

ЛИНЕЙНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Евгений Карпов

В статье анализируется возможность создания лампового линейного усилителя, не содержащего емкостей в цепях прохождения сигнала. Рассмотрены особенности работы таких усилителей и приведен один из вариантов его технической реализации.

Ламповые усилители скорее чудачество, чем необходимость, я вполне осознаю возможности современных технологий и элементной базы, но существует некое иррациональное очарование в мерцающих лампах и в их звуке...

Золотая мечта

Стремление многих разработчиков укоротить длину звукового тракта и уменьшить число элементов в нем вполне обоснованно и понятно, меньше элементов – меньше искажений. Ламповая схемотехника, вообще, довольно лаконична, и предоставляет благоприятное поле деятельности в этом направлении.

Так как саму лампу, как усилительный элемент, удалить невозможно, усилия разработчиков направлены на уменьшение числа пассивных элементов, через которые проходит звуковой сигнал.

Условно можно выделить два подхода к достижению этой цели. Первый из них - это полный отказ от использования резисторов и конденсаторов и использование исключительно трансформаторных связей. Несмотря на строгую завершенность таких схем и их внешнюю простоту, я усматриваю в них один существенный недостаток – сами согласующие трансформаторы. И вопрос здесь не столько в их стоимости, хотя это тоже немаловажно, а в том, что они сами являются существенно нелинейными элементами и их паразитные параметры искажают частотную и фазовую характеристику усилителя.

Мне кажется, что перспективнее менее радикальный подход – устранение из классических резистивных ламповых каскадов элемента, вызывающего наибольшие споры о влиянии на звук – разделительных и блокирующих емкостей. Собственно говоря, такие схемы известны давно [1], но схемотехника усилителей постоянного тока очень редко применяется в усилителях низкой частоты. Этому существует несколько объяснений. Говорить об усилителях, выполненных по структуре МДМ (модулятор – демодулятор), вообще не имеет смысла, так как в них дважды производится перенос спектра входного сигнала, что отнюдь не улучшает его качества. Другое дело - усилители прямого усиления, но и здесь возникает достаточно много проблем, связанных со стабилизацией режима по постоянному току и способами реализации цепей сдвига уровня.

Давайте теперь посмотрим на эти проблемы с «высот» наших теперешних знаний и с позиций использования такого усилителя в звуковом тракте. Так как нам нет необходимости усиливать постоянный ток и вполне достаточно иметь линейную частотную характеристику с $15\div 20\text{Hz}$, то проблема стабилизации режима по постоянному току практически снимается. Для этого достаточно охватить ламповую схему глубокой ООС по постоянному току. При выборе частоты среза этой ООС на уровне долей Герца [2] ее влиянием на звуковой сигнал можно пренебречь, а использование в этой цепи мало-мальски приличного операционного усилителя обеспечит на ее выходе «мертвый» ноль в состоянии покоя.

Более пристальное внимание следует уделить цепям сдвига уровня. Нас заведомо не устроят цепи, содержащие нелинейный элемент в цепи сигнала, например, стабилитрон или активный элемент (следует отметить, что таким элементам присущи и значительные собственные шумы). Более привлекательными с аудиофильских позиций выглядят варианты, где для смещения используется либо источник постоянной ЭДС (Рис. 1а), или линейный резистор и источник тока (Рис. 1б). Для удобства дальнейшего изложения назовем схему, показанную на рисунке 1б, каскадом с токовым смещением. Конечно, схема на рисунке 1а подкупает своей простотой и бескомпромиссностью, но очень неудобна в реализации. Кроме того, что величина напряжения смещения E_{bias} достигает сотен вольт, неудобно стабилизировать режим по постоянному току (хотя возможно).

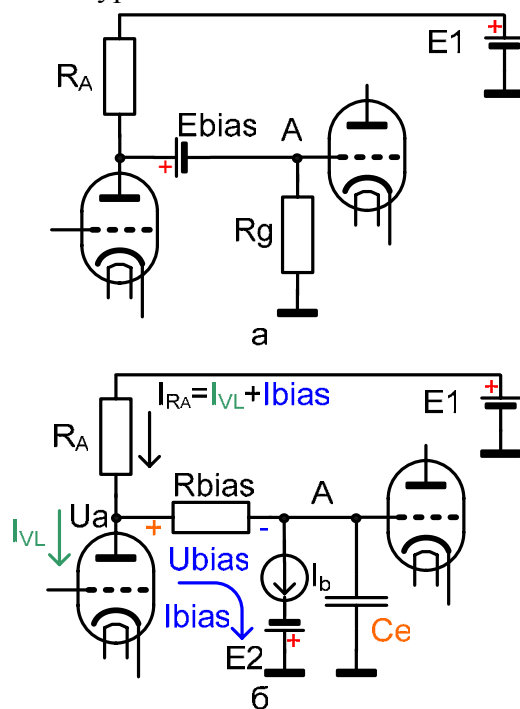


Рисунок 1

Схема, показанная на рисунке 1б, представляет для нас наибольший интерес. Цепь смещения работает следующим образом. Через резистор смещения R_{bias} протекает постоянный ток смещения I_{bias} , который определяется током источника тока I_b и не зависит от величины потенциалов на аноде первой лампы и в точке А. Соответственно, под действием этого тока на резисторе R_{bias} выделяется постоянное напряжение U_{bias} с полярностью, указанной на рисунке 1б. Совершенно очевидно, что потенциал в точке А (на сетке второй лампы) будет определяться разностью потенциалов $U_a - U_{bias}$. Фактически, резистор R_{bias} и источник тока I_b образуют регулируемый источник ЭДС с внутренним сопротивлением R_{bias} .

Теперь обратимся к эквивалентной схеме такого каскада по переменному току (Рис. 2а). Лампа на ней представлена как источник эквивалентной ЭДС $-\mu U_g$ с выходным сопротивлением r_i , а последующий каскад представлен как эквивалентная входная емкость C_e (в эту емкость также включена емкость монтажа и выходная емкость источника тока I_b). Сеточный резистор в этой схеме не требуется, его роль выполняет источник тока I_b . Из нее видно, что в цепи сигнала находится только линейный резистор R_{bias} , а источник тока смещения включен параллельно нагрузке и при надлежащем исполнении влияния на сигнал не оказывает (напомним уважаемым читателям, что источник тока имеет бесконечно большое сопротивление по переменному току, следовательно, ток сигнала через него не протекает.).

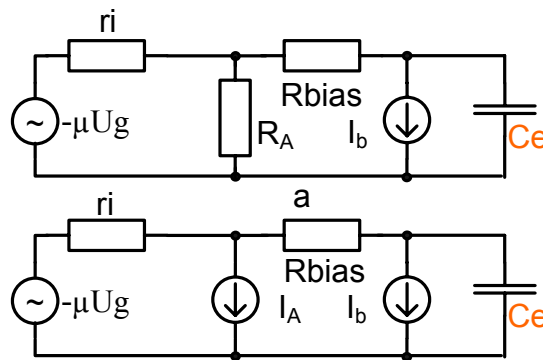


Рисунок 2

Но из этой же схемы достаточно ясно видны и недостатки такого решения. Так как сопротивление R_{bias} включено последовательно в цепь сигнала, то из-за наличия емкости C_e , естественно, образуется частотнозависимый делитель полезного сигнала. Это приводит к ограничению частотных свойств усилителя.

Для оценки влияния цепи смещения проведем более детальный анализ эквивалентной схемы; для большей наглядности целесообразно проводить сравнение с классическим резистивным каскадом. Для упрощения вычислений примем значение разделительной межкаскадной емкости равным бесконечности. Это никак не повлияет на результаты анализа в области средних и высших частот. Такое упрощение вполне соответствует реальности, так как влияние разделительных емкостей в указанном диапазоне частот пренебрежимо мало. Фактически, такой каскад в области средних и высших частот по своим свойствам полностью эквивалентен схеме, показанной на рисунке 1а.

Модуль коэффициента передачи такого резистивного каскада определяется выражением –

$$K = \frac{-\mu}{\sqrt{\left[1 + \frac{r_i}{R_A} + \frac{r_i}{r_L}\right]^2 + [r_i \cdot \omega \cdot C_e]^2}} \quad (1),$$

где r_L – эквивалентное активное сопротивление нагрузки каскада (фактически, $R_L = R_g$).

