

ГИБРИДНЫЙ МИР

Часть 1

Евгений Карпов

Статья посвящена вопросу проектирования гибридных усилителей с твердотельным одноктактным выходным каскадом. В статье подробно рассмотрены варианты реализации выходного каскада, приведен сравнительный анализ их параметров и подробный пример расчета.

А судьи кто?

Вопрос что лучше, лампа или транзистор, раскололи аудиомир на два непримиримых лагеря. Какие только мнения мне не приходилось встречать, от «лампы портят звук» до «лучше лампы ничего нет». Причем, каждый оппонент приводит массу доказательств своей правоты, выпячивая достоинства одного усилительного устройства и вспоминая одни недостатки у второго. Все говорится правильно, но немного лукаво. Выбор соответствующей схемотехники позволяет многие недостатки, характерные для конкретного типа усилительного элемента, устранить или свести к минимуму.

Истина, как водится, скорее всего, лежит где-то посередине. Это можно считать философским аргументом в пользу гибридных схем. С технической точки зрения, очень соблазнительно попытаться свести в одной конструкции лучшие качества обоих усилительных приборов. Это - второй аргумент за гибридные схемы.

Указанные выше аргументы и любопытство побудили меня заняться изучением этого вопроса более детально. И каково было мое удивление, когда я обнаружил, что гибридный мир тоже разделен на два лагеря. В этом мире противостояния, как такового, нет, и аргументы в споре более взвешенные, мы ведь и так уже посередине.

Кратко, течения можно охарактеризовать так.

Первое - лампы целесообразно использовать в выходных каскадах.

Аргументы следующие: шумы ламп выше, чем у современных твердотельных устройств (совершенно справедливо, приблизительно в полтора - три раза, если не учитывать такие «мелочи», как фон и микрофонный эффект, значит реально - выигрыш еще больше); Плавная компрессия выходного сигнала при перегрузках.

Второе – лампы целесообразно использовать в предварительных каскадах.

Аргументы следующие: При усилении сигналов относительно большого уровня шумы ламп не являются критичными, но на выходе лампового каскада можно получить простыми средствами большой размах напряжения с малым уровнем гармоник и характерным спектром; Твердотельный выходной каскад усиливает ток и согласует высокое выходное сопротивление ламп с низким импедансом нагрузки. То есть, предпринята попытка исключить выходной трансформатор.

Как ни странно, но я согласен с обеими сторонами. Все зависит от поставленных задач, но с моей точки зрения, второй подход более актуален. Выходной трансформатор, с любых позиций, не желателен. С объективной точки зрения - это устройство крайне не технологичное и поэтому дорогостоящее, вносящее в звуковой тракт дополнительные фазовые и нелинейные искажения. С субъективной точки зрения – мой темперамент плохо совместим с процессом намотки высококачественного выходного трансформатора.

Теоретические рассуждения, даже выглядящие веско, следует подкреплять и проверять практикой. Исходя из этих соображений и приняв за основу структуру гибридного усилителя с твердотельным выходным каскадом, я принялся за проектирование. Ниже я попытаюсь достаточно подробно описать основные этапы проектирования, аргументировать выбор конкретных технических решений и обратить ваше внимание на особенности построения гибридных схем.

Строим гибридный усилитель.

Выходной каскад

Выбор схемы и режима

Конечно, в качестве активного элемента целесообразно использовать полевой транзистор. Их преимущества достаточно подробно описаны в многочисленных публикациях [1], [2], и я не буду повторяться. Для выходного каскада аудиоусилителя лучшим выбором будут транзисторы типа Lateral MOSFET, специально разработанные для линейного усиления, в том числе и для звуковых применений. Но вполне возможно использовать и широко распространенные полевые тран-

зисторы, предназначенные для работы в ключевых режимах, компенсируя их недостатки соответствующей схемотехникой (и я докажу вам это в дальнейшем).

Основные требования, предъявляемые к твердотельному выходному каскаду гибридного усилителя – большой коэффициент усиления тока, малое выходное и высокое входное сопротивление, достаточно однозначно определяют его тип - истоковый повторитель.

На мой взгляд, использование истокового повторителя также хорошо согласуется с общей идеологией высококачественного звукоусиления, предполагающего, в основном, использование местных обратных связей. В принципе, возможно использование и схем с общим истоком, но на мой взгляд, в нашем случае это породит лишние проблемы. Такая схемотехника достаточно подробно рассматривается Нельсоном Пассом (Nelson Pass) и, возможно, оправдана для полностью твердотельных схем.

Определив тип усилительного элемента и базовую схему его включения, определим режим его работы. Так как я хотел спроектировать усилитель, имеющий возможность работать без общей обратной связи, то режим работы каскада определился однозначно – класс «А». Я бы назвал этот режим «пожирателем мощности», но, к сожалению, ничего лучшего по линейности нет. А вот колебания между двухтактной и однотактной структурой были, и разрешились они в пользу однотактной схемы. Однотактная схема получается заметно проще, отсутствует необходимость использования и подбора комплиментарных пар транзисторов, существенно упрощаются предварительные каскады усиления.

