94 / 6AU6, 6AM6, 6BR7, 6SJ7 и 5879. Также известно много ламп комбинирующих в одном корпусе триод и пентод, такие как ECF80 (в текущем производстве), ECF82 / 6U8A, 6GN8, 7199 и 6BL8.

Разработка таких этапов немного сложнее, чем для триодов, но на самом деле не так уж и сложна если что мы понимаем, как именно работают пентоды.

Защитная сетка (g3)

В дополнение к уже известным нам, катоду, управляющей сетки и аноду в триоде содержатся ещё два электрода: экранная сетка и **защитная сетка**. Дабы сэкономить время обойдёмся без длительных объяснений его изобретения, скажем лишь, что к экранной сетке, как правило, подводится высокое постоянное напряжение и служит она для ускорения движущихся к аноду электронов, то есть придания им большей скорости чем при работе только одной управляющей сетки. Электроны ударяют об анод с такой силой, что другие электроны могут быть выбиты с его поверхности и называются они **вторичные электроны**. При низком напряжении на аноде число

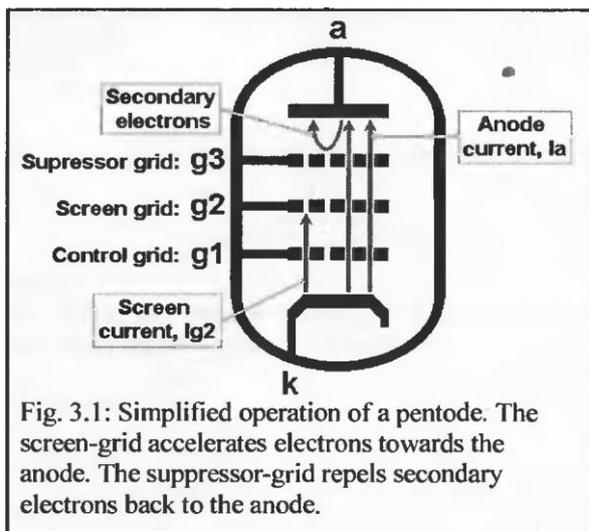


Fig. 3.1: Simplified operation of a pentode. The screen-grid accelerates electrons towards the anode. The suppressor-grid repels secondary electrons back to the anode.

выбиваемых на нём электронов будет больше чем число им же полученных и без применения защитной сетки вторичные электроны будут собраны ближайшим положительно заряженным электродом - экранной сеткой, то есть большая часть анодного тока будет течь назад! Это приведёт к лампу к отрицательной проводимости по части её эксплуатационных характеристик, что сделает её склонной к колебаниям и бесполезной для усиления звука. Чтобы предотвратить это, ставится защитная сетка между экранной и анодом, и она имеет более негативный заряд, чем анод. Вторичные электроны лишаются возможности выхода к экранной сетке так как отталкиваются от сетки защитной обратно к аноду.

Рис.3

Защитная сетка будет значительно негативнее по заряду чем анод, если её подключить непосредственно к катоду лампы или на землю. Во многих пентодах это уже сделано внутри самой лампы. Если в катоде стоят какие либо сопротивления (например, резистор смещения катода), то подключение защитной сетки к земле произведёт значительное увеличение 2-х и 3-х

гармонических искажений. Очевидно, что это не желательно для HiFi усилителей, но может быть полезно в усилителях гитарных.

Кроме того, защитная сетка, считается весьма полезной и не играет другой роли в разработке каскада кроме той, что описана выше. Если сомневаетесь, то подключите её непосредственно к катоду. Некоторые пентоды, в том числе и EF86, имеют внутренний экран по всей колбе лампы для защиты от внешних электромагнитных помех. Этот экран должен быть подключен к земле или катоду, в зависимости от того что удобнее.

Экранная сетка (g2)

Экранная сетка является наиболее важным электродом в пентоде и имеет наибольшее влияние на его работу, и мы просто обязаны полностью разобраться с её работой, прежде чем продолжить изучение. Многие разработчики не заостряют на этом внимание, что приводит к ненадёжным, непредсказуемым и излишне шумным участкам схемы. Это, возможно, от того что нет никакого полупроводникового эквивалента пентоду, поэтому его работа может показаться сложной тем кто имеет опыт работы только с полупроводниками.

Экранная сетка получила своё название от того, что она защищает или «экранирует» управляющую сетку и катод от анода. В триоде, единственное что притягивает электроны к аноду это его собственное электромагнитное поле. В пентоде экранная сетка может привлечь (или препятствовать) электроны к себе, в зависимости от силы электромагнитного поля. В триоде существует ёмкость между управляющей сеткой и анодом, и из-за умножения на значение колебания напряжения на аноде – эффект Миллера – но в пентоде экранная сетка, как правило, имеет постоянное напряжение, что позволяет управляющей сетки «не видеть» колебания напряжения на аноде лампы, что значительно снижает эффект Миллера и позволяет пентоду иметь действительно очень широкую полосу пропускания сигнала.

Кроме того, изменения анодного напряжения не будут очень сильно влиять на анодный ток, так как фиксированное напряжение экранной сетки будет продолжать ускорять движение электронов к аноду не зависимо от изменения напряжения на нём. Это делает работу лампы более эффективной, так как это значительно усиливает показатели работы управляющей сетки, что позволяет аноду меньше колебаться, чем в триоде. Эффект очевиден на графиках статических анодных характеристик. Сеточные кривые почти горизонтальны (не отличаясь от характеристик транзистора), учитывая, для данного напряжения смещения, анодный ток остаётся практически постоянным, хотя анодные напряжения могут быть различными. Это также означает что пентод имеет очень высокое сопротивление анода r_A и поэтому иногда пентод называют **устройством постоянного тока**.

Сетки в многосеточной лампе расположены концентрически. Управляющая сетка провод ближайший к катоду и наматывается так близко, что бы его ЭМ поле было плотным, что даст очень хороший контроль над потоком электронов. Экранная сетка наматывается более грубо, но и напряжение на ней, как правило, высокое. Большинство электронов проходят между её проводами и ещё более ускоряются её сильным ЭМ полем, к аноду. Некоторые электроны попадают на экранную сетку, хотя форма **экранный ток**, I_{g2} , намного меньше чем анодного тока. Защитная сетка изготовлена ещё более грубо и очень отрицательно заряжена по сравнению с анодом и экранной сеткой, так как она не собирает электроны. Полный ток, текущий в низ к катоду будет равен сумме анодного тока и тока экранной сетки, и это, возможно придётся принять во внимание при выборе катодного резистора.

Эффект экранирующего напряжения

Характеристики транзистора фиксируются когда устройство изготовлено и разработчик схем не имеет никакого контроля над этим. Однако, характеристики триода считаются фиксированными. В теории мы могли бы их изменить, несколько изменяя напряжение накала, хотя это не рекомендуется, так как это может отрицательно сказаться на продолжительности жизни лампы, и

не очень полезно и метод контроля предсказуем. **Характеристики пентодов, с другой стороны, контролируются экранным напряжением.** Манипулируя экранным напряжением, мы можем «трансформировать» характеристики от больших токов, низкой входной чувствительности и низкого усиления и мы можем даже заставить пентод работать в режиме триода. Это становится более понятным при взгляде на изменения анодных характеристик при изменении экранного напряжения от высокого значения до низкого. Осциллограммы на рис.3,2 показывают изменение реальных характеристик лампы EF86 производителя Mullard, пожалуй самого популярного слабо сигнального пентода среди когда либо созданных аудио пентодов. Для удобства сравнения анодного тока и анодного напряжения и сеточных кривых они были выполнены на нескольких графиках.

Левый верхний график показывает статические анодные характеристики, при установленном экранном напряжении на уровне 130В, что является относительно высоким для EF86. Чем выше напряжение экранной сетки, тем сильнее его ЭМ поля и следовательно, тем сильнее она будет привлекать электроны, поэтому в этом случае может течь наибольший анодный ток.

Входная чувствительность пентода будет наименьшей в этом случае, так как напряжение управляющей сетки должно изменяться на большую величину, чтобы преодолеть постоянное притяжение экранной сетки, поэтому пентод будет в состоянии справиться с большим входным сигналом без отсечки. Обратите внимание, что сеточные кривые практически горизонтальны с указанием чрезвычайно высоких r_a и μ , настолько высоких что бы вычислить их из графика.

Сеточные кривые также наиболее широко отстают друг от друга, при высоком экранном напряжении, так же видно что крутизна, и следовательно, возможное усиление больше в этой ситуации. Ясно также, что из-за почти параллельности сеточных кривых выше значения $V_a=50V$, почти идеально постоянны для данного напряжения смещения.

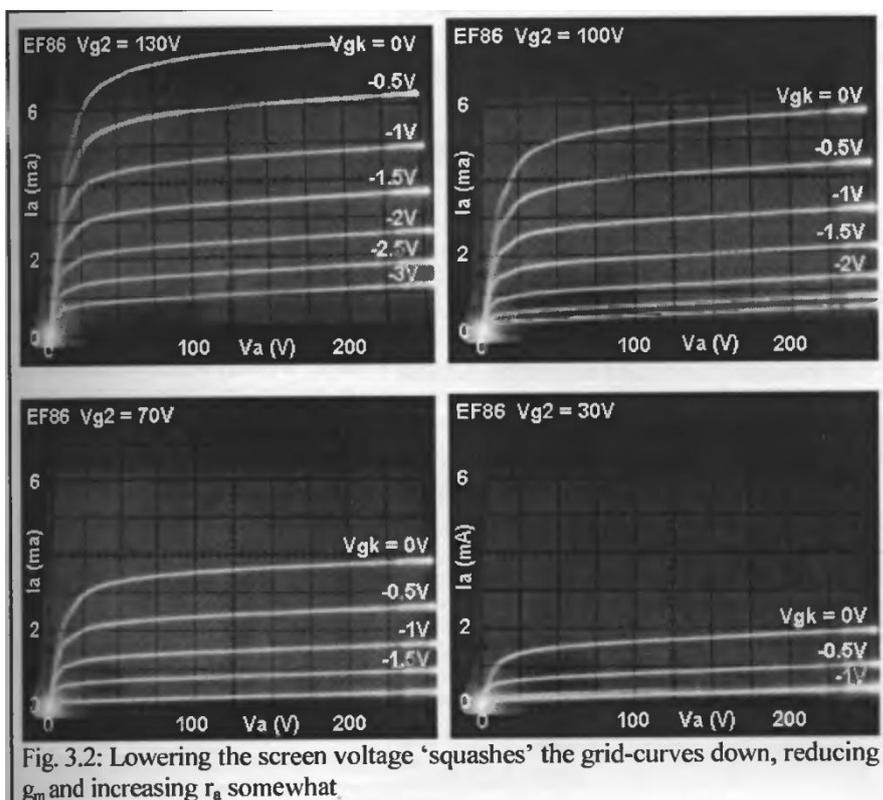


Fig. 3.2: Lowering the screen voltage 'squashes' the grid-curves down, reducing g_m and increasing r_a somewhat.

Значение g_m меняется в зависимости от напряжения смещения, конечно, будучи большим при меньшем напряжении смещения, что делает пентод не линейным для увеличения входного сигнала. Верхний правый график показывает, как снижение напряжения на экране до 100В «придавливает» сеточные кривые вниз, так как напряжённость ЭМ поля экрана снижается, так что для заданного напряжения смещения анодный ток уменьшается. Крутизна несколько сократилась,

так что возможное усиление меньше, в то время как входная чувствительность возрастает. Снижение экранного напряжения до 70В сжимает кривые вниз ещё дальше, продолжая тенденцию.

Когда экранное напряжение очень низко, то его ЭМ поле минимально и будет слабо влиять на электроны. В правом нижнем углу экрана показан график при значении напряжения экрана до 30В, крутизна при этом очень низкая. Входная чувствительность, однако, очень высока, так как небольшое изменение напряжения на управляющей сетки будет сильно менять анодный ток. Сокращение экранного напряжения до нуля приведёт к почти полному отключению всех анодных токов.

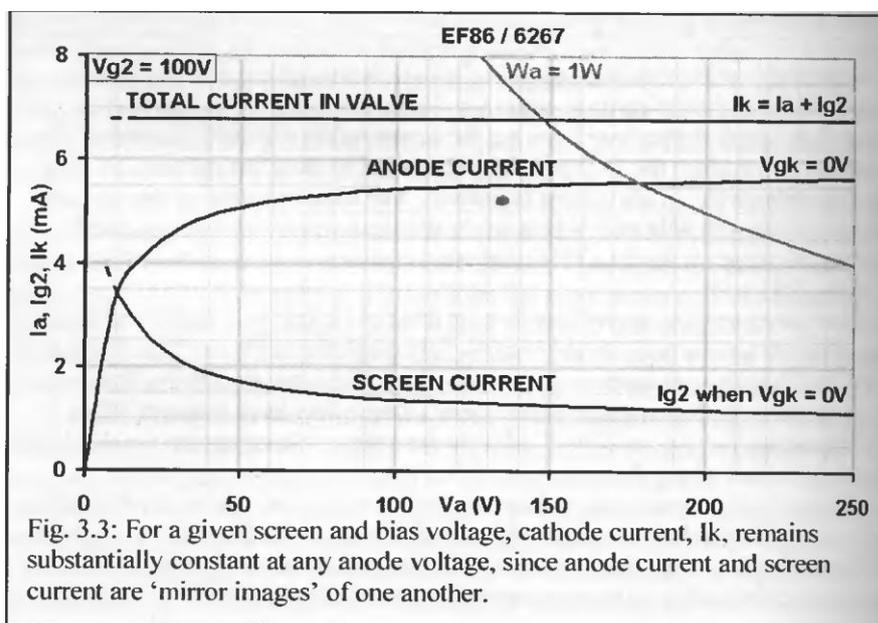
Связь между напряжением экрана и анодным током имеет не линейную зависимость, в основном из-за физического строения пентода. Существует не один закон который описывает, как экранное напряжение влияет на анодный ток в каком либо пентоде, эти отношения известны и большинство таблиц даст достаточно информации, благодаря которой анодные графические характеристики могут быть нарисованы от руки при любом экранном напряжении. Этот метод будет более подробно описан ниже.