А модуль коэффициента передачи каскада с токовым смещением определится выражением –

$$K_b = \frac{-\mu}{\sqrt{\left[1 + \frac{r_i}{R_A}\right]^2 + \left[r_i \cdot \omega \cdot C_e + \left(\omega \cdot C_e \cdot \frac{r_i \cdot \omega \cdot C_e}{R_A}\right) \cdot R_{bias}\right]^2}} \quad (2).$$

Даже поверхностный взгляд на эти выражения позволяет сделать некоторые выводы: появление в знаменателе выражения (2) дополнительного частотнозависимого члена, зависящего от R_{bias} , подтверждает сделанные ранее выводы, что частотные свойства каскада хуже, а вот коэффициент передачи в области низких частот будет выше, в виду отсутствия r_L . Теперь выясним, на сколько ухудшатся частотные свойства.

Разделив выражение (2) на выражение (1), мы получим параметр Δk , характеризующий относительный коэффициент передачи каскада с токовым смещением –

$$\Delta k = \frac{\sqrt{\left[1 + \frac{r_i}{R_A} + \frac{r_i}{r_L}\right]^2 + [r_i \cdot \omega \cdot C_e]^2}}{\sqrt{\left[1 + \frac{r_i}{R_A}\right]^2 + \left[r_i \cdot \omega \cdot C_e + \left(\omega \cdot C_e \cdot \frac{r_i \cdot \omega \cdot C_e}{R_A}\right) \cdot R_{bias}\right]^2}} \quad (3).$$

Анализ этого выражения позволяет оценить влияние различных элементов эквивалентной схемы на параметры каскада. Как вы видите, выражение громоздкое, а его аналитический анализ еще более неудобоварим, поэтому я вам предложу только результаты анализа, причем не абстрактной схемы, а вполне реального каскада. На звание «типового» вполне может претендовать резистивный каскад на лампе 6Н8С. Полученные результаты с небольшой ошибкой можно распространить на каскады, реализованные на большинстве типов широко распространенных ламп.

Анализ проводился при следующих исходных данных – режим лампы был зафиксирован, то есть значения R_A и r_i не изменяются, величина r_L была выбрана достаточно произвольно и тоже зафиксирована, емкость C_e соответствует сумме входной емкости такого же каскада и паразитных емкостей монтажа и источника тока. Фактически, эти условия соответствуют реальному режиму работы, когда R_A и r_i выбираются, исходя из достижения максимальной линейности, а C_e - реальность жизни. Хотя если быть точным, Δk зависит от величины R_A и r_i , но в меньшей степени, чем от R_{bias} и C_e .

Численные значения параметров были выбраны следующие: $r_i=9k\Omega$, $R_A=20k\Omega$, $R_L=30 \cdot R_A$, $C_e=70pF$. График значения Δk , как функции от R_{bias} и ω , показан на рисунке 3. Величина R_{bias} изменяется от $20k\Omega$ до $200k\Omega$, а частота от 0 до $20kHz$ с шагом $1kHz$.

Какие же выводы можно сделать, анализируя график? Совершенно очевидно, основной проблемой при использовании каскада с токовым смещением является неудовлетворительная частотная характеристика. Из графика видно, что для получения приемлемой частотной характеристики необходимо уменьшать величину R_{bias} .

Но в реальном каскаде уменьшить величину R_{bias} менее некоторого значения проблематично. Это связано с тем, что уменьшение R_{bias} требует соответствующего увеличения тока смещения, ведь нам необходимо получить на нем вполне определенное падение напряжения. Вернувшись к рисунку 1а, мы видим, что через резистор R_A протекает сумма тока лампы I_{VL} и тока смещения I_{bias} , так как режим лампы зафиксирован, то увеличение тока смещения возможно только за счет повышения напряжения питания $E1$. Но здесь существует ограничение по максимальному напряжению на аноде лампы.

Например, лампа 6Н8С допускает напряжение на аноде $330V$ при выбранном режиме и величине тока через лампу около $4.7mA$, напряжение на ее аноде составляет около $180V$, соответственно на резисторе R_A падение напряжения составит: $R_A \cdot I_{VL} = 20k\Omega \cdot 4.7mA = 94V$, примем эту величину с некоторым запасом равной $110V$. Просуммировав эти два напряжения, мы получим минимальное значение напряжения $E1$ $110V + 180V = 290V$. Значит, мы имеем запас напряжения $330V - 290V = 40V$, это позволит нам пропустить через R_A дополнительный ток, равный $40V / 20k\Omega = 2mA$. Если мы хотим привести напряжение в точке А (Рис. 1) к нулю, то величина R_{bias} равна $180V / 2mA = 90k\Omega$. В этом случае соотношение $R_{bias} / R_A = 2.4$ и, посмотрев на график, мы можем оценить размеры наших проблем.

Абсолютные значения K_b нашего каскада, рассчитанные по соотношению (2), для нулевой частоты и частоты $20kHz$ соответственно равны 12.4 и 9.47 , что соответствует неравномерности

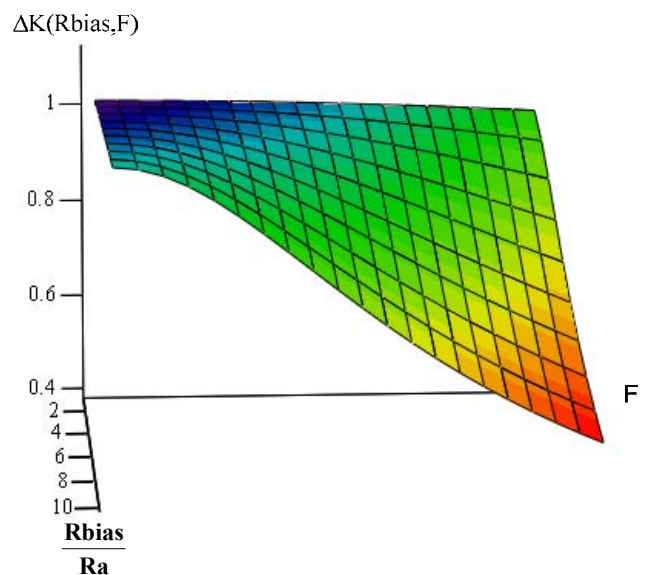


Рисунок 3

частотной характеристики -2.3dB . Конечно, с этим можно смириться, но для высококачественного линейного каскада это неприемлемо (*реальные параметры будут немного хуже, так как в соотношении (2) не учтена выходная емкость лампы*).

Хвост - морковкой!

Практически всегда, если только разработчик не наталкивается на ограничения, связанные с фундаментальными законами физики, существует масса лазеек, позволяющих обойти возникшие ограничения и решить поставленную задачу. Наша проблема не является исключением, можно наметить, как минимум, три пути ее решения. Они не равнозначны по получаемому положительному эффекту и по сложности реализации. Начнем с самого простого и самого плохого.

Большинство маломощных сигнальных ламп имеют сравнимые значения предельного анодного напряжения, отсюда следует простой вывод, что в таком каскаде целесообразно использовать лампы с достаточно высокой крутизной и небольшими рабочими токами.

На рисунке 4 показана зависимость ΔK от величины r_i (r_i изменяется в диапазоне $20\div 90\text{ k}\Omega$). Как вы видите, ΔK зависит от r_i значительно меньше, чем от R_{bias} , но такой подход существенно уменьшает круг пригодных ламп, и зачастую приводит к уменьшению абсолютного значения усиления и линейности за счет неоптимального соотношения R_A и r_i .

Более перспективно выглядит следующий путь: это уменьшение величины эквивалентной емкости C_e . Влияние ее на частотную характеристику каскада очевидно (Рис.2а). Кроме конструктивных мер - снижения монтажной емкости, целесообразно всячески снижать входную емкость следующего каскада. Очень значительный вклад в эквивалентную емкость вносит Миллеровская емкость следующего каскада. Для ее уменьшения второй каскад можно выполнить на пентоде или использовать катодный повторитель.

Если вернуться к рассмотренному выше примеру, то использование катодного повторителя снизит величину C_e приблизительно до 25pF . В этом случае каскад будет иметь следующие параметры – $K_b|_{F=0} = 12.41$, $K_b|_{F=20\text{ kHz}} = 11.88$, неравномерность частотной характеристики -0.38dB . Как видите, параметры каскада существенно улучшились. Никто нам не запрещает воспользоваться обоими решениями одновременно.

Теперь перейдем к наиболее эффективному, но и наиболее сложному решению проблемы. Перед этим я хочу напомнить читателю о поставленной цели – исключить из цепи сигнала переходные и блокирующие емкости и по возможности укоротить тракт. Это совсем не означает, что я стремлюсь уменьшить общее число компонентов в усилителе. В качестве лирического отступления хочу заметить, что пуристский подход, заключающийся в бездумной минимизации общего числа элементов, мягко говоря, бесперспективен.