Эквивалентная схема классическая истокового повторителя с цепями смещения показана на рисунке 1. Конечно, для наших целей она не пригодна из-за постоянной составляющей тока покоя, протекающего через нагрузку.

Подключение нагрузки через разделительную емкость (рис.2), часто используемое в маломощных каскадах, также не имеет практического интереса для мощных каскадов. При заданном значении напряжения на истоке транзистора U_s , (величина U_s , как правило, близка к половине напряжения питания) величина резистора R_s определяет ток покоя. Так как ток покоя в классе «А» не может быть менее тока нагрузки, величина резистора R_s получается довольно маленькой. Из схемы видно, что резистор R_s и сопротивление нагрузки R_L включены по переменному току параллельно. Конечно, это энергетически не выгодно. Для того, чтобы в этом убедиться окончательно, проведем простейшие расчеты, приняв ряд допущений.

Предположим, что наш транзистор идеален, что мы усиливаем синусоидальный сигнал и разделительные емкости бесконечно большие.

Зададимся желаемой мощностью в нагрузке – $P_L=5W$, сопротивлением нагрузки $R_L=8\Omega$ и величиной $U_s = \frac{U_d}{2}$.

Минимальное напряжение питания определим следующим образом: сначала найдем амплитудное значение напряжения на нагрузке $\sim U_L$ при синусоидальном сигнале:

$$\sim U_L = \sqrt{2 \cdot P_L \cdot R_L} \quad (1)$$

И учитывая, что нас интересует полный размах напряжения на нагрузке, определим U_d :

$$U_d \geq 2 \cdot \sim U_L = 2 \cdot \sqrt{2 \cdot P_L \cdot R_L} = 2 \cdot \sqrt{2 \cdot 5 \cdot 8} = 17.88(V).$$

Примем $U_d=20V$ (принять U_d , равным рассчитанному значению - невозможно, далее вы поймете, почему).

Исходя из мощности в нагрузке, определим минимальное необходимое значение тока покоя каскада. Здесь также следует помнить, что нас интересуют амплитудные значения токов. Как было сказано выше, для работы в классе «А» ток покоя I_0 должен удовлетворять следующему условию,

$$I_0 \geq \sim I_s + \sim I_L \quad (2),$$

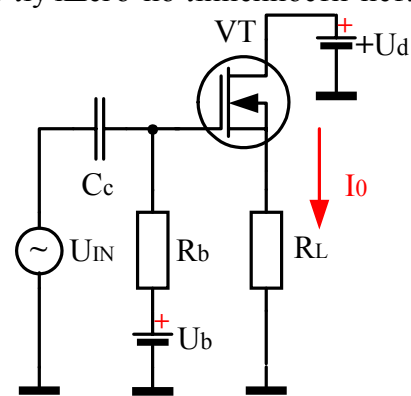


Рисунок 1

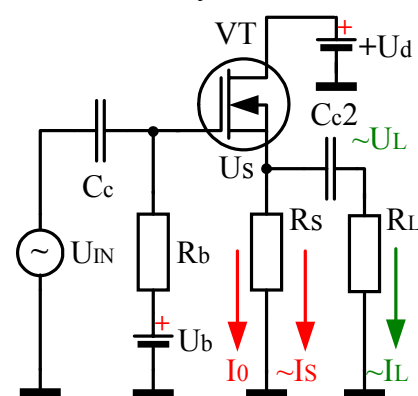


Рисунок 2

где $\sim I_S$ – амплитуда переменной составляющей тока через резистор R_S , $\sim I_L$ – амплитуда тока нагрузки.

Учитывая, что резистор R_S должен одновременно удовлетворять следующим условиям –

$$R_S = \frac{U_S}{I_0} \text{ и } R_S = \frac{\sim U_L}{I_S},$$

то приравняв эти значения и решив уравнение, можно вычислить величину протекающей через него переменной составляющей тока.

$$\sim I_S = \frac{4 \cdot P_L}{U_d - \sqrt{8 \cdot P_L \cdot R_L}} = \frac{4 \cdot 5}{20 - \sqrt{8 \cdot 5 \cdot 8}} = 9.472(\text{A}).$$

Амплитуда тока нагрузки для синусоидальной формы сигнала определяется из очевидной формулы:

$$\sim I_L = \sqrt{\frac{2 \cdot P_L}{R_L}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 5}{8}} = 1.11(\text{A}) \quad (3).$$

Подставив полученные значения в выражение (2), определим минимальную величину тока покоя:

$$I_0 \geq 9.472 + 1.11 = 10.58(\text{A}).$$

Как Вы видите, результаты не утешительные. Кроме очень низкой эффективности, транзистор очень сильно нагружен по переменному току. Хотя истоковый повторитель мало чувствителен к сопротивлению нагрузки, при ее уменьшении наблюдается рост величины гармоник за счет уменьшения глубины обратной связи.

Следует отметить, что такие плохие параметры - следствие неудачного выбора напряжения питания. Так как от величины R_S зависят два параметра режима каскада, то можно найти такое его значение, при котором эффективность будет выше, а нагрузка по переменному току меньше. Нахождение оптимального значения R_S в аналитическом виде – достаточно сложно, так как предполагает решение оптимизационной задачи. Гораздо проще получить решение графически (Рис. 3).