Эффект экранного тока

При проектировании этапа усиления на пентоде, как правило, необходимо знать экранный ток, что значительно облегчит выбор резисторов катодного смещения и схемы питания экранной сетки. В паспортных данных должен быть как минимум один пример значения тока экранной сетки при определённых условиях эксплуатации, так же может быть представлен график экранного тока на анодных статических характеристиках лампы.

Отметим одно важное наблюдение в работе пентода – отношение анодного тока к экранному I_a/I_{g2} , довольно постоянно для заданного анодного напряжения. Поэтому, если мы знаем анодный ток и ток экранной сетки при каком-то конкретном напряжении, мы сможем достоверно оценить экранный ток для любой другой точке, как будет описано ниже.

Что бы увидеть взаимосвязь между токами в лампе, рассмотрим рис.3,3. На рисунке показано состояние при 0В на сетке (другие кривые были убраны для упрощения) экранное напряжение 100В. Нижняя кривая показывает, что экранный ток I_{g2} , будет при любом анодном напряжении, когда смещение составит 0В. Анодный ток и ток экранной сетки стекают к катоду, поэтому полный ток, протекающий в лампе, показан вверху графика и видно, что он почти идеально постоянен, поэтому пентоды можно рассматривать как устройства постоянного тока.



Можем также отметить, что при анодных напряжениях больше, чем экранное напряжение (100В), экранные и анодные токи являются более или менее постоянными. Однако, когда анодное напряжение падает ниже напряжения экранной сетки, экранная сетка становится доминирующим электродом и начинает собирать электроны, поэтому мы видим на рисунке увеличение её тока, за счёт «кражи» тока анодного. Как только мы приближаемся к отметке $V_a=50\text{В}$, анодный ток начинает быстро падать и так же быстро возрастает ток экранной сетки. (При крайне низких анодных напряжениях, ток экранной сетки снова падает не предсказуемым образом, но этот участок не представляет интереса и поэтому не показан). Кривые токов сетки и экрана являются «зеркальным отображением» друг друга.

Можно нарисовать больше кривых, соответствующих другим напряжениям смещения и графики выходных ламп представлены, как правило, в паспортных данных. Они очень полезны, потому что если рабочая точка достигнет значения значительно ниже «перегиба» любой сеточной кривой, где сеточная кривая (а также и анодный ток) быстро падает вниз, экранный ток должен вырасти на тоже значение. Анодный ток падает очень быстро после точки перегиба, и экранный ток должен возрасти так же быстро. Это быстрое увеличение экранного тока может привести к серьёзным повреждениям экранной сетки и тут необходимо соблюдать осторожность, чтобы экранная сетка не превысила значение максимально допустимой рассеиваемой мощности на ней, это значение обычно есть в паспортных данных (0,2Вт для лампы, EF86). Конечно, это наиболее сильно должно беспокоить в выходных лампах, где напряжения и токи гораздо выше. В слабосигнальных пентодах эти параметры ниже и вряд ли выйдут за табличные величины в нормальных схемах.

Хотя увеличение экранного тока при низких анодных напряжениях является причиной для беспокойства, его также можно использовать. Если резистор находится в соединении с экранной сеткой, то изменение экранного тока относительно анодного, вызовет падение напряжения на сопротивлении, меняющиеся синхронно с управляющей сеткой. Это такой же эффект как и при шунтировании катодного резистора, он вводит отрицательную обратную связь, меняющиеся экранное напряжение стремятся противостоять изменению анодного тока, что снижает g_m (усиление), но увеличивает линейность участка. Однако, если входной сигнал настолько велик, что анодное напряжение может упасть ниже экранного, то экранный ток будет расти быстрее, по сравнению с анодным, увеличивая падение напряжения на сопротивлении и как итог снижение напряжения экранной сетки и «придавляя» сеточные кривые вниз, особенно вблизи перегиба. Например, на рис. 3,4 верхняя осциллограмма показана без резистора и цепи лампы EF86 с экранным напряжением, зафиксированным на значении 100В и довольно постоянном g_m выше $V_a=50\text{В}$.

На среднем графике при том же экранном напряжении, но с применением резистора $R_{g2}=10\text{К}$ в цепи экранной сетки. Во-первых, расстояние между кривыми всё так же большое что указывает на улучшение линейности, но снижение g_m , в связи с обратной связью по экранному току. Во вторых,

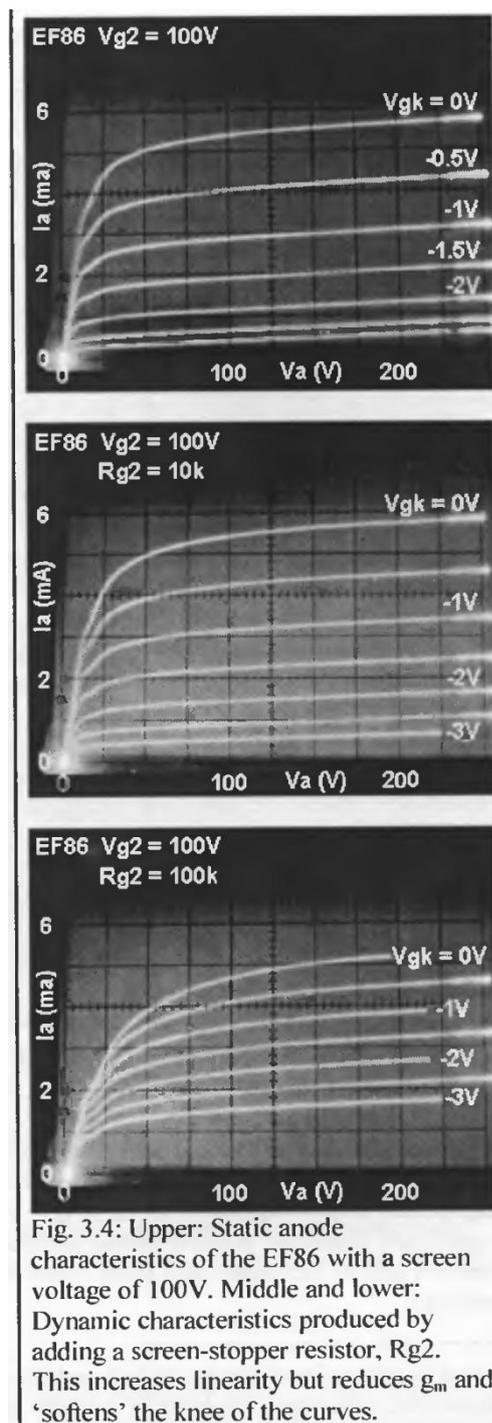


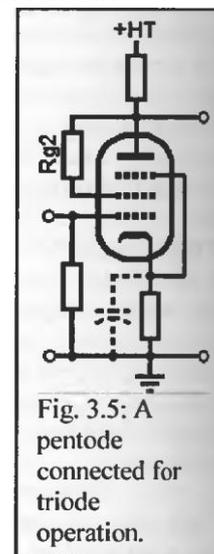
Fig. 3.4: Upper: Static anode characteristics of the EF86 with a screen voltage of 100V. Middle and lower: Dynamic characteristics produced by adding a screen-stopper resistor, R_{g2} . This increases linearity but reduces g_m and 'softens' the knee of the curves.

«перегиб» кривых более плавный из-за большей части экранного тока при более низких напряжениях анода.

Увеличение экранного резистора до 100K приведено на нижнем графике. Расстояние между сеточными кривыми теперь вполне согласуется указывая на отличную линейность, но крутизна, и следовательно, возможное усиление, значительно сократились. Перегиб стал более плавным, так что, начинает постепенно снижаться при значениях ниже $V_a=150V$. Если рабочая точка переходит эту область (в течении положительно полупериода входного сигнала), затем кривые начинают сжиматься, так же и сигнал мягко и динамично сжимается вместе с ними. Так как это сжатие ассиметрично оно имеет тенденцию порождать сильный спектр чётных гармоник и тёплый «жирный» тон, эффект который может быть продублирован обходом катодного резистора. Эта «экранная компрессия» является уникальной особенностью пентодов и триодов и очень желательна для гитарного звука (в частности, бас гитары) и будет дополнительно изучена, далее в этой главе.

Пентод в триодном включении

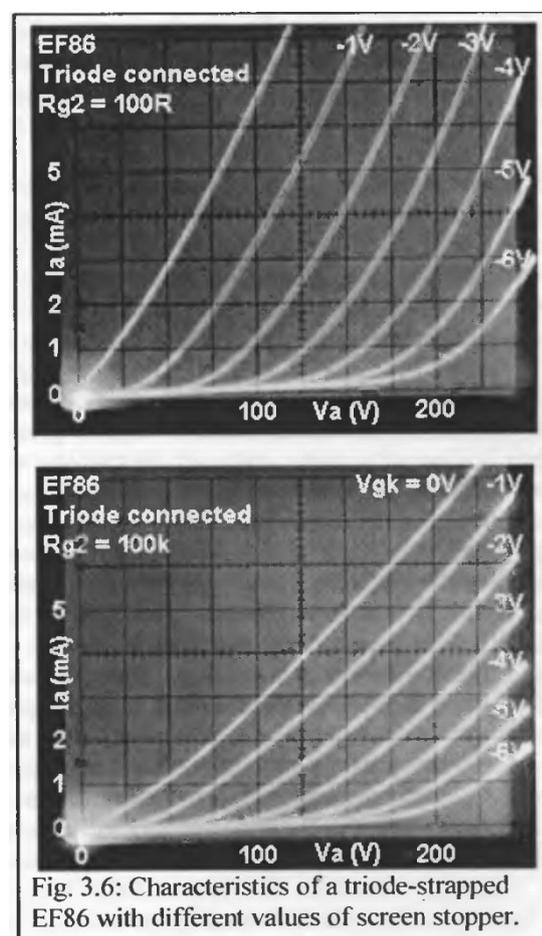
Пентод также может быть подключён в триодном включении, если подключить экранную сетку непосредственно к аноду через резистор (рис. 3,5). В соответствии с этим экранная сетка и анод эффективно станут одним электродом, а лампа имеет название *связанный триод*. Защитная сетка, как правило, подключена к катоду, хотя она так же может быть подключена и к экранной сетке, при этом есть ощутимая разница в производительности лампы (соединение защитной сетки к управляющей приводит к некоторой неустойчивости).



Экранный резистор служит двум целям, затухание любых паразитных сопротивлений которые могут вызвать колебания, а также гарантирует то что экранное напряжение будет всё время ниже анодного, в пределах экранного тока. Значения 100 Ом обычно достаточно, хотя характеристиками триода можно манипулировать с помощью больших значений. Очень большое значение экранного резистора даёт экранное напряжение гораздо ниже анодного, так что ЭМ поля экрана будут слабее притягивать электроны, что снизит g_M лампы.

Например, на верхней осциллограмме на рис. 3,6, показаны статические характеристики анода лампы EF86 в триодном включении с использованием стандартного экранного резистора 100 Ом (защитная сетка подключена к катоду). На графике видно $\mu=35$; $g_M=2mA/V$; $r_A=17,5K$ (что не сильно отличается от старых ECC32). Увеличение значения R_{g2} до 100K производит следующие характеристики (см. рис.3,6) $\mu=35$; $g_M=1,2mA/V$; $r_A=29K$. Обратите внимание, что μ не меняется, так оно зависит от управляющей сетки. Есть конечно, не большой стимул к применению пентода в триодном режиме в гитарных усилителях, так же мы легко использовали и обычные триоды.

Однако, довольно просто сделать переключатель между режимами работы пентод – триод, позволит добиться широких тональных возможностей, которые даёт пентодное включение, что ещё конечно будет рассмотрено подробнее.



Семейство кривых для триодного включения, весьма полезны и говорят нам, что значение общего катодного тока при $V_a = V_{g2}$ может быть использовано в качестве основы расчёта при выборе катодного резистора.

Шум в пентодах

Хотя пентоды предлагают широкую полосу пропускания и высокий коэффициент усиления, их основным недостатком является шум. Все лампы страдают от индуцированного шума от нити накала (который можно избежать путём уменьшения усиления на стадии и/или катодного резистора, либо через использование стабилизированного постоянного накала) и дробного шума.