Итак, если проанализировать все вышесказанное, то можно сделать вывод, что первоисточником проблем с частотной характеристикой каскада с токовым смещением является противоречие между выбором режима работы каскада по постоянному и переменному току (*смотрите первый пример*). Линейный резистор R_A в цепи анода лампы жестко связывает оба режима между собой, а требования к величине R_A с точки зрения получения максимального усиления и минимизации влияния цепи смещения - противоположны. Если мы сможем устанавливать оба режима независимо, то противоречие исчезнет, и мы сможем получить частотную характеристику каскада с токовой связью, приближающуюся к характеристике обычного резистивного каскада. Такую возможность дает схема, показанная на рисунке 5.

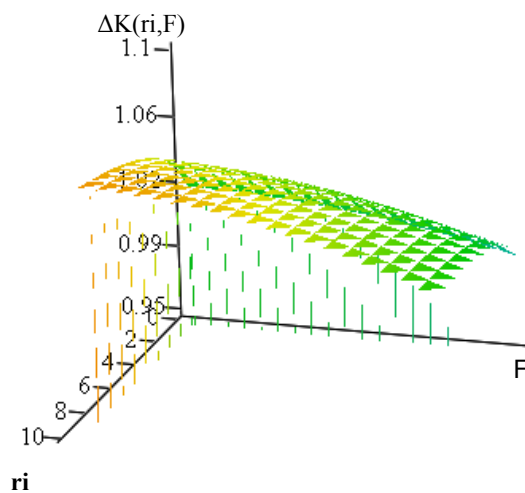


Рисунок 4

Так как через источник тока I_A переменная составляющая тока лампы не протекает, то режимы лампы по переменному и постоянному току становятся независимыми.

Теперь ток источника тока I_A можно установить любой величины и, следовательно, обеспечить нужный ток через лампу I_{VL} при любом значении R_{bias} без существенного увеличения напряжения питания $E1$ (его все-таки придется немного увеличить для обеспечения нормального режима работы источника тока).

Определим максимально допустимую величину R_{bias} в зависимости от желаемой частотной характеристики. Для большей наглядности упростим эквивалентную схему каскада (Рис. 6). Как вы видите, все свелось к простейшей RC цепи первого порядка, ее частотная характеристика определяется одним полюсом на ЛАЧХ (Логарифмическая Амплитудно Частотная Характеристика) [3]. Задавшись расположением полюса (частотой среза), можно легко вычислить величину R_{bias} из соотношения

$$R_{bias} \leq \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C_e} - r_i \quad (4),$$

где f – частота среза.

Для правильной передачи фронтов звукового сигнала достаточно задать частоту среза f порядка 100kHz.

Для каскада с токовым смещением, показанного на рисунке 5, модуль коэффициента передачи определится выражением -

$$K_b = \frac{-\mu}{\sqrt{1 + [\omega \cdot C_e \cdot (r_i + R_{bias})]^2}} \quad (5).$$

Для подтверждения целесообразности использования такой схемы рассчитаем параметры каскада с двумя источниками тока на лампе 6Н8С. Будем использовать тот же режим лампы, что и в первом примере. Сначала определим допустимую величину R_{bias} по формуле (4) –

$$R_{bias} \leq \frac{1}{2 \times \pi \times 100 \cdot 10^3 \times 70 \cdot 10^{-12}} - 9 \cdot 10^3 = 1.374 \cdot 10^4 \Omega$$

Примем ближайшее стандартное значение - $R_{bias}=15k\Omega$ и вычислим абсолютные значения K_b каскада по соотношению (5) для нулевой частоты и частоты 20kHz. Они будут соответственно равны 18 и 17.61, это соответствует неравномерности частотной характеристики -0.189dB.

Для получения необходимого напряжения смещения (для приведения напряжения в точке А к нулю), ток через резистор R_{bias} должен быть равен $180V/15k\Omega=12mA$. Следовательно, ток источника тока I_A должен быть равен сумме тока лампы и тока смещения – $4.7mA+12mA=16.7mA$.

Как вы видите, параметры существенно лучше, чем у каскада с классической схемой токового смещения, кроме того, он превосходит обыкновенный резистивный каскад по модулю коэффициента передачи и линейности.

Теперь есть смысл вернуться к вопросу использования катодного повторителя в качестве последующего каскада. Существует несколько достаточно веских оснований для выбора такого решения.

Во-первых, целесообразно все равно стремиться снизить емкость C_e . При той же величине R_{bias} можно расширить частотную полосу каскада или увеличить величину R_{bias} , сохраняя заданную полосу. Второй момент более важен (расширять частотную полосу более 100÷150kHz для аудио усилителей не имеет особого смысла): увеличение сопротивления R_{bias} соответственно сопровождается снижением тока смещения, это упрощает подбор компонентов для источника тока и снижает потребляемую каскадом мощность.

Во-вторых, применение катодного повторителя гарантирует максимальную линейность каскада в широкой полосе частот. Мы не будем здесь подробно касаться этого вопроса, так как он достаточно подробно рассмотрен в другой статье [4].

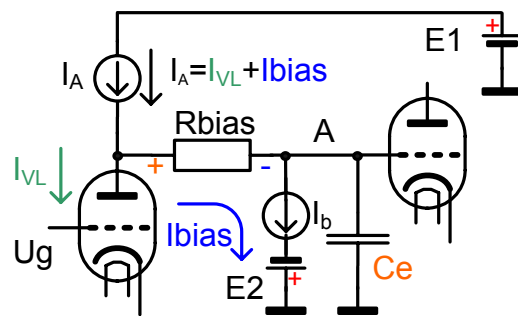


Рисунок 5

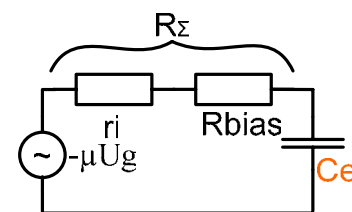


Рисунок 6

В-третьих, катодный повторитель увеличивает нагрузочную способность каскада, что расширяет его функциональные возможности.

Вопросы технической реализации

Конечно, центральным моментом при воплощения схемы в «железо» является способ реализации источников тока. Основные требования к источникам тока можно определить очень кратко: это высокая стабильность тока при большой амплитуде переменной составляющей напряжения на них в широкой полосе частот. Немаловажным моментом является и их сложность.

Вопрос реализации качественного источника тока и его влияние на сигнал уже неоднократно рассматривался в разных статьях [4], [5]. Поэтому мы даже не будем рассматривать реализацию ламповых вариантов схемы и сразу оговорим, что будем использовать каскодные варианты транзисторных источников тока.

При пристальном разглядывании схемы на рисунке 5 прямо напрашивается техническое решение с двумя токовыми зеркалами (Рис.7).

Работа схемы ясна из рисунка, резистор R_{IA} задает суммарный ток лампы и смещения, резистор R_{Ib} – ток смещения. Регулируя величину тока нижнего источника тока, мы можем установить в точке «А» нужное напряжение. Схема не содержит каких-либо обратных связей и может усиливать сигнал нулевой частоты. При использовании согласованных пар транзисторов (VT1, VT3 и VT5, VT6) обеспечивается достаточно высокая кратковременная стабильность нулевого уровня напряжения в точке «А».

Но, конечно, долговременную стабильность схема не может обеспечить, дрейф параметров лампы будет приводить к дрейфу нулевого уровня. Путь решения этого вопроса предложен в начале статьи, это охват каскада (или нескольких каскадов) отдельной петлей отрицательной обратной связи (ООС) по постоянному току стабилизирующей, допустим, нулевой потенциал (в принципе, это может быть любой потенциал) на выходе каскада.

Абсолютно правильная работа схемы достигается, если на постоянном токе выполняется условие –

$$I_{VL} = I_A - I_{bias} = \text{const} \quad (7).$$

Это означает, что при регулировке уровня смещения режим лампы не изменяется, соответственно необходимо, чтобы оба источника тока были управляемыми. Хотя превратить источники тока, показанные на рисунке 7, в управляемые очень просто (достаточно токозадающие резисторы R_{IA} и R_{Ib} отключить от нулевого потенциала и подключить к выходу усилителя ошибки цепи ООС), это приводит к усложнению схемы цепи ООС. Связано это с тем, что их токи имеют разное значение и токовые зеркала могут питаться от источников с разным напряжением. В этом случае для выполнения условия (7) управляющие напряжения, поступающие на резисторы R_{IA} и R_{Ib} , должны иметь разные значения, что приводит к необходимости введения дополнительного масштабирующего усилителя. Кроме того, источники питания должны быть хорошо стабилизированы.

Поэтому, в большинстве случаев непосредственная реализация такой схемы не оправдана.

Без особого ущерба для качественных показателей схему можно упростить. Вполне достаточно сделать управляемым только один источник тока, причем управляемым может быть как источник тока в анодной цепи, так и источник тока смещения. При любом варианте итог будет один – потенциал покоя точки «А» будет стабильным, но влияние системы стабилизации на статический режим усилительной лампы будет разным.

Вариант схемы с управляемым источником тока смещения показан на рисунке 8.

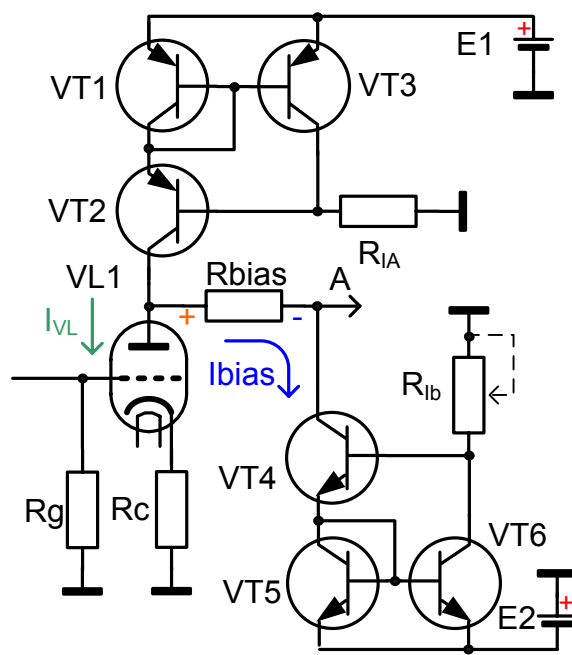


Рисунок 7

Анодный источник выполнен по более простой схеме, так как уже не требуется высокая температурная стабильность, также значительно снижаются требования к стабильности источников питания. Хотя схема источника тока смещения не изменилась, требования к идентичности транзисторов токового зеркала значительно мягче (*фактически, можно использовать два однотипных транзистора*). Управляется он током I_c , поступающим с системы стабилизации по постоянному току (*естественно, через цепи согласования уровней*).

Теперь оценим, какое влияние на режим работы лампы оказывает система стабилизации. Управляемый источник тока совместно с резистором R_{bias} можно рассматривать как усилительный каскад. Его входным сигналом является ток управления I_c , а выходным – напряжение в точке «А». Упрощенно можно считать, что $I_{bias} \approx I_c$ и коэффициент передачи от входа к выходу будет равен –

$$S \approx \frac{\Delta U_A}{\Delta I_c} = \frac{\Delta U_A}{\Delta I_{bias}} = R_{bias} \quad (8),$$

где ΔU_A – приращение потенциала в точке «А».

С физической точки зрения полученный параметр можно определить как крутизну регулирования потенциала в точке «А» и выразить как V/A .

Что из этого следует?

То, что степень влияния системы стабилизации в этом случае обратно пропорциональна величине R_{bias} (*это еще один довод в пользу целесообразности использования катодного повторителя*). Поясню это на примере: из расчета каскада с токовым смещением мы приняли величину R_{bias} , равную $15k\Omega$. Допустим, напряжение на аноде лампы увеличилось на $1V$, из соотношения 8 следует, что для компенсации этого напряжения ток I_c должен измениться на –

$$\Delta I_c \approx \frac{\Delta U_A}{S} = \frac{\Delta U_A}{R_{bias}} = \frac{1}{15 \cdot 10^3} = 6.7 \cdot 10^{-5} (A) .$$

Соответственно, на такую же величину уменьшится ток лампы. Также можно сказать, что крутизна регулирования равна $15000V/A$. Как вы видите, изменение весьма незначительное. В реальных условиях (*дрейф параметров элементов, замена лампы*) изменение напряжение на аноде лампы составляет десятки вольт, при этом ток лампы изменится на доли миллиампера. При достаточно больших токах лампы это не существенно влияет на ее режим и можно считать, что точка покоя лампы характеризуется постоянным током анода.

Теперь рассмотрим, что будет происходить, если регулировать ток источника тока, находящегося в аноде лампы. В этом случае можно считать, что приращение потенциала анода лампы приблизительно равно приращению потенциала в точке «А», то есть - $\Delta U_p \approx \Delta U_A$. Тогда крутизна регулирования будет равна –

$$S \approx \frac{\Delta U_A}{\Delta I_c} = \frac{\Delta U_p}{\Delta I_p} = r_i \quad (9),$$

где ΔI_p – приращение тока анода лампы.

Для выбранного нами режима работы лампы величина S будет равна $9000V/A$. Сравнив полученные значения величины S , видно, что регулирование по анодной цепи будет приводить к большему изменению тока лампы и, следовательно, ее режима (*хотя величины сравнимы*). Но есть еще одно важное отличие. Так как ток I_{bias} фиксирован, то и падение напряжения на резисторе R_{bias} – фиксировано. Для стабилизации потенциала покоя в точке «А» необходимо стабилизировать потенциал покоя на аноде лампы. Следовательно, рабочая точка лампы в режиме покоя будет характеризоваться приблизительно постоянным анодным напряжением.

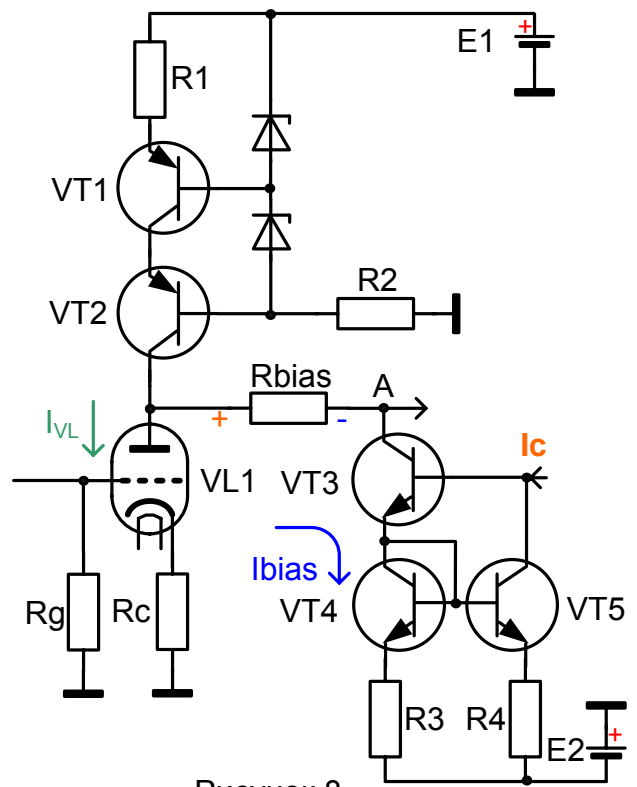


Рисунок 8

Сказать однозначно, какой из вариантов стабилизации режима лучше, невозможно - оба хороши. Выбор конкретного варианта стабилизации зависит от типа используемой лампы, ее режима и поставленных задач при проектировании каскада.

Хочу напомнить читателям, что разговор идет о статическом режиме лампы, динамический режим работы лампы, в обоих случаях, одинаков и соответствует работе лампы с постоянным током анода. Следует также отметить, что использованные методы расчета не учитывают всех параметров схемы, например, зависимости параметров лампы от ее тока, тока баз транзисторов и дополнительных цепей, но они дают достаточную точность для инженерной практики.

В заключение этого раздела следует коснуться вопроса источников питания такого каскада. Для уменьшения влияния первичной сети на параметры усилителя целесообразно стабилизировать оба напряжения питания (*это целесообразно делать всегда и для любых каскадов*). Долговременная стабильность напряжений питания здесь особого значения не имеет, так как будет скомпенсирована системой стабилизации режима. Но пульсации и шумы источников питания цепью ООС по постоянному току компенсироваться не будут, и тут следует руководствоваться общими требованиями к источникам питания предварительных усилителей. Хотя есть ряд особенностей. Более жесткие требования по уровню пульсаций и шумов предъявляются к источнику питания, в цепи которого находится регулируемый источник тока. Источник питания, в цепи которого находится нерегулируемый стабилизатор тока, может иметь значительно большие пульсации, так как они будут им эффективно подавлены.

Как показала практика, вполне достаточно использовать простые параметрические стабилизаторы, например, высоковольтные стабилитроны, зашунтированные емкостью $10 \div 20 \mu\text{F}$.