Дробный (ударяющийся) шум обусловлен не постоянством времени контакта электронов с анодом, что даёт незначительные колебания анодного тока. Это постоянное колебание анодного тока генерирует шум на анодном резисторе, чем больше анодный резистор, (т.е. коэффициент усиления на этапе) тем большая амплитуда шума появляется на выходе. Дробный шум легко выражается как эквивалентное сопротивление шумов, что есть чистое сопротивление, которое будет генерировать столько же шума, сколько и лампа. Для триодов эквивалентное шумовое сопротивление R_{eq} , приблизительно составит $R_{eq} = 2,5/g_m$

Это показывает что для малошумных предусилителей, триоды с большим g_m и нормальным анодным током покоя, являются более предпочтительными и хорошие HiFi предусилители разработаны с учётом этого. Это главная причина, почему ECC83 в менее благоприятном положении для современных HiFi предусилителях, по сравнению со старыми конструкциями. Для гитарных усилителей это обычно не столь важно, ведь резисторы больших номиналов используются в сеточных блокираторах, в стадии затухания, в темброблоках, в управлении усилением (Gain) и так далее, и являются гораздо более сильными источниками шумов.

Пентоды, в свою очередь, также страдают от **разделённого шума**. Он вызван суммарным потоком электронов, текущим в лампе, разделяющимся экранной сеткой и анодом. Хотя текущее соотношение между анодным и экранным током в среднем довольно постоянно, его мгновенное значение постоянно меняется, так что анодный ток в пентоде изменится в ещё большей степени, чем вызванный только лишь дробным шумом. Кроме того, шум разделения обратно пропорционален частоте, известной как **1/f шум**, так что его амплитуда больше при низких частотах, которые как правило, более заметны на слух. В общем, это делаем пентод от 3-х до 5-ти раз более шумным, чем триод того же усиления. Это делает слабосигнальные пентоды довольно нежелательными в серьёзных HiFi усилителях и их сложно найти в подобных конструкциях, кроме случаев подключения их в триодном режиме. Опять же, для гитарных усилителей, этот источник шума имеет минимальное значение, и большую озабоченность в пентодах вызывает очень большое внутреннее сопротивление анода, что характеризуется как «рябь питания» или **PSRR**. В типичном каскаде пентодного усиления любой шум в источнике питания появляется на аноде, поэтому при использовании пентодов в предусилителях необходимо лучше фильтровать его анодное питание.

Основная жалоба на пентоды в гитарных предусилителях, это их восприимчивость к «микрофонности». Микрофонностью являются сложные шумы возникающие, когда компонент физически перемещается, так что расстояние между электродами, межэлектродные ёмкости и электронные поля колеблются. Следует отметить, что разумеется все электронные компоненты микрофонят до какой то степени. Проблемы появляются лишь в том случае, когда эти компоненты подвергаются воздействию сильных механических вибраций или когда лампа применяется с схемах с высоким усилением (HiGain) или и то и другое. В отличии от HiFi усилителей, гитарные усилители часто подвергаются непрерывное вибрации из расположенных рядом динамиков, барабанов и так далее, особенно в случае комбоусилителей, где динамик установлен в одном корпусе с шасси. Более того, в гитарных усилителях, как правило в Hi-Gain, одну из ламп предусилителя постукивают карандашом чтоб получить в динамике звук колокола.

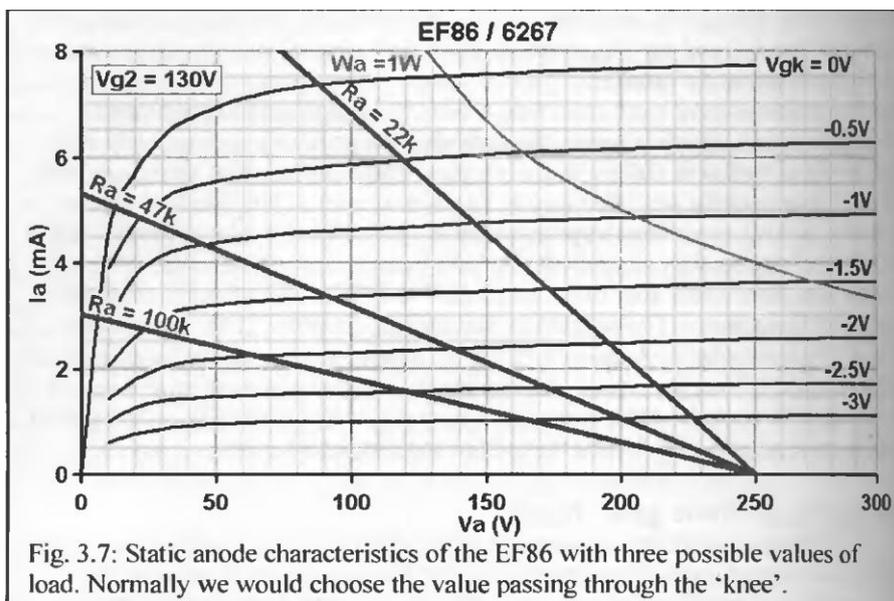
Исходя из того что пентоды, более чем триоды склонны к микрофонности, кроме того они имеют коэффициент усиления более 100, что даёт действительно усиливающийся эффект микрофонности. Что привело в ряду заявлений некоторых гитаристов о том что EF86 микрофонят, конечно это ерунда, ведь на самом деле они чуть более микрофоны чем ECC83, но так как они имеют коэффициент усиления в 4-ре раза больше чем ECC83, то и микрофонность будет казаться в 4-ре раза сильнее. Проблема в том, что в схемы «обвязки» EF86 часто берутся из паспортных данных, для случаев работы с высоким усилением, которые были предназначены для ранних HiFi предусилителей, и не подходят для современных гитарных усилителей. Большинство из этих проблем можно устранить просто за счёт уменьшения их усиления, но об этом будет рассказано позже.

Проектирование этапов пентодного усиления

Соединение анода, управляющей сетки и катода, такое же как для триодов и рассчитываются так же. Резистор утечки сетки, напряжение катод-нить накала ($V_{hk_{MAX}}$), ток покоя анода ($V_{a_{MAX}}$), максимально анодное напряжение (V_{a0}) и мощность, рассеиваемая на аноде ($W_{a_{MAX}}$ или $P_{a_{MAX}}$), не должны превышать максимальных значений, которые чаще имеют тоже значение что и у триодов. Кроме того тут имеется максимальное напряжение покоя экранной сетки $V_{g2_{MAX}}$, максимальное пиковое напряжение экранной сетки V_{g2o} и максимальная мощность рассеиваемая экранной сеткой $P_{g2_{MAX}}$, которые также не должны быть больше паспортных значений.

Выбор анодного резистора

При выборе анодного резистора исходим из тех же соображений, что и при расчёте триодного участка рассмотрено это было в главе 1, большое значение даст больший коэффициент усиления и приведёт так же к увеличению выходного сопротивления. Отметим то что тональные изменения у пентодов, тем не менее больше чем у большинства триодов. Рассмотрим рис.3,7, на котором показаны статические анодные характеристики для лампы EF86, при экранном напряжении 130В. Три линии нагрузки показаны для различных возможных значений анодных резисторов при анодном напряжении 250В.



Линия нагрузки при 100K проходит ниже точки перегиба. Очевидно, что при такой нагрузке раскочка выходного сигнала будет наиболее большой, будучи почти равной напряжению питания! Усиление очень высокое, по крайней мере около 110, при выборе точки смещения в центре линии нагрузки. Сеточные кривые тут более сгруппированы вместе, как имело место и у триода, но в этом случае они также сходятся в верхней части нагрузочной линии. Фактически, выше точки $V_{gk} = -1V$, напряжение анода не может снижаться, что производит ограничение тока сетки. Поэтому если

напряжение смещения примерно по центру, то есть около $V_{gk} = -2,5V$, можно сказать что большой входной сигнал будет сжат в нижней части линии нагрузки, но также будет преждевременно подрезан ближе к вершине. Поэтому этот режим работы, как правило, избегают в традиционных схемах, так как риск искажений из-за преждевременной отсеки является очень большим, если конечно входной сигнал гарантированно никогда не станет очень большим. Для гитары, конечно, это заметная разница между сжатием отсечения и резким обрезанием из-за сеточного тока, может быть очень полезна, развивая комплекс чётных и нечётных гармоник.

Лини нагрузки для 47K проходит через точку перегиба. Усиление несколько ниже, около 100 для слабых сигналов.

Сеточные кривые в верхней части нагрузочной прямой не сгруппированы так тесно вместе, так что начало отсечения будет более скомпрессированным (сжатым), менее неожиданным и больше похожим на фактическое ограничение отсечки. Это примерно симметричное сжатие производится в основном на спектре нечётного порядка, уменьшая гармоники (3-е, 5-е, 7-е и т.д.), которые являются классической пентодной нелинейностью. Они, как правило, добавляют «кусачесть» или «грубость» в звук в приятное дополнение к «теплоте» триода. Более того, это симметричное сжатие происходит только на больших входных сигналах, низкие сигналы, как правило, сжаты только с одной стороны – как в триоде – так что спектр гармоник у пентода с большим сопротивлением анодного резистора имеет тенденцию меняться динамически от уровня входного сигнала, и очень сильно зависит от напряжения смещения. Если также используется сжатие экрана, то тональная текстура на самом деле может стать очень сложной и высшей степени «сенсорной». Это традиционный режим работы пентода, так как он предлагает самое высокое усиление перед гранью риска грубых искажений из-за преждевременной отсечки, а также даст **максимальную выходную мощность**, когда линия нагрузки проходит через точку перегиба, что оптимально для анодного тока и раскачки получаемого напряжения.

Линия нагрузки для 22K проходит выше точки перегиба. Наиболее значительным изменением является то, что у сеточных кривых на этой линии, не появится пучка в верхней части, и расстояние между ними больше чем у триода. Это приведёт к любимому триодному тону, богатому 2-ми и 4-ми гармониками. Кроме того, рабочая точка никогда не приблизится к точке перегиба при $V_{gk} = 0V$, поэтому не будет быстрого увеличения экранного тока на пиках сигнала.

Коэффициент усиления ниже, около 50, но он по-прежнему высокий, как на типичном каскаде с ECC83. Когда пентоды используются в современных HiFi аппаратуре, то это как раз предпочтительный режим, так как он по-прежнему предлагает высокий коэффициент усиления (по сравнению с большинством триодов), но менее высокий порядок гармонических искажений, и с меньшим риском нелинейности из-за сжатия экрана. Для гитарных усилителей этот режим менее логичен, так как основная причина использования пентода – его уникальный тон и сжимающие свойства. Поэтому мы вероятнее всего выберем нагрузку 47K или более.

Некоторые читатели наверняка уже ознакомились со схемами, в которых используется пентод EF86, заметив, что используется обычно высокое значение анодного резистора (больше чем 100K) и низкое напряжение экрана, в результате чего достигается экстремально высокий коэффициент усиления и очень низкая входная чувствительность. Такие схемы были широко распространены в аудио устройствах, таких как магнитофоны и микрофонные предусилители 1950-х и 1960-х годов, где высокая степень усиления от одного каскада была новой «роскошью». Тот же принцип использовался в качестве входного каскада первого комбоусилителя Vox AC15 (рис.3,8). К сожалению, как уже говорилось, очень высокий коэффициент усиления добавляет помех в звук и очень резко встаёт проблема с микрофонностью, особенно если громкость усилителя или

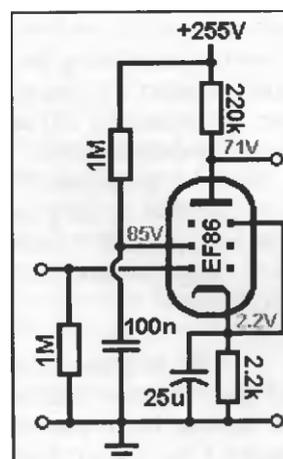


Fig. 3.8: The early Vox AC15 input circuit is lifted directly from high-gain, data sheet circuits. It has a gain of around 200 and is notorious for microphonics.

атмосферы вокруг него большая. Это известная проблема Vox AC15 и некоторых других усилителей, необходимость специальной отборки по малой микрофонности ламп EF86 и они были убраны в более поздних моделях. Тем не менее, почитание классических усилителей, таких как AC15 побудило некоторых производителей начать снова применять слабосигнальные пентоды. К сожалению, эти коммерческие конструкции, как правило, близкие копии оригинала и имеют те же проблемы с эффектом микрофонности. С точки зрения тонального окраса тоже не имеет смысла использовать пентод в качестве входного каскада предусилителя, поскольку мало вероятно что он когда либо будет перегружен низким уровнем гитарного сигнала, так что врядли будет услышан характер пентода полностью, транзистор может выполнять ту же задачу, обеспечивая высокое входное усиление, но без проблем микрофонного эффекта. Поэтому автор настоятельно рекомендует, что бы добросовестные разработчики не использовали общую нагрузку анода (включая нагрузку по переменному току) больше, чем 100K в слабосигнальных пентодах, чрезвычайно высокий коэффициент усиления не является необходимостью для пентодного звука. Значительно лучшие результаты и более универсальные звуки возможны, если пентод работает с разумным усилением, и ему предшествует хотя бы ещё один этап усиления, так что бы он мог быть перегружен непосредственно сигналом, проявляя свой полный характер звука. Matchless Clubman является одним из немногих коммерческих усилителей, где используется этот принцип.