Схема усилителя

Полная принципиальная схема усилителя показана на рисунке 9. Функционально эта схема полностью тождественна схеме, показанной на рисунке 8, и только дополнена цепями ООС по постоянному току и выходным катодным повторителем. На первый взгляд схема кажется громоздкой, но этот недостаток полностью окупается высокой стабильностью работы усилителя, высокой линейностью и автоматической установкой режима работы.

Усилитель имеет следующие параметры:

Коэффициент усиления	20;
Входное сопротивление	470k Ω ;
Выходное сопротивление	350 Ω ;
Коэффициент гармоник (размах выходного напряжения - 2.8V)	0.053%;
Коэффициент гармоник (размах выходного напряжения – 77.5V)	0.68%;
Уровень шума (не взвешенный, закороченный вход)	-90dB;
Неравномерность частотной характеристики (20÷100000Hz)	1.2dB;
Напряжение питания	+200V, -100V, +6.3V;
Потребляемый ток	+24mA, -21mA, +0.6A,

Так как работа каскада с токовым смещением достаточно подробно рассматривалась выше, коснемся более подробно схемотехнической реализации добавленных узлов.

Стабилизация «нуля» на выходе усилителя осуществляется астатической замкнутой следящей системой. Первое звено реализовано на RC цепочке R16 и C7, второе звено - это интегратор на операционном усилителе (ОУ) DA1. Регулирующим элементом является управляемый источник тока на транзисторах VT3÷VT5, в данном случае, можно считать, что это безинерционное звено. Транзистор VT8 служит для согласования уровней и попутно повышает величину петлевого усиления в цепи ООС. Диоды VD7, VD9 защищают вход ОУ от повышенного напряжения при переходных процессах.

Для полного исключения влияния системы стабилизации на сигнал в области низких частот она сделана очень низкочастотной – время отклика системы составляет сотни миллисекунд. Но это практически не сказывается на качестве стабилизации «нуля», так как постоянные времени дрейфа параметров элементов на несколько порядков больше.

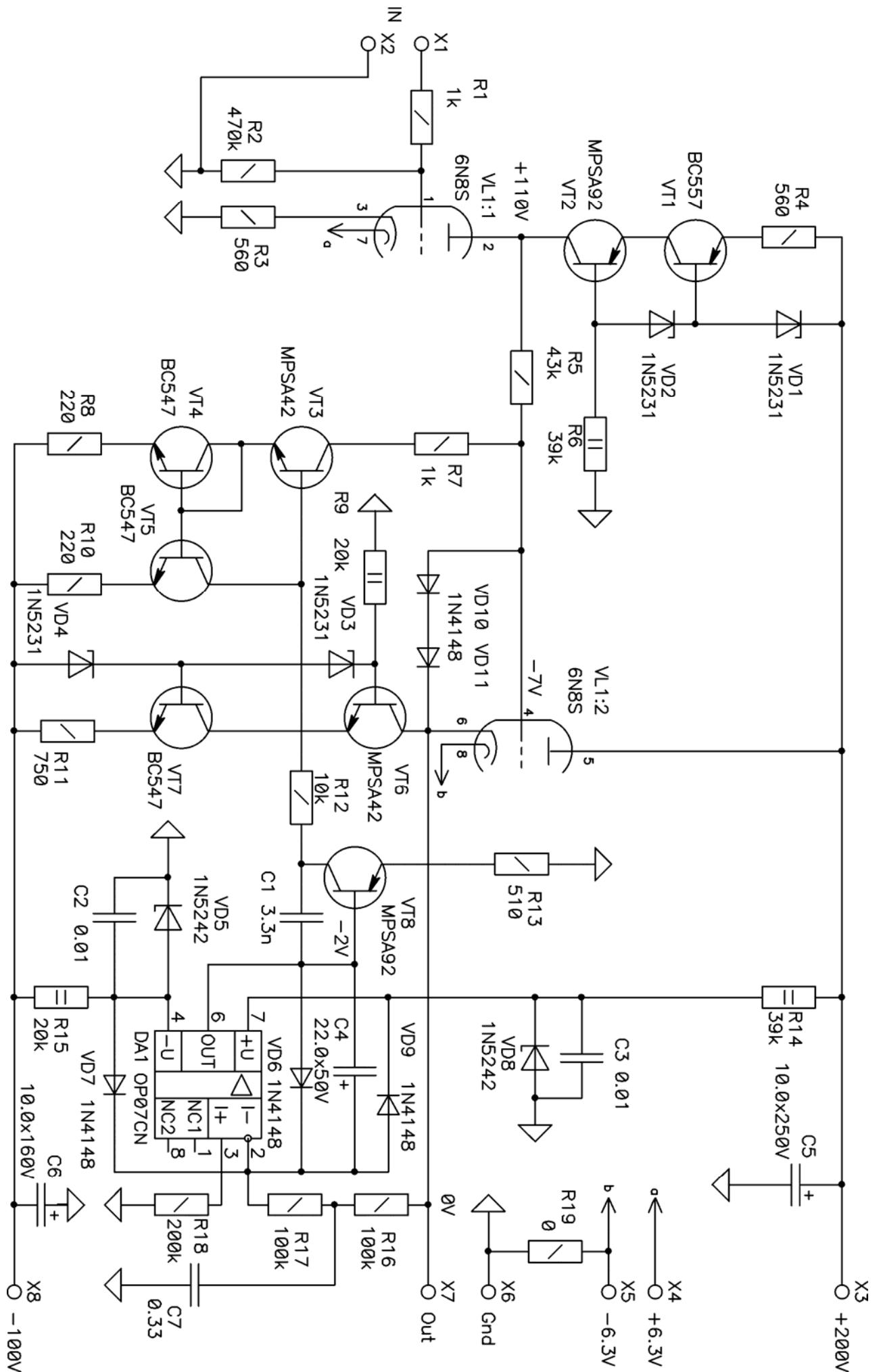


Рисунок 9

В выходном катодном повторителе вместо резистора в цепи катода используется каскодный источник тока на транзисторах VT6, VT7. Это способствует повышению линейности схемы при значительном размахе выходного напряжения.

Измерение параметров усилителя подтвердило сделанные ранее предположения, что цепи смещения уровня не оказывают влияния на спектр выходного сигнала. На рисунках 10 и 11 показан спектр выходного сигнала при малом и большем размахе выходного напряжения соответствен-

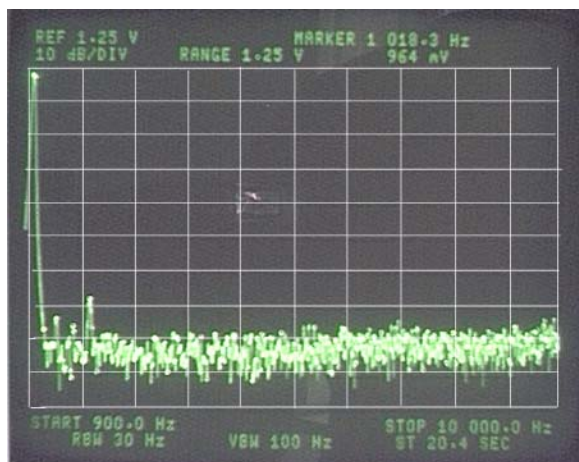


Рисунок 10

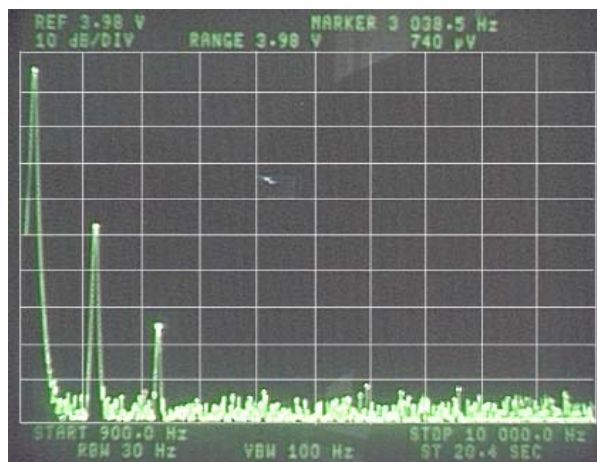


Рисунок 11

но, а на рисунке 12 - АЧХ усилителя. При снятии параметров усилитель питался от простейшего параметрического стабилизатора, реализованного на трех последовательно включенных стабилитронах типа Д817Г.

Как вы видите, спектр выходного напряжения усилителя имеет типично «ламповый» вид - отсутствуют гармоники высших порядков, а низшие гармоники быстро затухают.

Никаких особых требований по монтажу усилителя нет, следует придерживаться общих правил. Конечно, желательно использовать печатную плату в виду наличия большого числа дискретных компонентов. Если вы еще раз посмотрите на схему, то увидите, что непосредственно в цепи сигнала находятся только три резистора – R1, R3, R5. Все остальные компоненты находятся вне цепи сигнала, и никаких особых требований к ним не предъявляется. Вполне подойдут резисторы с 5% разбросом номинала, а емкости - с 20% разбросом. Операционный усилитель желательно использовать с малым напряжением смещения, а конденсатор С4 с минимальным током утечки (*лучше использовать керамическую или пленочную емкость*). Транзисторы VT2 и VT6 имеют довольно тяжелый тепловой режим, для облегчения их «жизни» они снабжены небольшими радиаторами (использовать более мощные транзисторы нежелательно из-за повышенных значений выходной емкости). Радиаторы изготовлен из медной ленты толщиной 0.3мм и имеют вид флажка. Полоску ленты шириной 5÷6мм и длиной 20÷25мм перегибают приблизительно по середине, вокруг корпуса транзистора и тщательно обжимают пинцетом. В получившуюся обойму любым теплопроводным клеем клеивают транзистор.

При правильной сборке и исправных компонентах усилитель не требует налаживания. Для контроля правильности функционирования усилителя следует проверить напряжения - на аноде первой лампы (допустимый разброс $\pm 10\%$), на сетке второй лампы (допустимый разброс $\pm 10\%$) и на выходе. При наличии соответствующего оборудования можно подстроить режим лампы VL1:1 по минимуму нелинейности, изменяя величину резистора R3.

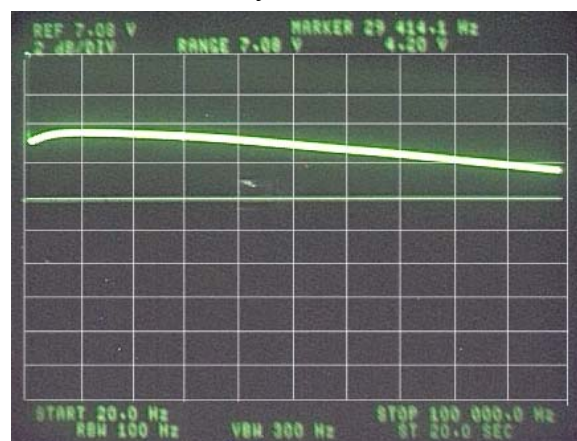


Рисунок 12

Модернизация и использование

Первым делом, рассмотрим возможности замены компонентов. Лампы 6Н8С без каких-либо значительных изменений в номиналах элементов (*возможно, придется подобрать резистор R3 для получения желаемого потенциала на аноде лампы VL1:1*) можно заменить на лампы 6Н1П, 6Н23П, 6Н6П. Все они звучат немного по-разному (*конечно, если полный звуковой тракт позволит вам это услышать*), и выбор одной из них вопрос скорее субъективный, чем технический.

Варианты замены полупроводниковых элементов без всякого ущерба для качества работы схемы приведены в таблице ниже.

Используемый элемент	Замена
BC557C	КТ3107Д, Ж
MPSA92	ZTX757
MPSA42	2N6517
BC547C	BC547B, КТ3102Б÷Е
Стабилитроны серии 2N52xx	Стабилитроны серии VZX, Стабилитроны серии КСxxx с номинальным током стабилизации 4÷5mA.
1N4148	КД521А

Наибольшие проблемы вызывает замена высоковольтных транзисторов. Можно попробовать использовать транзисторы типа 2Т505 и 2Т504, но это может привести к ухудшению частотной характеристики усилителя.

Если вы предполагаете использовать усилитель при относительно малом размахе выходного напряжения (4÷5V), то схему можно немного упростить. Без особого ухудшения линейности можно заменить источник тока в цепи катода лампы VL1:2 на резистор сопротивлением 18kΩ и мощностью 2W.

Особый вопрос - это получение нужного коэффициента передачи схемы. Естественно, коэффициент усиления зависит от примененной лампы, но это очень грубая подстройка, также нежелательно использовать резистивные делители на входе схемы, в общем случае, это ухудшает отношение сигнал – шум. Совершенно естественно напрашивается введение ООС по переменному току. Хотя никаких технических проблем это не вызывает, здесь необходим взвешенный подход. Связано это с эффектом расширения спектра при введении ООС по переменному току. Этот вопрос уже длительное время муссируется в литературе [6, 7], но однозначного ответа на вопрос, какая же глубина ООС допустима - нет.

В первую очередь это связано с тем, что степень проявления этого эффекта сильно зависит от особенностей характеристик лампы (то есть, от ее типа) и от ее режима работы. Мы не будем здесь углубляться в этот вопрос, это тема отдельного серьезного разговора, но наглядный пример его существования я приведу.

На рисунке 13 показан спектр выходного сигнала при введении ООС глубиной около -16dB. Размах выходного сигнала равен 77V (*к сожалению, при малых выходных уровнях зарегистрировать изменение спектра не удастся, то есть уровни высших гармоник лежат ниже порога в -110dB*). Теперь сравним спектр выходного сигнала усилителя того же размаха, но без цепи ООС (Рис. 11). Вторая гармоника действительно уменьшилась, третья гармоника практически не изменилась, зато появилась явно различимая четвертая гармоника, пятая гармоника также немного возросла.

Конечно, этот пример несколько утрирован – в предварительных каскадах такой уровень выходного напряжения не нужен, а при уровнях выходного напряжения в несколько вольт расширение спектра себя не обнаруживает (*на слух также*), в драйверных каскадах, где требуется большой размах выходного напряжения, нет необходимости вводить ООС. Так что выбор, использовать ООС или нет и какой глубины - остается за вами.