Выбор экранного напряжения

После того как мы изучили технологию выбора анодной нагрузки, необходимо учесть влияние напряжения экранной сетки. Линии нагрузки, показанные на рис. 3,7 были построены при экранном напряжении 130В. На самом деле это довольно большое напряжение для слабосигнального пентода, в большинстве схем экранное напряжение находится в диапазоне от 50В до 100В, так как это даёт лучшую линейность (что желательнее для HiFi) и меньшее значение анодного тока, то есть меньшую энергоёмкость. Работа при низком экранном напряжении также подразумевает использование большего номинала резисторов в аноде, катоде и экранной сетки, что позволяет применять проходные конденсаторы, рассчитанные на меньшее напряжение, что было очень важным фактором, когда высоковольтные конденсаторы стоили гораздо дороже. В настоящее время это уже не так актуально, поскольку более мощные источники питания и высоковольтные конденсаторы стали более доступными и к тому же мы не заинтересованы в хорошей линейности.

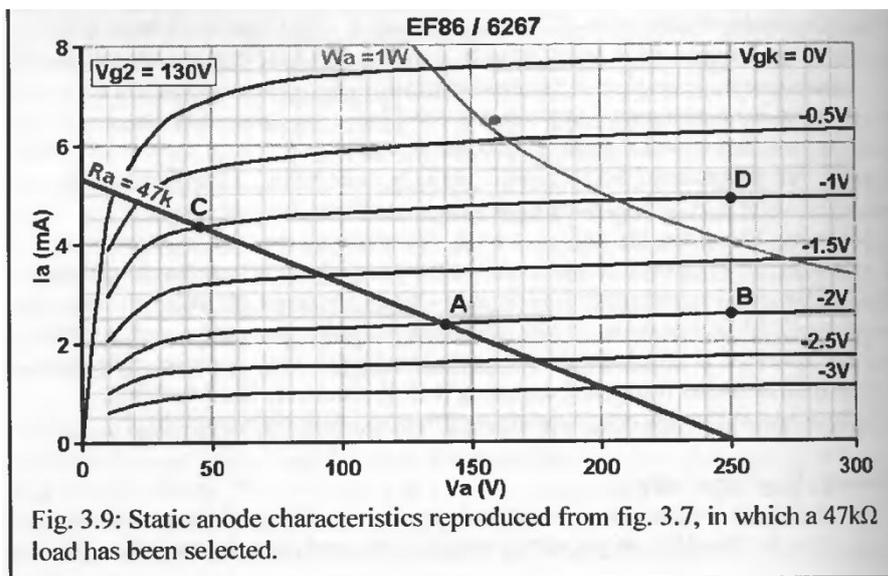
Чтобы избежать эффекта микрофонности, лучшим решением будет взаимный подбор напряжения на экранной сетке и анодного резистора, которые вместе приведут к более разумному коэффициенту усиления, скажем так не более 100, с линией нагрузки проходящей через нужные нам части анодной характеристики.

Из предыдущих глав нам известно, что даже ECC83, как правило, предлагает большее усиление, чем требуется на самом деле в большинстве предусилителей, так что промежуточные затухания тоже будут усилены. Пентод практически гарантирует высокий коэффициент усиления, чтоб мы с ним не делали, так что нашей главной целью должно быть получение желаемого тона, а не какие-то произвольные перегрузочные фигуры.

Что бы оценить взаимодействие между анодным током, нагрузкой и напряжением экрана, стоит учесть несколько практических примеров. В целом нам нужно получить линию нагрузки, проходящую чуть ниже точки перегиба (напомним из главы 2, что любые нагрузки по переменному току так же отразятся на анодных характеристиках, несколько вращая линии по часовой стрелке). Если позволить линиям проходить чуть выше точки перегиба, по характеру пентод будет стремиться к триоду, что даст меньшую привлекательность для гитарного звука, хотя это до сих пор используется для чистых звуков (Clean) и бас гитарных предусилителей.

Во-первых, из рисунка 3,7 видно, что при резисторе 47K, линия нагрузки проходит через точку перегиба, та же линия построена на рисунке 3,9. Альтернативно мы могли бы выбрать 100K, но опустив при этом экранное напряжение примерно до 60В-70В, таким образом, чтоб точка

перегиба двигалась на встречу нагрузочной прямой (как показано на рис. 3,13) и именно этот случай взаимодействия напряжения экрана и анодной нагрузки, является залогом хорошей схемотехники пентодного предусилителя.



Более всего нас должно заботить обеспечение необходимой мощности рассеиваемой экранной сеткой, не превышающей максимальные паспортные данные лампы, это немного зависит и от выбранной точки смещения. При $P_{g_{MAX}}=0,2\text{Вт}$, максимальный ток покоя экранной сетки в этом случае составит:

$$I = P/V$$

$$I = 0,2/130 = 1.5\text{mA}$$

Ранее было сказано, что отношением анодного тока к току экранной сетки: I_a/I_{g2} является относительно постоянной величиной для данного анодного напряжения. В данных на EF86 есть набор «типичных характеристик», которые приведены на рис.3,10 и показывают, что при $I_a=3\text{mA}$, $I_{g2}=0.6\text{mA}$ при анодном напряжении 250В. Это соотношение составит тогда $3/0,6$, или другими словами, при анодном напряжении 250В, можно ожидать экранный ток приблизительно в $m=3/0,6=5$ раз меньше чем анодный, хоть мы и не используем тоже экранное напряжение и напряжение смещения, что и в данных. Мы можем использовать это значение чтобы экстраполировать экранный ток для любой рабочей точки. На пример, мы могла бы выбрать точку -2В (около центра) в результате напряжение покоя анода составит около 140В и анодный ток примерно 2,4мА (точка А)

TYPICAL CHARACTERISTICS		
Anode voltage	V_a	250 V
Grid No.3 voltage	V_{g3}	0 V
Grid No.2 voltage	V_{g2}	140 V
Grid No.1 voltage	V_{g1}	-2.2 V
Anode current	I_a	3.0 mA
Grid No.2 current	I_{g2}	0.6 mA
Transconductance	S	2.2 mA/V
Amplification factor	μ_{g2g1}	38 -
Internal resistance	R_i	2.5 MΩ

Fig. 3.10: Example operating conditions for the EF86 / 6267, taken from the Mullard data sheet.

Чтобы найти ток экранной сетки, нужно вначале вычислить каким он был бы при заданном напряжении смещения, но при анодном напряжении 250В, как это показано в паспортных данных.

При $V_a=250\text{В}$ и $V_{gk}=-2\text{В}$ (точка В), анодный ток составит 2,5мА, таким образом применяя соотношение I_a/I_{g2} , мы будем ожидать ток экранной сетки около $2,5/5=0,5\text{мА}$

На выбранной нами точке смещение анодный ток на самом деле 2,4мА, что на 0,1мА меньше. Таким образом, ток экранной сетки увеличиться на ту же величину, что даст:

$$0,5+0,1=0,6\text{мА}$$

Мощность, рассеиваемая на экранной сетке будет $P=I*V=0,6*130=78\text{мВт}$, что не выходит за разрешённые границы.

Важным наблюдением сделанным из всего это является то, что из-за почти горизонтальных кривых, разница между анодным током при $V_a=250\text{В}$ и при $V_a=140\text{В}$ очень мала, только 0,1мА. По этой причине, как правило, и можно предположить соотношение I_a/I_{g2} будет действительно верно при анодном напряжении отличающимся от паспортных данных, обеспечивая его больше экранного, только с маленькой погрешностью. В нашем случае мы могли бы приблизительно подсчитать экранный ток $2,4/5=0,48\text{мА}$, что лишь на 20% ниже истинного значения. Это значение достаточно точное для большинства целей, фактическая мощность рассеивания экранной сеткой лампы в большинстве случаев больше той, что мы рассчитали. И чем выше анодное напряжение по отношению к экранному, тем больше это расхождение.

Рассмотрим теперь другую точку смещения, к примеру -1В, которая очень «тёплая» (точка С). Тогда $V_a=45\text{В}$ и $I_a=4,4\text{мА}$. Если попытаемся применить отношение I_a/I_{g2} по получили бы экранный ток $4,4/5=0,88\text{мА}$. Однако, в этой точке анодное напряжение значительно ниже экранного, по этому мы должны использовать правильный подход. Опять же найдём ток экранной сетки при том же смещении но при 250В на аноде (точка D). Он составит $I_a=4,9\text{мА}$, поэтому ожидаемый экранный ток $4,9/5=0,98\text{мА}$. В нашей точке смещения анодный ток фактически составил на $4,9-4,4=0,5\text{мА}$ меньше, так что экранный ток должен быть на 0,5мА больше, давая $0,98+0,5=1,48\text{мА}$. Это около 60% выше, чем показал приблизительный расчёт. Это очень важно, потому что мощность рассеиваемая на экранной сетке будет $1,48*130=192\text{мВт}$, а не 114мВт, как в приблизительном расчёте. Это слишком близко к предельному значению 0,2Вт, так что мы считаем эту точку смещения не приемлемой, особенно с учётом плохой переносимости реальных ламп. Даже если лампа фактически даст ожидаемые токи, не обходимо учитывать что во время работы средний ток будет больше тока покоя, и обостряться проблемы в работе лампы, особенно если она перегружается.

Этап спроектированный с экранным напряжением выше анодного, менее предсказуем, и требуются ряд экспериментов для получения безопасных желаемых результатов (стоит отметить, что схема V_{ox} входной каскад которой показан на рис.3,8, даёт выходное анодное напряжение несколько ниже экранного, из-за его тёплого смещения). Следовательно, почти все разработки с применением пентодов, работают при более низком экранном напряжении по отношению к анодному, и дальнейшее обсуждение будет относиться только к этому режиму работы. Понижение экранного напряжения не только уменьшает мощность рассеивания, но и даёт нам более широкий диапазон возможных точек смещения, при которых анодное напряжение выше экранного, поэтому разработанные каскады становятся более предсказуемыми.

Адаптация анодной характеристики для любого экранного напряжения

Из предыдущего обсуждения ясно что, анодные характеристики пентода меняются в зависимости от напряжения на экранной сетке, «сдавливая вниз» кривые при более низком значении экранного напряжения. Это заставляет нас применять соответствующее сопротивление, либо, зная анодное напряжение рассчитать его номинал. В паспортных данных, однако, нет анодных характеристик для каждого напряжения на экранной сетке, как правило, там приведено одни, два

графика для определённых напряжений на экране. Мы могли бы принимать в расчёт только паспортные данные и разрабатывать схемы только с этими экранными напряжениями, но что если нам необходимы другие значения напряжений на экранной сетке, как мы сможем построить семейство анодных характеристик?

Паспортные данные должны давать ещё и взаимные или передаточные характеристики, то есть график, на котором показано напряжение смещение для различных экранных напряжений при фиксированном напряжении анода. На рис.3,11 показан такой график для лампы EF86 при $V_a=250V$.

Предположим, что мы хотели бы построить кривые для экранного напряжения 80В, мы может прикинуть значение для 80В посередине между 60В и 100В. Кривая перерисована на рис.3,12 для ясности пунктирной линией.

Эта кривая показывает нам, что анодный ток будет для данного напряжения смещения, при $V_a=250V$. Например, когда $V_{gk}=0V$ анодный ток составит 4мА (точка А на рис.3,12) Для -1В это будет 2мА (точка В) и -2В это 0,6мА (точка С). Эти точки могут быть нарисованы теперь на графике анодных характеристик при $V_a=250V$, так как это было сделано на рис. 3,12b . Они дают отправные точки для трёх кривых, при сеточных напряжениях 0В, -1В и -2В.

На данный момент мы можем предположить, что пентод идеален и привести горизонтальные сеточные кривые (пунктирная линия), такой метод быстрый и лёгкий, если нам необходимо лишь оценить входную чувствительность, или выбрать подходящее сопротивление нагрузки, поскольку линии покажут где пройдёт «точка перегиба» (при $V_a=0V$, $I_a=4mA$ в данном случае).

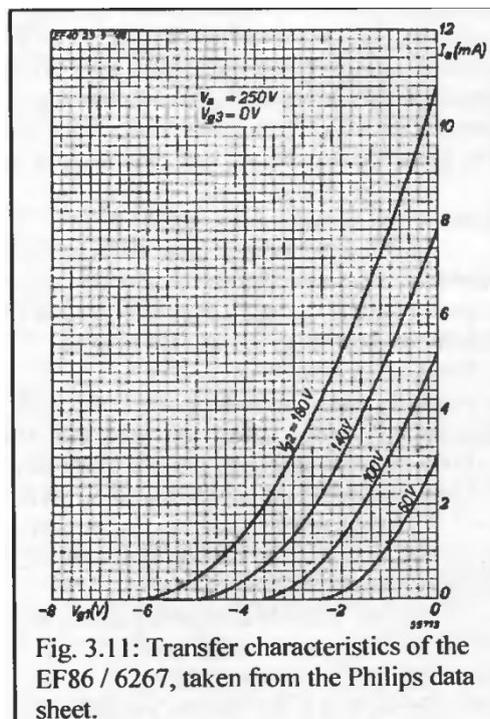


Fig. 3.11: Transfer characteristics of the EF86 / 6267, taken from the Philips data sheet.