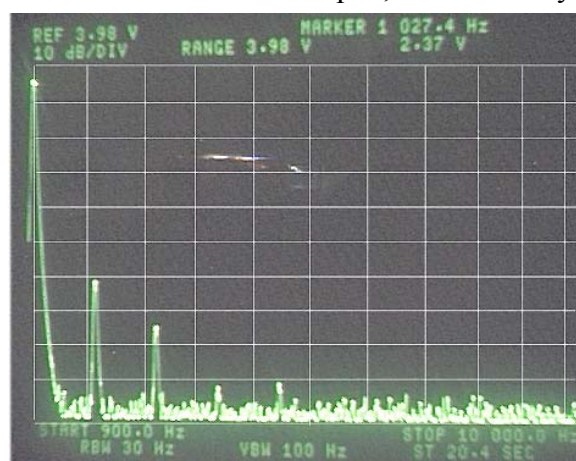


Рисунок 13

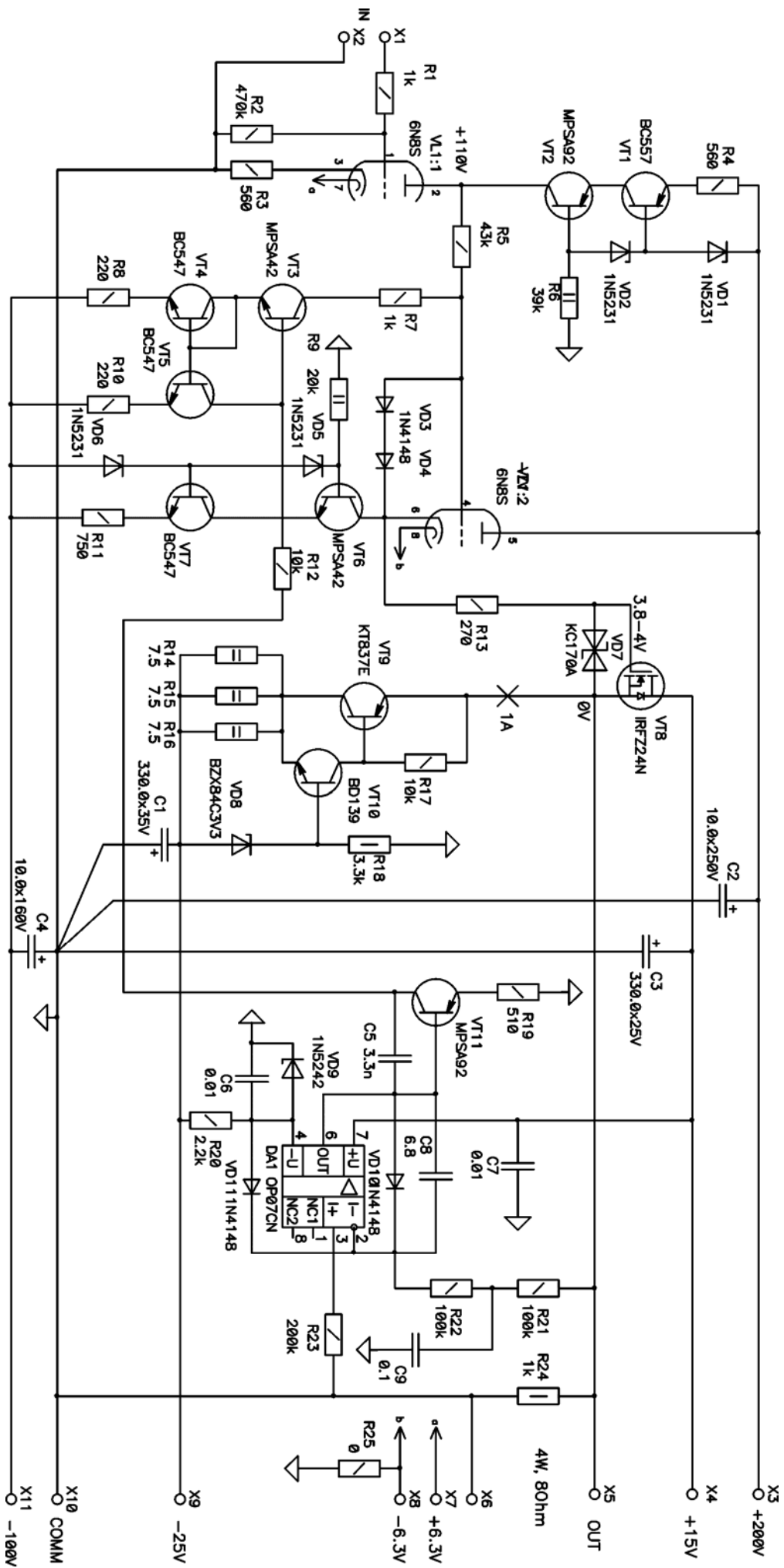


Рисунок 14

Как ввести в усилитель параллельную ООС по переменному показано на рисунке 15. Предполагается, что выходное сопротивление источника сигнала значительно меньше, чем сопротивление резистора R1 (как правило, это условие выполняется) и его можно не учитывать. Значительно увеличивать сопротивление резистора R1 не следует, это соответственно повлечет увеличение сопротивления резистора R20, что может привести к искажению АЧХ усилителя за счет действия паразитных емкостей.

Теперь рассмотрим некоторые варианты использования линейного усилителя.

Первоначально предполагалось использовать эту схему как линейный нормирующий усилитель, имеющий возможность работать на достаточно длинный межблочный кабель. В дальнейшем на базе этого каскада (фактически, он используется как базовое усилительное звено) был создан универсальный предварительный усилитель. Но достаточно высокая линейность при большом размахе выходного напряжения и низкое выходное сопротивление позволяет использовать эту схему как эффективный драйвер для гибридных и ламповых схем.

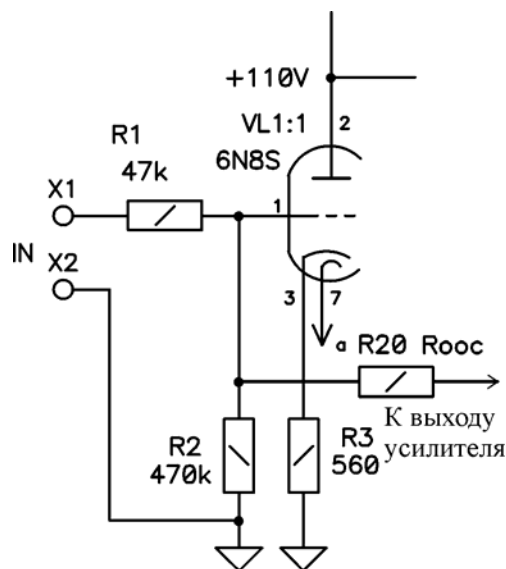


Рисунок 15

На рисунке 14 приведена схема однотактного гибридного усилителя без разделительных емкостей в цепи сигнала. В качестве усилительного и драйверного каскада используется описанная выше схема, а выходной каскад позаимствован от гибридного усилителя, описанного в статье [8]. Так как теперь необходимо стабилизировать нулевой потенциал на выходе силового каскада, цепь обратной связи по постоянному току немного изменена – увеличена скорость отклика цепи ООС и, естественно, перенесен ее вход. Максимальная выходная мощность (порядка 4÷5W) достигается при напряжении на входе около $0.35V_{RMS}$. При правильной сборке схема не требует наладки – режимы по постоянному току устанавливаются автоматически (при повторении схемы следует уделить внимание тепловому режиму выходных транзисторов и снабдить их развитыми теплоотводами).

При использовании указанного ОУ постоянный потенциал на выходе усилителя не превышает 10÷12mV без использования дополнительных мер. Если вы считаете, что это слишком много, то необходимо воспользоваться его входами балансировки.

Усилитель стабильно работает и обладает мягким, теплым звуком.

Выходной каскад не обязательно должен быть однотактным, на рисунке 16 показано подключение к линейному усилителю двухтактного выходного каскада. Цепь из элементов VT1 и R1÷R3 задает смещение на затворах выходных транзисторов и, соответственно, режим работы выходного каскада, также она служит для термокомпенсации тока покоя выходного каскада. Резистор в цепи затвора VT3 является не только антипаразитным, но и выравнивает входные импедансы выходных транзисторов. При использовании блокировочной емкости C необходимо включить такой же резистор и в цепь затвора VT4. Вход цепи ООС по постоянному току подключается к выходу усилителя (как в предыдущей схеме), также необходимо защитить затворы транзисторов от перенапряжений. При использовании в качестве выходных транзисторов типа IRF532 и IRF9532 номиналы резисторов следующие – R=680Ω, R1=10kΩ, R2=1kΩ, R3=820Ω. Транзистор VT1 может быть любым маломощным.

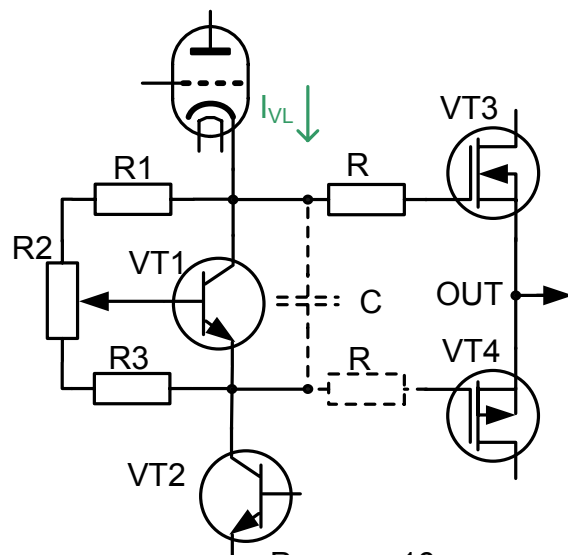


Рисунок 16

Выходной каскад может работать как в классе «А», так и в классе «АВ». Выходная мощность такого усилителя может достигать десятков ватт, в принципе, возможно использование в выходном каскаде и биполярных транзисторов.

На рисунке 17 показан пример реализации однотактного лампового усилителя с гальваническими связями. Схема линейного усилителя в своей основе не претерпела изменений, основные изменения коснулись цепи ООС по постоянному току. Теперь задачей цепи ООС является не стабилизация выходного напряжения на выходе, а стабилизация тока покоя выходного каскада. В большинстве случаев именно выходной каскад определяет линейность усилителя и наиболее чувствителен к изменению режима по постоянному току. Предварительные каскады менее чувствительны к изменению режима, особенно при использовании достаточно высокого анодного напряжения и ламп с широким раскрытием характеристик.