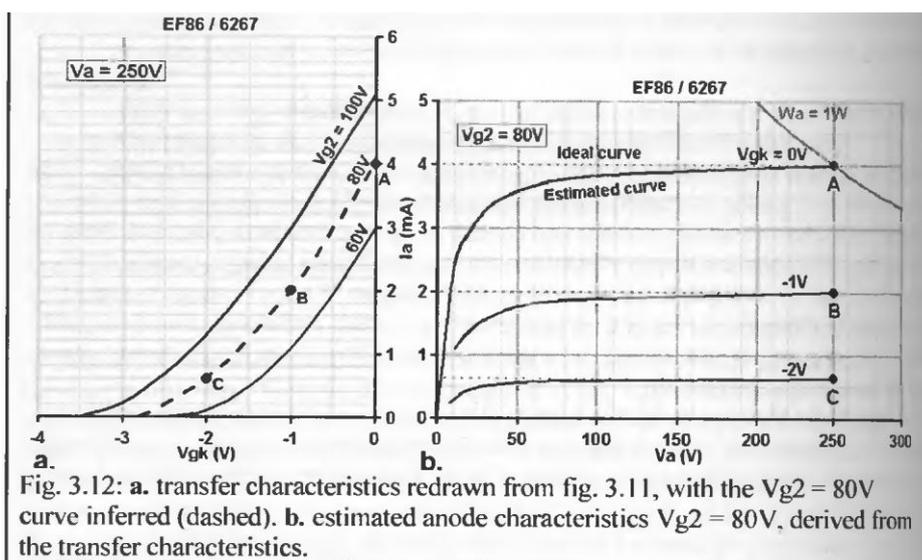


Fig. 3.12: a. transfer characteristics redrawn from fig. 3.11, with the $V_{g2} = 80V$ curve inferred (dashed). b. estimated anode characteristics $V_{g2} = 80V$, derived from the transfer characteristics.

Или мы можем использовать характеристики, которые есть в паспортных данных, для оценки более реалистичных кривых, из которых можно оценить экранный ток и т.д. Некоторые справочники могут предлагать даже два комплекта передаточных характеристик, соответствующих разным анодным напряжениям, что поможет нам построить другие точки, через

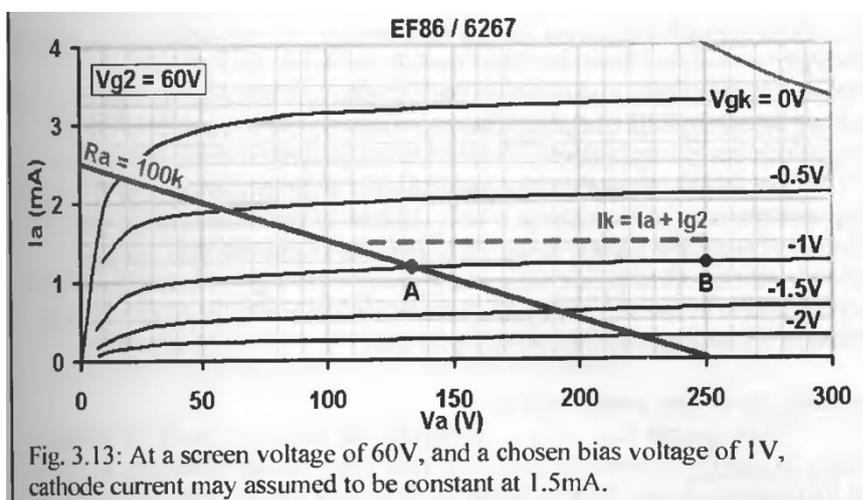
которые также можно провести сеточные кривые. Кривая максимально рассеиваемой анодом мощности так же была построена на графике по методу описанному в главе 1.

Выбор резистора смещения катода

Можно подумать, что выбор резистора смещения катода будет несколько осложняться только наличием экранного тока, но на самом деле это не совсем просто, если вспомнить из рис.3,3, следует что ток, текущий от катода существенно постоянен для данного напряжения экрана и напряжения смещения.

Например, рассмотрим линии нагрузки на рис.3,13, которые представлены для лампы EF86 при напряжении экрана 60В, с анодным резистором 100к, который даёт всё такое же высокое усиление в входную чувствительность, как бы нам приспособить эту ситуацию в гитарном усилителе.

Мы можем выбрать точку смещения -1В (точка А), что даст ток покоя анода примерно 1,2мА. Это точка находится примерно в центре, хотя ограничение тока сетки будет происходить несколько раньше отсечки, поэтому следует ожидать небольшое доминирование гармоник чётного порядка при перегрузке.



Для расчёта катодного тока мы просто используем соотношение I_a/I_{g2} , как делали ранее при расчёте тока экранной сетки. Из рисунка 3,10 мы определили, что соотношение I_a/I_{g2} будет 5 ($m=5$) при $V_a=250V$.

Точка В показывает что при нашем смещении в -1В, при напряжении на аноде 250В, даст 1,25мА анодного тока. Чтобы найти общий ток? текущий от катода надо прибавить ещё ток экранной сетки $1,25/5=0,25mA$, тогда общий ток составит:

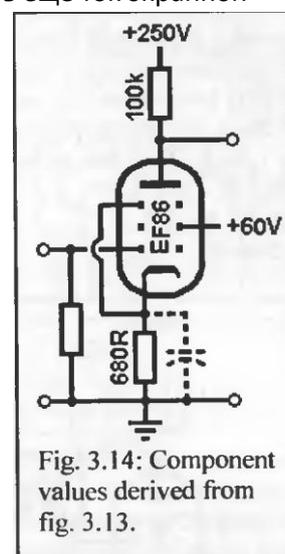
$$I_k = I_a + I_{g2}$$

$$I_k = 1,25 + 0,25 = 1,5mA$$

Он показан пунктиром, напомним, что он не меняется с анодным напряжением. Применяя закон Ома, находим значение катодного резистора:

$$1/0.0015 = 667\Omega$$

Таким образом, выбираем значение из стандартного ряда 680 Ом, что показано на рис.3,14



Если бы мы не учли ток экранной сетки и использовали в расчётах только анодный ток, то получили бы значение $1/0,00125=800$ Ом. Выбирая из стандартного ряда значение 820 Ом и после сборки схемы, обнаружили бы смещение отличающееся от того значения что проектировалось. Конечно, разница будет маленькой, чтоб представлять интерес, тем более что после сборке вероятнее всего будет производиться «подгонка» по слуху, но в выходных пентодах эта ошибка очень заметна.

Даже если мы используем анодные характеристики, которые мы получили с «передаточных» характеристик, наше значение катодного резистора то точности не уступит паспортным данным (рис. 3,10) и обычно соответствует тем же напряжениям что и на анодных передаточных характеристиках (рис.3,11)! И потому, что катодный ток остаётся постоянным для заданного напряжения смещения и экранного напряжения, даже если напряжение на экранной сетке больше чем на аноде, всё равно метод, описанный выше даст такое же точное значение катодного резистора.

В редких случаях, когда напряжение покоя анода равно напряжению на экранной сетке, то можно сослаться на триодный режим работы, испытывая нехватку характеристик, которые укажут на катодный ток для любого напряжения смещения, соответствующий нашей ситуации при $V_a=V_{g2}$.

Конечно, если в смещении использовать кремниевые диоды или светодиоды, то мы не должны рассчитывать весь катодный ток, так как диод должен обеспечивать определённое напряжение на всех токах.

Эффект от обходного конденсатора в пентоде аналогичен его эффекту в триоде, кроме того, что частотные характеристики также зависят и от цепи экранной сетки. Как правило, пентод требует большего значения шунтирующего конденсатора, чем триод при тех же значениях анодного и катодного резисторов. Точный расчёт обходного конденсатора приведен в главе: *математический расчёт пентодного каскада.*

Проектирование цепи питания экранной сетки

Существует несколько способов получения на экранной сетке необходимого напряжения, хотя самым распространённым методом это с помощью одного резистора падения напряжения R_{g2} . Так как экранная сетка требует (относительно) постоянный ток, сопротивление может быть соединено между напряжением питания и экранной сеткой, таким образом, в результате падения напряжения на нём обеспечивать желаемое напряжение на экранной сетке.

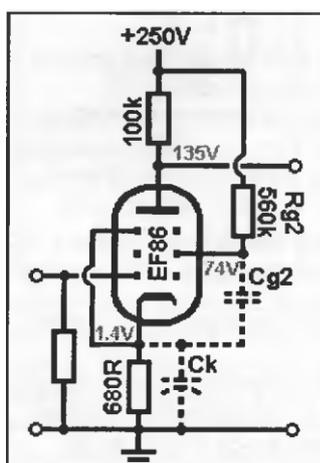


Fig. 3.15: Adding a screen dropping resistor to obtain the desired screen voltage.

Чтобы продолжить цепь изображённую на рис.3,14, нам требуется получить 60В напряжения на экранной сетке. Мы знаем также из линий нагрузки из рис.3,13, ток покоя анода примерно 1,2мА. Используя соотношение I_a/I_{g2} , мы находим ток катода, который составил 1,5мА. Поэтому экранный ток составит:

$$I_{g2} = I_k - I_a$$

$$I_{g2} = 1,5 - 1,2 = 0,3 \text{ мА}$$

Напряжение питания 250В, тогда резистор должен «сбить» $250 - 60 = 190$ В, применяя закон Ома, найдём его значение:

$$R = V/I$$

$$R_{g2} = 190/0,0003 = 633 \text{ К}$$

Ближайшее стандартное значение 680К. Но приняв в расчёт то что мы проектируем гитарный усилитель, принимаем ближайшее меньшее значение, которое составит 560К, что приведёт к незначительному повышению напряжения на

экранной сетке, тем самым опуская линию нагрузки чуть ниже точки перегиба, что как правило, даст более интересную интонацию, чем при нахождении этой линии выше точки перегиба. Эта схема была построена и протестирована с лампой Mullard EF86 и измеренные напряжения показаны на рис.3,15, из которого видно, что при использовании резистора 560K, напряжение на экране составило 74В, что является допустимой величиной. Это метод расчёта экранного напряжения также в значительной степени компенсирует изменение положения рабочей точки в зависимости от возраста лампы.

Как и в катоде, расположение сопротивления последовательно с экранной сеткой, при появлении напряжения от сигнала во время работы, снижает усиление стадии. Для максимального усиления, требуется ещё включить в **цепь конденсатор обхода экранной сетки, Cg2**. Как правило, он соединён между экраном и катодом (показан пунктиров на рис. 3,15). Если соединить его между экраном и землёй, то экранное напряжение не будет долго постоянным по отношению к катоду, поэтому возможна некоторая компрессия от экранной сетки, при очень хорошо зашунтированном катоде. Более точный выбор этого конденсатора будет рассматриваться в главе:

Математический расчёт пентодного каскада. К счастью, из-за высокого сопротивления в схеме экрана, требуются малые значения этого конденсатора, так что можно избежать применения электролитов, отметим только, что этот конденсатор должен выдерживать полное напряжение питания при запуске.

Конечно, можно получить экранное напряжение и от других источников, даже сделать отдельную ветку питания, если захотеть этого! Тем не менее, применение обычного резистора падения напряжения, описанного выше, является самым простым методом и обеспечивает необходимый эффект компрессии экранной сеткой, если она имеет лишь частичный обход. Конечно, если нам нужен наиболее чистый звук, более подходящий для HiFi усилителей, то мы можем обеспечить питание экранной сетки с меньшими колебаниями либо, зафиксированным напряжением. Это, как правило, нужно для получения более «открытого» звука, когда нет перегруза, и более «тяжёлого» искажения при перегрузке, хоть и с меньшей «сенсорной» чувствительностью. Традиционный способ сделать звук поле «жестким» это применение питание сетки от делителя напряжения, как показано на рис.3,16, а не одиночного резистора, R2 выступает в качестве регулятора примитивного шунта, при этом любое изменение тока экранной сетки составит малую часть изменений в работе сопротивления R1. Если мы возьмём для расчёта, по крайней мере, в десять раз больший ток для R2, чем требуется для экранной сетки, то можем спокойно пренебречь током экрана при расчёте сопротивлений. В этом случае $I_{g2} \times 10 = 3\text{mA}$. Применяя закон Ома, получим:

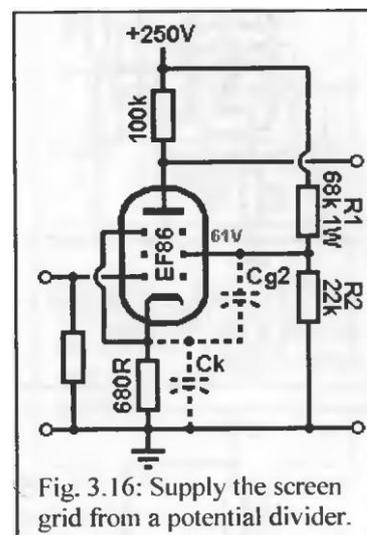


Fig. 3.16: Supply the screen grid from a potential divider.

$$R2 = V_{g2} / I = 60 / 0.003 = 20\text{K}$$

Ближайшее стандартное значение 22K и мощность, которую он рассеивает, будет только $60^2 / 22 = 0,16\text{Вт}$. Тогда R1 составит:

$$R1 = \frac{R2 \cdot HT - R2 \cdot V_{g2}}{V_{g2}} = \frac{(22\text{k} \times 250) - (22\text{k} \times 60)}{60} = 70\text{k}\Omega.$$

Ближайшее стандартное значение 68K, и мощность его составит $190^2 / 68 = 0,5\text{Вт}$, так что 1Вт резистора будет достаточно.

Общее сопротивление источника питания экранной сетки составит $R1 \parallel R2 = 17\text{K}$, а не 680K как на рис. 3,15, так что даже без шунтирующего конденсатора, напряжение на экранной сетки будет

достаточно постоянным, хотя мягкая компрессия экранной сеткой всё ещё возможна, если она не зашунтирована. Небольшое преимущество этого метода состоит в том, что шунтирующий конденсатор можно взять по напряжению на делителе, а не по полному напряжению питания схемы.