Датчиком тока выходного каскада является резистор R25, напряжение на этом резисторе (*пропорциональное току*) сравнивается с напряжением задания, поступающего с подстроечного резистора R22. Сигнал ошибки усиливается и после согласования уровней поступает на исполнительный элемент – управляемый источник тока на транзисторах VT1÷VT3. Здесь также используется система регулирования второго порядка, ее частотные характеристики определяются интегратором, выполненном на ОУ DA1, и RC цепочкой - R10, C1. В данном случае сказать, что лампа VL1:1 работает при постоянном токе или постоянном анодном напряжении нельзя, при регулировании тока покоя выходного каскада будет изменяться и ток через лампу, и напряжение на ее аноде. Но благодаря значительной крутизне регулирования, изменение режима лампы столь незначительно, что никак не сказывается на сигнале, например, при изменении анодного питания выходного каскада на десятки вольт, напряжение на аноде VL1:1 изменяется всего на несколько вольт. Конечно, этого можно избежать, если регулировать источник тока смещения. Но тогда сложно обеспечить плавное нарастание тока выходного каскада, в примененной схеме, задержки в цепи ООС играют положительную роль и «естественным образом» обеспечивается плавное нарастание тока покоя. Фактически, пока емкость C1 не зарядится до напряжения $\approx 1.2V$, источник тока выключен и все лампы будут заперты (*чтобы обеспечить этот режим в любых ситуациях, целесообразно принудительно разряжать емкость при снижении анодного напряжения ниже заданного порога*).

Выходной каскад усилителя - классический и никаких особенностей не имеет, в нем использованы лампы 6П14П, они привлекательны высоким значением μ и хорошей линейностью в триодном включении. Усилитель может обеспечить на выходе мощность порядка 3 ватт при коэффициенте гармоник 3÷4%. Спектр искажений в выходном сигнале типичный для однотактных ламповых схем: в основном, присутствует вторая и третья гармоника. Частотные свойства усилителя определяются параметрами примененного выходного трансформатора.

В общем, параметры усилителя не являются выдающимися, и эту схему надо скорее рассматривать, как пример использования каскада с токовым смещением или лампового усилителя с гальваническими межкаскадными связями, чем как руководство к действию.

Для желающих повторить эту схему сделаю еще несколько замечаний:

Выходные лампы надо подобрать по параметрам, в небольших пределах можно подстраивать режим выходных ламп, изменяя сопротивления R24, R27 в их катодах (*их основное назначение – контроль тока лампы*).

Хотя усилитель мало чувствителен к изменению напряжений питания, их все равно желательно стабилизировать. Выходные лампы работают в режиме, близком к предельному, поэтому повышение анодного напряжения приводит к превышению допустимых рабочих режимов, а понижение – к снижению выходной мощности.

И последнее, я не рекомендую повторять эту схему любителям, не имеющим достаточного опыта. Так как все каскады усилителя охвачены общей ООС по постоянному току, то ошибка в монтаже или неисправность одного элемента могут привести к полной неработоспособности схемы, и выявить причину отказа может быть достаточно сложно.

Заключение

Использование каскада с токовым смещением дает реальную возможность исключить из ламповых схем разделительные емкости и укоротить общую длину звукового тракта. Следует отметить, что использование таких каскадов значительно упрощает создание многоламповых, гальванически связанных усилителей и расширяет номенклатуру пригодных для применения в них ламп. Также нет необходимости использовать очень высокие анодные напряжения.

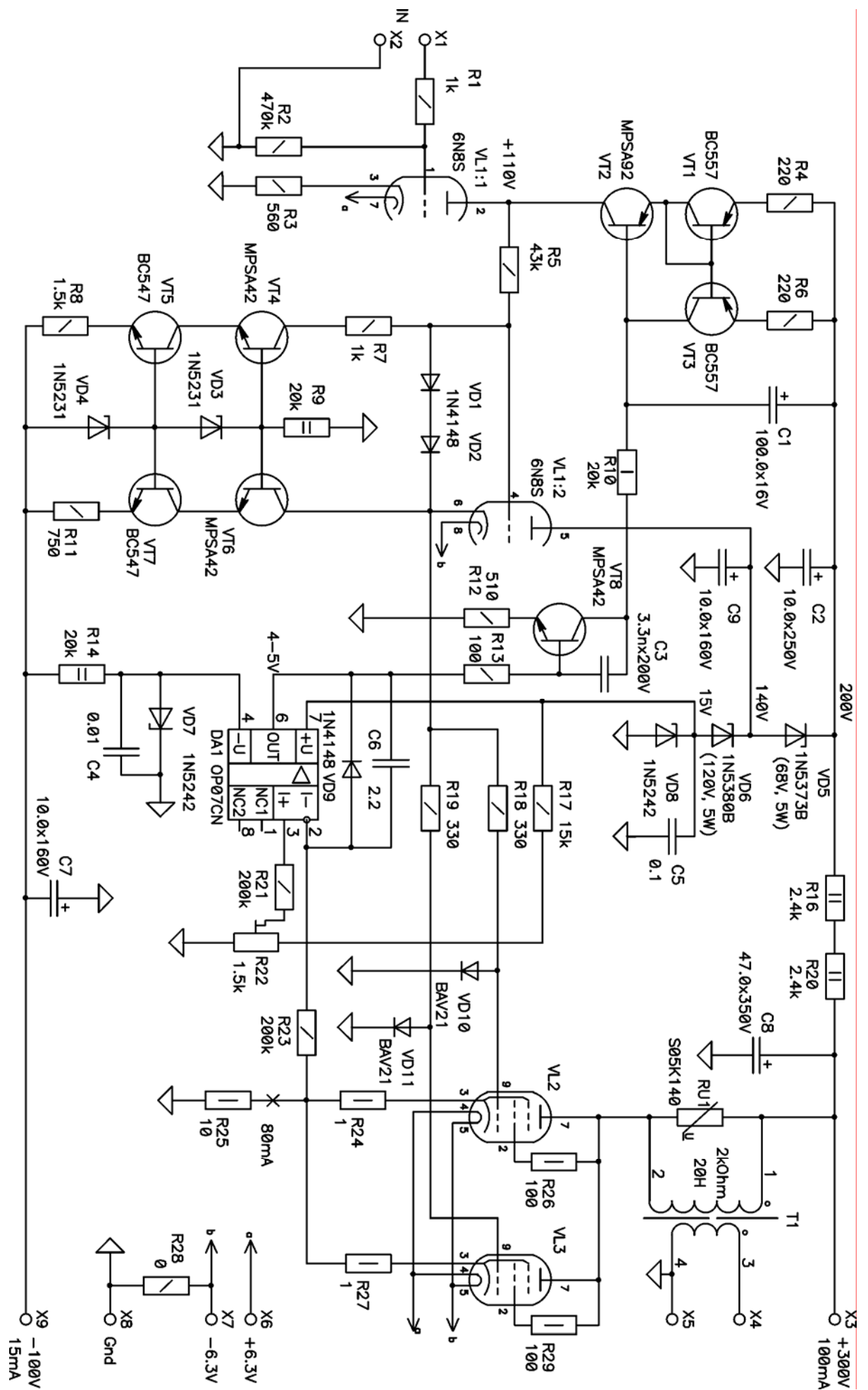


Рисунок 17

Естественно, кроме преимуществ существуют и недостатки. Пожалуй, самый большой из них - значительное усложнение схемы (*за все надо платить*). Использование таких каскадов приводит и к усложнению источника, в большинстве случаев питание должно быть двухполярным.

Хочу обратить внимание читателей на еще один вопрос, затронутый в статье, это использование стабилизирующих ООС по постоянному току в ламповых схемах. Хотя, на первый взгляд, стабилизирующая ООС носит вспомогательный характер, ее влияние на конечный результат – качество звуковоспроизведения, очень велико. Возможность удержания лампы в режимах, близких к оптимальным и нивелирование разброса и дрейфа параметров элементов, в какой-то степени, меняет философию проектирования ламповых схем. Особенно привлекательно использование стабилизирующих ООС в многоламповых усилителях с гальваническими связями, это позволяет стабилизировать режимы всех ламп и создавать ламповые усилители без ООС по переменному току, не уступающие по стабильности работы и повторяемости хорошо спроектированным транзисторным схемам.

Литература

1. И. Я. Брейдо, Ламповые усилители сигналов постоянного тока, Госэнергоиздат, 1961.
2. [Е. В. Карпов, Гибридный мир \(Часть 1\), Интернет издание, 2003.](#)
3. Е. И. Юревич, Теория автоматического управления, Л., «Энергия», 1975.
4. Е. В. Карпов. Минимизация гармонических искажений в ламповом усилителе, Радио №5, 2004.
5. Е. В. Карпов, ТВЗ в ламповом УМЗЧ, Радио №4, 2003.
6. Peter J. Vaxandal, Audio power amplifier design – 5, Wireless World, 1978.
7. Daniel H. Cheever, A new methodology for audio frequency power amplifier testing based on psychoacoustic data that better correlates with sound quality, Интернет издание, 2004.
8. [Е. В. Карпов, Гибридный мир \(Часть 2\), Интернет издание, 2003.](#)