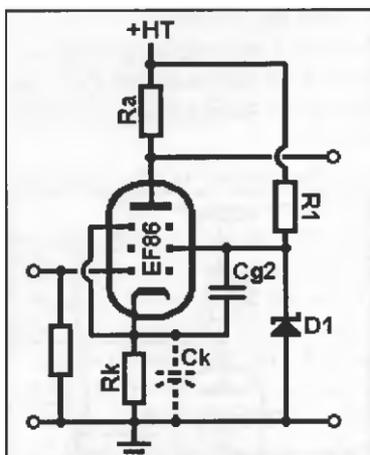


Fig. 3.17: A zener diode will provide a very constant screen voltage.

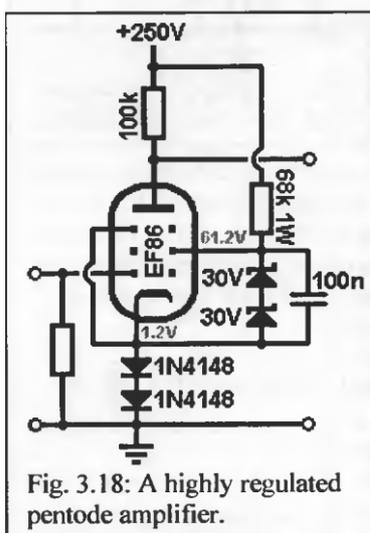


Fig. 3.18: A highly regulated pentode amplifier.

Исходя из этого, в логической концовке, если нам требуется полное постоянное усиление на всех частотах, а также более прозрачный звук, мы должны регулировать напряжение питания экранной сетки, используя, на пример, стабилитроны как на рис. 3,17. R1 должен быть достаточно маленьким, чтобы обеспечить постоянный ток для нормальной работы стабилитрона. Опять же, расчёт R1 ведём с 10-ти кратным запасом по экранному току (3мА):

$$R_{g2} = \frac{HT - V_{g2}}{I} = \frac{250 - 60}{0.003} = 63k\Omega$$

Таким образом, принимаем 68K на 1Вт или 56K на 1Вт. 60В не является распространённым значением для стабилитрона, и можем применять связку из нескольких для нужного результата. Например, два по 30В, через каждый пройдёт около 3мА, и каждый будет рассеивать $0,003 \times 30 = 0,09$ Вт, это не много и номинала в 500мВт будет достаточно. Однако, поскольку стабилитроны производят ненужный шум, то потребуется применение блокирующего конденсатора, его значения 100нФ будет достаточно.

Мы можем пойти ещё дальше и использовать светодиоды или диоды в цепи смещение катода, по настоящему добившись фиксированного напряжения. Это показано на рис.3,18, где стабилитроны соединяются непосредственно к катоду, затем диоды к земле в цепи смещения катода. Это гарантирует, что даже если пентод пойдёт на запираение, диоды смещения никогда не отключаться, тем самым избегая любых коммутационных помех. Такой же принцип может быть применён к методу с делителем напряжения, описанному выше. Если вместо их использовать катодный резистор, и соединить делитель к катоду, это вызовет рост напряжения на катоду, если Rk не будет принять маленького

номинала, позволяя ему стекать на землю.

Очевидный недостаток метода с делителем и стабилитронами, это потребление большого тока от напряжения питания, как что потребуется хорошая фильтрация.

Следовательно эти методы сложно увидеть далеко за пределами HiFi оборудования, но они были описаны тут для полноты картины.

Математический расчёт пентодного каскада

Как и следует ожидать, расчёт пентода может оказаться сложнее чем триода, из-за наличия у него экранной сетки.

Усиление (Gain)

Так как внутреннее сопротивление анода в пентоде чрезвычайно высоко это делает сеточные кривые практически горизонтальными, если катод и экранная сетка полностью шунтированы, тогда усиление пентода будет:

$$A = g_m R_a \dots \dots \dots \text{XVII}$$

Например, ссылаясь на линии нагрузки на рис. 3,13 мы определяем g_m для заданной точки смещения будет 1,2мА/В. Это даст усиление каскада показанного на рис.3,19:

$$A = 0,0012 \times 100K = 120$$

Что является очень большим значением на самом деле, и будет несколько меньше при взаимодействии с сопротивлением последующего каскада.

Конечно, ранее было отмечено, что g_m имеет тенденцию меняться в зависимости от смещения, так что эта формула будет точна только для маленького уровня сигнала. Эта схема была собрана и протестирована на лампе Mullard EF86 и обнаруженный коэффициент усиления составил 120, при 50мВ входного сигнала, снижаясь до 100 при 400мВ, показывая сильную нелинейность пентода при высоком уровне входного сигнала.

Если отсутствует шунтирование в цепи экранной сетки или катода, то усиление сведётся к

$$A' = g_m R_a \beta \gamma \dots \dots \dots \text{XVIII}$$

Где:

β – потеря в усилении за счёт сопротивления в экранной сетке.

γ – потеря в усилении за счёт сопротивления в катоде.

Эффект обхода экранной сетки

Для того чтоб найти затухание в цепи экранной сетки β , сначала нужно вычислить **внутреннее сопротивление экрана r_{g2}** . Оно аналогично сопротивлению анода, r_a , как эффективное сопротивление замеченное при изучении экранной сетки. К сожалению оно не приводиться в паспортных данных. Однако, оно может быть довольно близко оценено от связанных с триодом особенностей, при том же анодном токе что и у пентода, тогда:

$$r_{g2} = r_{A(\text{Triode})}(1+m) \dots \dots \dots \text{XIX}$$

Где,

$r_{A(\text{Triode})}$ – сопротивление анода лампы, когда триод работает в соответствующем анодном токе.

m – это отношение I_a/I_{g2} .

На пример, на рис. 3,6 (верхнем) анодное сопротивление лампы EF86, в триодном включении при токе 1,2мА, примерно 25К. Отношение I_a/I_{g2} , m , было найдено из рис.3,10 равным 5. Поэтому внутреннее сопротивления экранной сетки составит примерно:

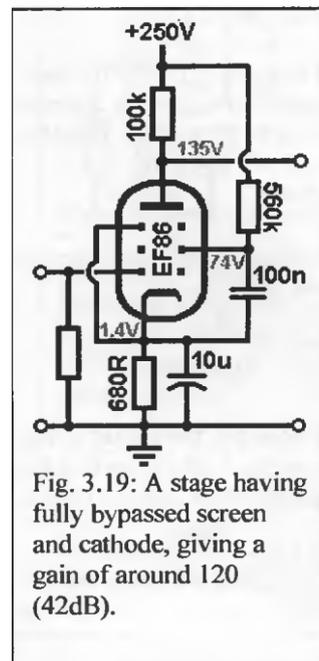


Fig. 3.19: A stage having fully bypassed screen and cathode, giving a gain of around 120 (42dB).

$$r_{g2} = 25K \times (1+5) = 150K$$

При не шунтированной экранной сетке, потеря усиления от сопротивления экранной сетки будет:

$$\beta = 1 - \frac{R_{g2}}{R_{g2} + r_{g2}} \dots\dots\dots XX$$

В качестве примера приведён рисунок 3,20, он похож на рис.3,19, за исключением того что экранная сетка не шунтирована. Это уменьшает усиление:

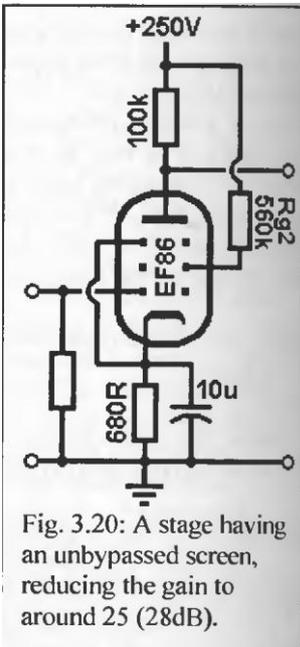


Fig. 3.20: A stage having an unbypassed screen, reducing the gain to around 25 (28dB).

$$\beta = 1 - \frac{560k}{560k + 150k} = 0.21$$

Тогда усиление составит

$$A = g_m R_a \beta = 0,0012 \times 100K \times 0,21 = 25$$

Что значительно ниже. Линейность будет лучше из-за наличия большой обратной связи, хотя это не очень требуется для гитарных усилителей.

Интересное наблюдение, что при $R_{g2} = r_{g2}$, усиление уменьшается ровно на половину или -6дБ, когда сетка не шунтирована.

Если экран лишь частично шунтирован, то мы получим усиление высоких частот, так же как и при подобном шунтировании катода. При условии, что R_g больше чем r_{g2} , что почти всегда бывает, то можно

определить частоту, на которой коэффициент усиления уменьшается на -3дБ (а не половину повышающейся частоты как при шунтировании катода). В очень близком приближении это определяется по формуле:

$$f = \frac{1}{2\pi C_{g2} R_{g2}'} \dots\dots\dots XXI$$

Где,

C_{g2} – конденсатор шунтирующий экранную сетку.

$$R_{g2}' = R_{g2} \parallel r_{g2} = \frac{R_{g2} \cdot r_{g2}}{R_{g2} + r_{g2}}$$

Например, предположим что нам необходимо добавить высоких частот в схему на рис. 3,20. Вначале найдём значение параллельного соединения R_{g2} и r_{g2} :

$$R_{g2}' = R_{g2} \parallel r_{g2} = \frac{R_{g2} \cdot r_{g2}}{R_{g2} + r_{g2}} = \frac{560k \times 150k}{560k + 150k} = 118k\Omega$$

В действительности яркий звук (Bright), который мы выберем на -3дБ будет на частоте 400Гц или около того. Преобразив формулу XXI для C_{g2} получим:

$$C_{g2} = \frac{1}{2\pi f R_{g2}'} = \frac{1}{2\pi \times 400 \times 118k} = 3.4nF$$

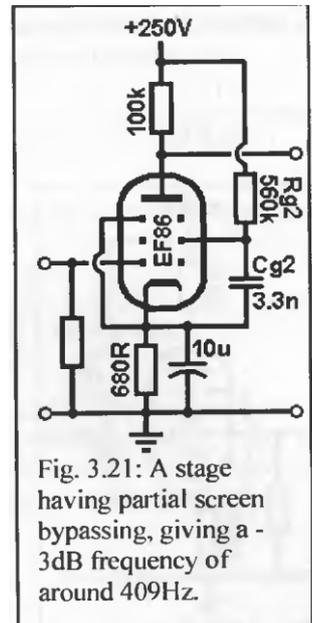
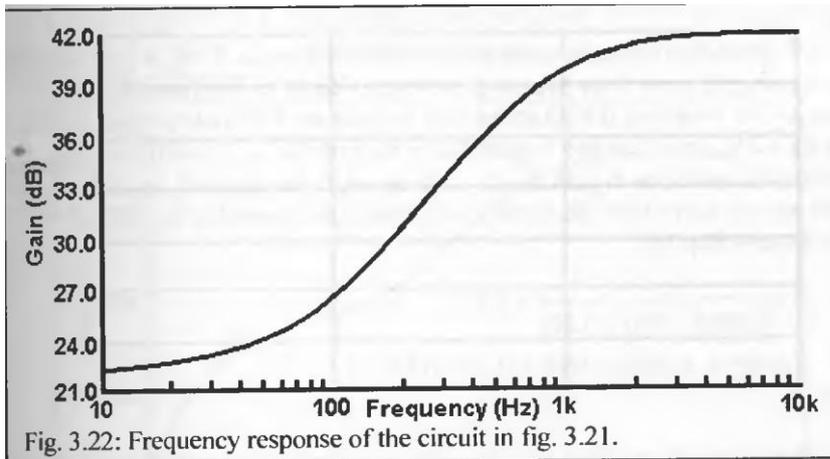


Fig. 3.21: A stage having partial screen bypassing, giving a -3dB frequency of around 409Hz.

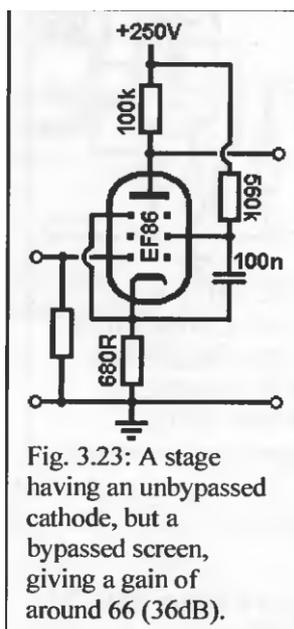
Таким образом используем ближайшее стандартное значение 3,3нФ. Схема изображена на рис. 3,21, частотные характеристики к ней на рис.3,22.



Влияние шунтирования катода

Влияние сопротивления катода в снижении коэффициента усиления определяется по формуле:

$$\gamma = \frac{1}{1 + g_m R_k \beta} \dots\dots\dots \text{XXII}$$



Предположим, что экранная сетка полностью шунтирована, то если $R_k = 1/g_m$, тогда коэффициент усиления снизится ровно на половину или на -6дБ.

Если экранная сетка полностью шунтирована ($\beta=1$) и R_k ни как не шунтировано, то комбинируя формулы XVII и XXII, получим расчёт коэффициента усиления:

$$A_{(R_k \text{ unbyassed})} = \frac{g_m R_a}{1 + g_m R_k} \dots\dots\dots \text{XXIII}$$

Например, схема на рисунке 3,23, похожа на схему рис.3,19, кроме того что катод не шунтирован. Экран полностью шунтирован и не влияет на уменьшение усиления. В этом случае усиление будет:

$$A_{(R_k \text{ unbyassed})} = \frac{g_m R_a}{1 + g_m R_k} = \frac{0.0012 \times 100k}{1 + (0.0012 \times 680)} = 66$$

Что совсем не похоже на усиление лампы ECC83, даже с шунтированным катодом!

Поскольку β находится в знаменателе формулы XXII, то это означает что если экранная сетка не имеет полного обхода, то эффект не шунтированного катода снижается. Например, если экранная сетка и катод ни как не шунтированы и $R_{g2} = r_{g2}$ и $R_k = 1/g_m$, потеря только от не шунтированного катода будет не -6дБ, а только -3,5дБ. Таким образом общее ослабление усиления будет не -12дБ, как следовало бы ожидать, а -9,5дБ. Если бы нам пришлось оставить и катод и экранную сетку не шунтированными из рис.3,23, то усиление упадёт до:

$$\gamma = \frac{1}{1 + (0.0012 \times 680 \times 0.22)} = 0.85$$

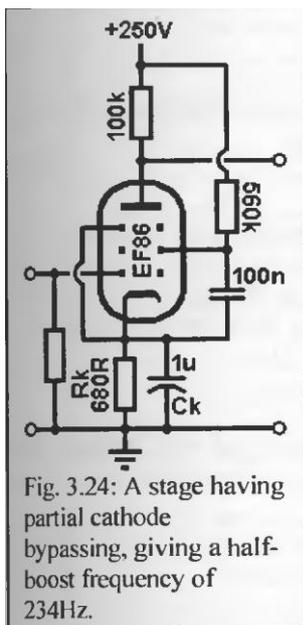
$$A' = g_m R_a \beta \gamma = 0.0012 \times 100k \times 0.21 \times 0.85 = 21$$

Но, это не намного меньше, чем усиления при включённом в схему конденсаторе обхода катода (см. рис.3,20). Другими словами, шунтирование экрана имеет намного большее влияние на усиления пентода, чем шунтирование катода.

Если катод зашунтирован частично, то усиление на любой частоте будет:

$$A = g_m R_a \sqrt{\frac{1 + (2\pi f R_k C_k)^2}{(1 + g_m R_k)^2 + (2\pi f R_k C_k)^2}} \dots\dots\dots XXIV$$

Но, как и в триоде, нам удобнее определить половину частоты, которая будет усилена, что может быть найдено:



$$f_{(half\ boost)} = \frac{1}{2\pi R_k C_k} \sqrt{1 + \frac{g_m R_k}{2 + \frac{1}{2} g_m R_k}} \dots\dots XXV$$

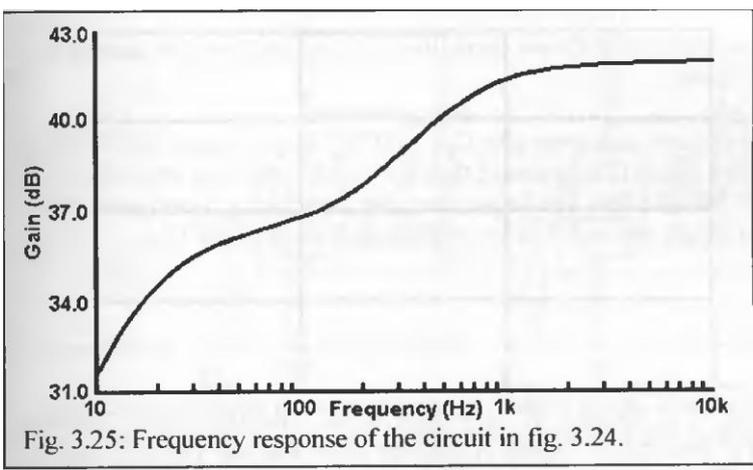
Однако, если экранная сетка полностью зашунтирована и при условии что $g_m R_k$ не больше чем 3, что типично для большинства слабосигнальных пентодных схем, тогда можно эту половину частоты рассчитать как:

$$f_{(half\ boost)} \approx \frac{1}{2\pi f R_k C_k}$$

Например, если мы хотим добавить высоких частот в выходной сигнал схемы на рис.3,23, мы можем выбрать эту частоту около 200Гц. И преобразив формулу найдём C_k :

$$C_k \approx \frac{1}{2\pi f R_k} = \frac{1}{2\pi \times 200 \times 680} = 1.2\mu F$$

Ближайшее стандартное значение будет 1мФ, это показано на рис.3,24, частотная характеристика приведена на рис.3,25.



Если и экранная сетка и катод имеют частичное шунтирование, то становится сложнее рассчитать каким образом величина Y зависит от β . Метод слишком громоздкий чтобы обсуждать его здесь, читатели могут самостоятельно изучить полу-графический метод описанной Терманом. В противном случае, использовать приближённое значение по формуле XXI и XXV для ориентира.

Выходное сопротивление

Выходное сопротивление пентода рассчитывается по той же формуле что и для триода VIII

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

Однако, поскольку r_a является очень большой величиной в пентоде, обычно около 1М, а R_a , как правило, значительно меньше, то формулу можно упростить:

$$Z_{out} \approx R_a \dots\dots\dots XXVI$$

Это вычисление верно не зависимо от наличия шунта в экранной сетки и катода, поскольку он влияет только на увеличение r_a . Следовательно, выходное сопротивление пентода, как правило, гораздо больше чем у триода, так что они не очень хорошо подходят для загрузки участков с большим сопротивлением, таких как темброблок. Это не проблема, ведь можно поставить катодный повторитель после пентода, чтоб изолировать его от «тяжёлых» нагрузок (см. глава 5)

Входная ёмкость

Так как экранная сетка служит для защиты управляющей сетки от анода, то эффект Миллера практически отсутствует. Входная ёмкость находится по формуле:

$$C_{in} = C_{gk} + C_{g1g2} + C_{ga}$$

Где,

C_{gk} - катодная ёмкость

C_{g1g2} – ёмкость между управляющей и экранной сетками

C_{ga} – ёмкость между сеткой и анодом.

Однако, C_{g1g2} и C_a , обычно намного меньше чем C_{gk} , то формулу можно упростить:

$$C_{in} = C_{gk} \dots\dots\dots XXVII$$

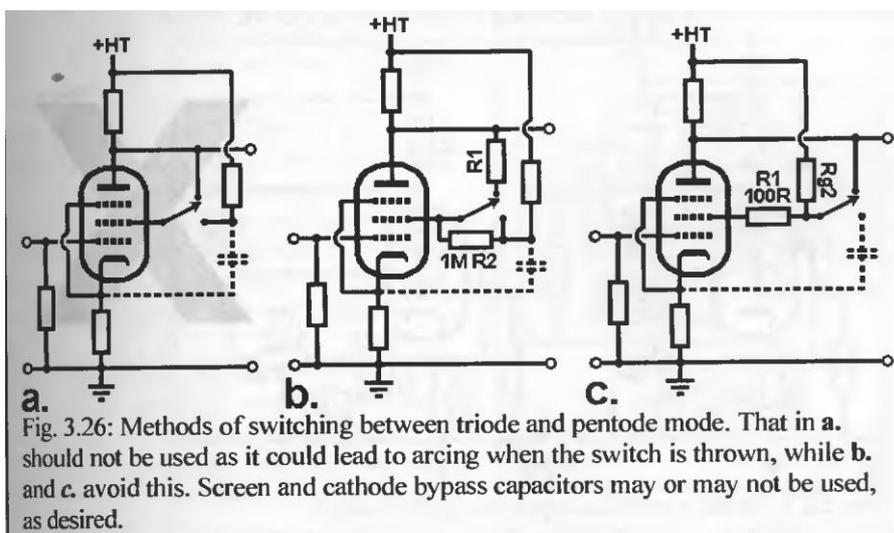
В некоторых таблицах приведены значения C_{gk} как C_{in} , по этой причине для EF86 она составляет 4пФ. Если экранная сетка не шунтирована, управляющая сетка не защищена полностью от эффекта Миллера. И определить входную ёмкость становится сложнее, для приблизительной оценки C_{in} можно просто умножить C_{gk} на 10.

Переключаемые и переменные конструкции пентодных каскадов.

Из-за широкого диапазона предлагаемых пентодом оттенков звука, полезно переключать или смешивать различные режимы его работы. Наиболее распространённым является приключение пентод/триод, предлагая или высокий коэффициент усиления и высокую чувствительность пентода или низкое усиления триода, для более тёплого и чистого звука.

Переключатель триод/пентод

Переключатель пентод/триод, довольно легко реализуем, обеспечивая переключение экранной сетки либо к цепи питания для работы в пентодном режиме, либо в аноду лампы, для триодного режима. Усилитель Vox AC30NH "Heritage" имеет такой переключатель, например. Рис. 3,26 показывает некоторые механизмы подобного переключения (конденсаторы обхода катода не показаны и конденсаторы обхода экранной сетки показаны пунктиром для ясности).



Новички обычно делают ошибку, подключая переключатель как на рисунке 3,26а. Это схема не должна быть использована по двум причинам: во-первых, экранная сетка должна иметь резистор между катодом, чтобы ограничить сеточный ток и ослабить любые блуждающие сопротивления, которые в противном случае могут привести в возбуждам. Во-вторых, менее очевидная проблема, это то что в момент переключения экранная сетка будет на мгновение полностью отключена от всего. Это очень опасно, так как любой «плавающий» электрод в лампе, будет накапливать статический заряд, который может привести к короткому замыканию внутри лампы и усугубляя при этом ещё и щелчок при переключении. Хотя и многие схемы построены таким образом без каких либо видимых проблем, существует возможность того что при долгой работе переключатель будет не в состоянии сделать хороший контакт, от возрастных причин или грязи.

Исправленный вариант показан на рисунке b. Резистор R2 связывающий переключатель таким образом, что в любом из положений контакт не будет «подвешен» в воздухе. Это также поможет уменьшить щелчки, если переключение производится при включённом питании усилителя. Его значение должно быть достаточно большим, чтоб это могло вызвать незначительные нагрузки на лампу при работе в триодном режиме и значения от 1М до 2,2М должно быть достаточно для любой схемы. Во время пентодного режима это замыкание на переключателе не мешает нормальной работе лампы. Пробочно-экранный резистор R1, подключается при работе в триодном режиме. Это значение обычно 100 Ом для «стандартных» триодных режимов, но и большие значения могут также использоваться для снижения усиления и создания более триодных характеристик, как это показано на рис.3,б.

Схема на рис.3,26с, показывает альтернативное подключение. Резистор 100Ом постоянно соединён с экраном, но он достаточно мал чтоб оказывать существенное влияние при пентодном режиме работы. Для триодного режима резистор Rg2 подключается к аноду и следовательно,

соединяется параллельно с анодному резистору. Это уменьшает нагрузку при триодном режиме, уменьшая усиление, давая более объёмные и тёплые тона. Опять же в момент переключения контакты не «плавают». В каждом случае мы не меняем значение катодного резистора, поэтому лампа, как правило, имеет тенденцию к более тёплому смещению в триодном режиме. Мы могли бы переключаться на новое значение резистора катодного смещения, используя двоярный переключатель, но тут мы обходимся лишь одинарным переключателем.

Переменный обход экранной сетки

Переключатель триод/пентод легко добавить к уже существующим усилителям, к тому же сам тумблер не займёт много места на панели. Однако, поскольку экранная сетка обладает таким сильным влиянием на звук в пентодном режиме, то имеет смысл производить регулировки в её работе, если на панели есть место под соответствующий потенциометр. Очевидным дополнением будет являться замена резистора экранного резистора на потенциометр, так чтоб получать различные экранные напряжения, то эта регулировка будет происходить по высокому напряжению, и не исключены шорохи при вращении ручки переменного резистора (хотя использование резистивной оптопары будет альтернативой этому). Более простой способ это сделать переменным резистор обхода экрана, таким же образом как устроен потенциометр

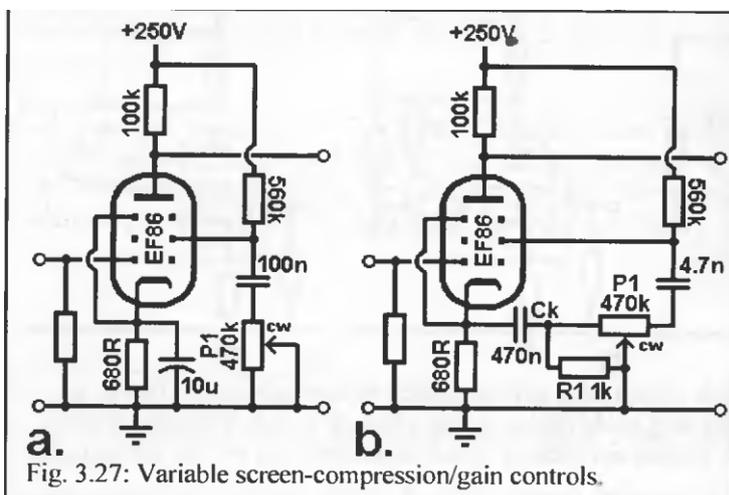


Fig. 3.27: Variable screen-compression/gain controls.

обхода катода на рис. 1,20b и 2,34. Два примера таких подключений показаны на рис. 3,27. Если шунтирующий конденсатор экранной сетки имеет большое значение, как на рис.3,27а, то P1 работает как регулировка усиления (Gain). Однако, при маленьких настройках значения сопротивления он выступает также как регулятор компрессии экранной сеткой, так как изменяет сопротивление в цепи питания экрана, что даёт сильный контроль над сустейном когда пентод перегружен. График частотной зависимости изображён на рис. 3,28.

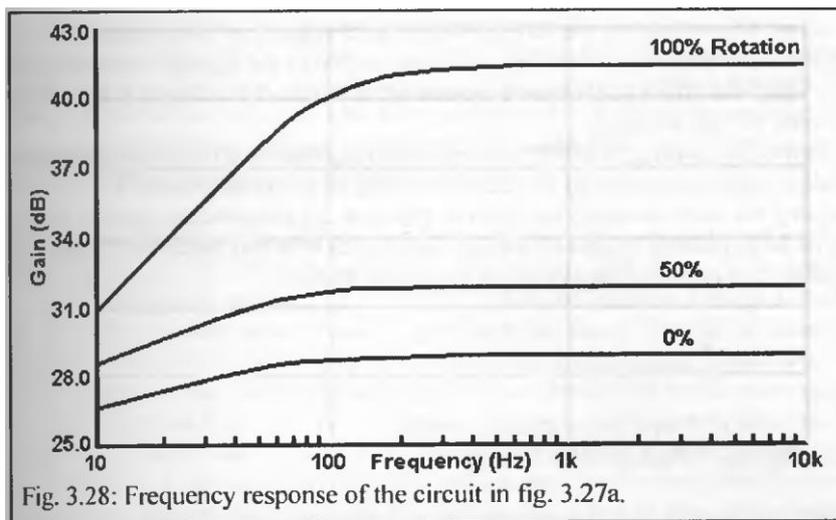


Fig. 3.28: Frequency response of the circuit in fig. 3.27a.

Схема, показанная на рис.3,27b показывает модификацию, при которой в одном положении экран частично шунтируется, но катод не имеет обхода, в другом крайнем положении всё наоборот. Потенциометр P1 в этой схеме действует как активный регулятор высоких частот, а также влияет на их экранную компрессию.

Номинал этого потенциометра не имеет существенного значения, так даже не большая его величина в 100К достаточно сильно снизит эффект шунтирующего конденсатора экранной сетки. R1 добавлен с целью изменения значения потенциометра со стороны регулировки катодного обхода, и помочь ему более равномерно изменять тон звука, при вращении ручки.

Плавающая регулировка триод/пентод

Приняв во внимание всё изученное выше, можно сделать вывод, что будет не сложно сделать плавную регулировку триод/пентод не только переключением, но и переменным регулятором, если чётко понять то что для триодного режима требуется лишь подключить экранную сетку к аноду лампы, *хотя бы по переменному току*. Добавив один конденсатор получим схему изображённую на рис.3,29. Из которой видно, что при выкручивании потенциометра до упора по часовой стрелке, экранный блокировочный конденсатор, Cg2 подключается непосредственно к земле и мы получаем нормальный режим работы «пентод». Значение потенциометра P1 должно быть достаточно большим, чтоб не сильно нагружать пентод.

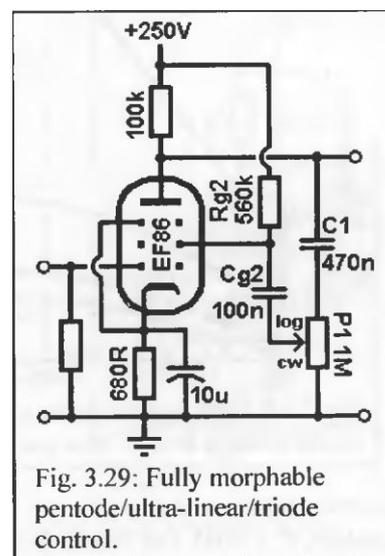


Fig. 3.29: Fully morphable pentode/ultra-linear/triode control.

При полном выкручивании регулятора против часовой стрелки, мы видим что C1 и Cg2 соединяются последовательно и подключают при этом экранную сетку непосредственно к аноду, по переменному току, в результате чего мы получаем режим работы «триод». (Конденсатор C1 добавлен для отсечения постоянного напряжения от потенциометра).

Фактически значение постоянного напряжения на экранной сетке не меняется, это вызывает обычные триодные характеристики (см. рис.3,6), сдвинутые вправо на величину равную $V_2 - V_{g2}$, таким образом, мы создаём уникальные триодные характеристики в зависимости от выбранного напряжения экранной сетки!

На промежуточных положениях мы получаем эффект сеточной компрессии, описанный ранее и ультра-линейное включение, и всё только лишь добавление одного потенциометра! Допустим, что нам необходим это эффект на всех частотах, тогда C1 и Cg2 должны иметь достаточно большое значение, чтобы пропустить все необходимые частоты между анодом и экраном. Конденсатор Cg2 выбирается изученным ранее способом по формуле XXI:

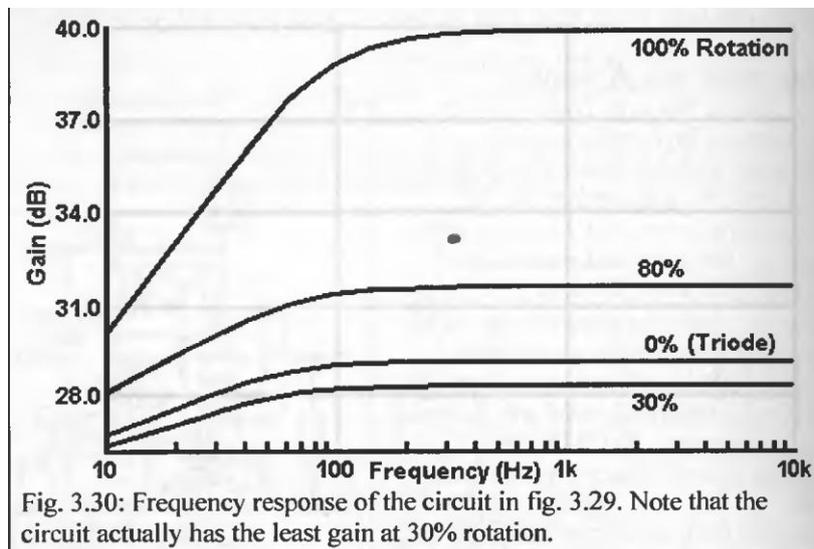
$$C_{g2} = \frac{1}{2\pi f R_{g2}'}$$

Где,

f= -3дБ спад частоты в пентодном режиме

$$R_{g2}' = R_{g2} || r_{g2} = R_{g2} \cdot r_{g2} / (R_{g2} + r_{g2})$$

Конденсатор C1 должен быть достаточно большим, чтоб реактивное сопротивление сочетания C1 и Cg2 было меньше чем $R_a || r_{A(TRIODE)}$, на самую нижнюю требуемую частоту. Поэтому C1 должен быть по крайней мере в пять раз больше чем Cg2, если это возможно для триодного режима работы, примерно пропуская до 100Гц. Частотные характеристики схемы изображённой на рис. 3,29 показаны на рис.3,30 и интересно отметить то, что этап, имеющий самый низкий коэффициент усиления это промежуточное положение P1 (ультра-линейный этап).



Интересные результаты получаются если C1 сделать маленьким, от 1нФ до 22нФ к примеру, таким образом триодный режим будет происходить на более высоких частотах, а пентодный (с не шунтированным экраном) на более низких, что приведёт к весьма различным характеристикам искажений на этих двух стадиях. Анализ такого соединения является очень сложным свидетельством огромного тонального разброса работы пентода, гораздо легче просто экспериментировать или использовать компьютерное моделирование для изучения таких схем! Приложив немного фантазии можно сделать вполне прогрессивные регуляторы тембра.

Некоторые производители «бутиковых» усилителей идут ещё дальше и используют выходные пентоды в предусилителях, рассчитанных как обычный усилительный каскад, чтоб таким образом получить традиционные искажения «оконечника» в предусилителе. Разработка таких стадий такая же как и слабо-сигнальных пентодов, хотя применяемые резисторы будут иметь меньшее сопротивление, а мощность выхлопа выше. Очевидная проблема таких каскадов это то, что выходные лампы требуют большего потребления тока накалом и анодом, чем слабо-сигнальные пентоды, и некоторые источники питания просто не в состоянии его обеспечить и будут излишне нагреваться внутри корпуса усилителя. Кроме того, без применения нагрузки и пропускной способности реального выходного трансформатора и динамика, такие схемы редко похожи по звучанию с реальным усилителем мощности. Тем не менее, очень маленькие выходные лампы, применяемые последних выпусках радиоприёмников и проигрывателей являются эффективной альтернативой. Например, такие лампы как ECL80/6AB8, которые дают не большой коэффициент усиления сравнимый с ECC82 около 3,5Вт-ные пентоды и требуют всего 300мА/6,3В на накал, хотя триодный и пентодный режим используют общее соединение катода. Лампы ECL86/6GW8 содержат половину триода ECC83 и в пентодном режиме дают 9Вт, но требуют 660мА/6,3В на накал. EL91/6AM5, EL95/6DL5 (все они имеют 7-ми контактное миниатюрное исполнение) и EL85 силовые пентоды требуют только 200мА/6,3В для своего накала, и зачастую могут быть куплены из старых запасов совсем не дорого.

Резюме формул

XVII; Коэффициент усиления при полном шунтировании катода и экрана:

$$A = g_m R_a$$

XVIII; Коэффициент усиление при не полном шунтировании катода и экранной сетки:

$$A' = g_m R_a \beta \gamma$$

Где,

β – потеря усиления от сопротивления в экранной сетке

γ – потеря усиления за счёт сопротивления в катоде

XIX; Внутреннее сопротивление экранной сетки:

$$r_{g2} = r_{A(\text{TRIODE})}(1+m)$$

Где,

$r_{A(\text{TRIODE})}$ - сопротивление анода триода включенном в соответствующих режимах

m – отношение I_a/I_{g2}

XX; Ослабление усиления за счёт не шунтированного резистора падения экрана

$$\beta = 1 - \frac{R_{g2}}{R_{g2} + r_{g2}}$$

XXI; Частота снижающаяся на -3дБ, за счёт частичного шунтирования экранного сопротивления

$$f = \frac{1}{2\pi C_{g2} R_{g2}'}$$

Где,

C_{g2} – конденсатор шунтирующий экран

$$R_{g2}' = R_{g2} \parallel r_{g2} = \frac{R_{g2} \cdot r_{g2}}{R_{g2} + r_{g2}}$$

XXII; Потеря в усилении от не шунтированного резистора смещения катода

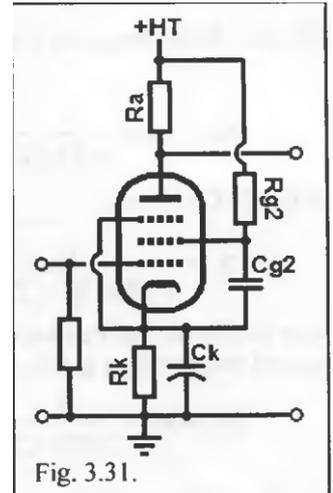
$$\gamma = \frac{1}{1 + g_m R_k \beta}$$

XXIII; Коэффициент усиления при полном шунтировании экрана и не шунтированным катодом

$$A_{(R_k \text{ unbypassed})} = \frac{g_m R_a}{1 + g_m R_k}$$

XXIV; Коэффициент усиления на любой частоте при полном шунтировании экранной сетки

$$A = g_m R_a \sqrt{\frac{1 + (2\pi f R_k C_k)^2}{(1 + g_m R_k)^2 + (2\pi f R_k C_k)^2}}$$



XXV; Получастота усиливающаяся при применении шунтирующего конденсатора катода

$$f_{(\text{half boost})} = \frac{1}{2\pi R_k C_k} \cdot \sqrt{1 + \frac{g_m R_k}{2 + \frac{1}{2} g_m R_k}}$$

Преобразованная формула для C_k

$$C_k = \frac{1}{2\pi f R_k} \cdot \sqrt{1 + \frac{g_m R_k}{2 + \frac{1}{2} g_m R_k}}$$

Где f является искомой половиной частоты повышающейся за счёт этого. Однако, если экранная сетка полностью шунтирована и при условии $g_m R_k < 3$, то можно упростить формулу:

$$f_{(\text{half boost})} \approx \frac{1}{2\pi f R_k C_k}$$

XXVI; Анодное выходное сопротивление, при условии что $r_A \gg R_a$

$$Z_{out} \approx R_a$$

XXVII; Общая входная ёмкость

$$C_{in} \approx C_{gk}$$

Где, C_{gk} это ёмкость катод-сетка и может быть дана в паспортных данных, просто как C_{in} . Если экранная сетка не шунтирована, то управляющая сетка не полностью защищена от эффекта Миллера. Рассчитать входную ёмкость становится гораздо сложнее, поэтому она может примерно быть оценена как C_{gk} умноженное на 10.

Во всех случаях все обозначения как на рисунке 3,31, g_m – крутизна характеристик пентода в рабочей точке. Все сопротивления в омах, ёмкости в фарадах.