Из графиков, приведенных на рисунке 3, хорошо видно, что максимум эффективности будет достигнут при $U_d \approx 35\text{V}$. В этом случае ток покоя I_0 равен 2.35А, а

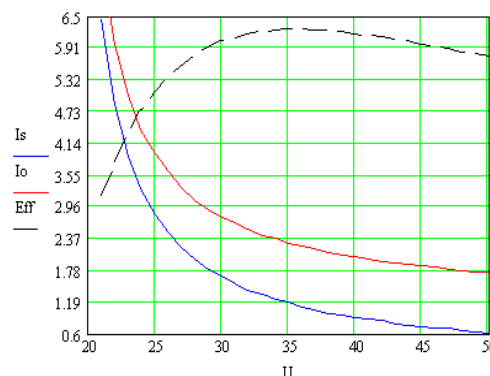


Рисунок 3

эффективность приблизительно равна 6.4%. Одновременно, существенно снизилась нагрузка транзистора по переменному току.

Вы можете задать резонный вопрос, почему столько внимания я уделил, в общем-то, не очень актуальному вопросу.

Существует две причины, и они следующие:

Во-первых, я хотел показать общий подход выбора тока покоя для мощных одноконтурных каскадов. Причем, в этом случае, совершенно не важно, куда включена нагрузка, в исток или сток транзистора, методика не меняется.

Во вторых, я просто видел схемы с выходными каскадами такого типа в периодической печати. Возможно, кто-нибудь захочет повторить этот эксперимент (я бы не стал этого делать).

Существенно повысить эффективность и улучшить параметры выходного каскада можно, заменив резистор R_S на источник тока. Так как сопротивление источника переменному току очень велико, то в выражении (2) член $\sim I_S$ становится равным нулю. Теперь ток покоя, теоретически, полностью определяется необходимым током нагрузки. Также можно уменьшить напряжение питания до рассчитанного значения (не забудьте, что у нас все элементы идеальные, в том числе, и источник тока). Эквивалентная схема такого каскада показана на рисунке 4. Это уже вполне работоспособный вариант выходного каскада, достаточно часто встречающийся на практике.

Важным преимуществом каскада такого типа является независимость тока покоя I_0 от величины напряжения U_S , попутно также решается проблема термостабилизации тока покоя.

Однако, при всех положительных качествах, несколько портит картину наличие двух разделительных емкостей $C_{с1}$ и $C_{с2}$. Наибольшие проблемы, конечно, вызывает емкость $C_{с2}$, в виду значительной величины текущего через нее тока. Если мы хотим получить завал частотной характеристики -3db на частоте около 20Hz , то необходима емкость в $1000\mu\text{F}$. Это однозначно требует

применения электролитических емкостей, и если учесть, что поляризирующее напряжение весьма мало, то это крайне не желательно. Эта проблема решается достаточно просто путем смещения потенциала истока транзистора к нулю дополнительным источником напряжения (Рис. 5), в реальных схемах просто используется двухполярное питание. Вопрос поддержания нулевого потенциала на нагрузке в состоянии покоя мы рассмотрим позже. Напряжения питания для такого каскада определяются из следующего соотношения:

$$U_d + |-U_{su}| \geq 2 \cdot U_L \quad (4).$$

В полностью твердотельных схемах нет особых проблем избавиться и от емкости C_c , типовое значение напряжения смещения на затворе транзистора составляет порядка 3.5÷5V. Получить необходимый потенциал на выходе драйверного каскада не составляет сложности, но в гибридных схемах необходимая величина сдвига напряжения может составлять сотни вольт. Анализируя разные варианты сдвига уровня, я к своему разочарованию пришел к выводу, что схемы сдвига значительно удлиняют путь сигнала или приводят к его потерям. Кроме того, более - менее приемлемые варианты схем довольно сложны. В результате, емкость C_c была оставлена в схеме. Учитывая высокое входное сопротивление каскада в области низких частот, требуемая величина емкости C_c – незначительна, это позволяет использовать высококачественную емкость с приемлемой стоимостью. Наличие разделительной емкости имеет и положительный аспект – повышение надежности усилителя (**полевые транзисторы толерантны к токовым перегрузкам, но совершенно не терпят превышения допустимых напряжений – рекомендую этого не забывать**).

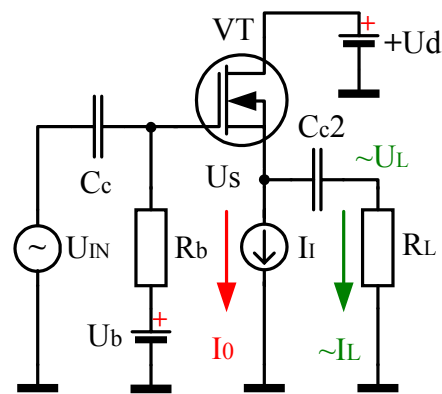


Рисунок 4

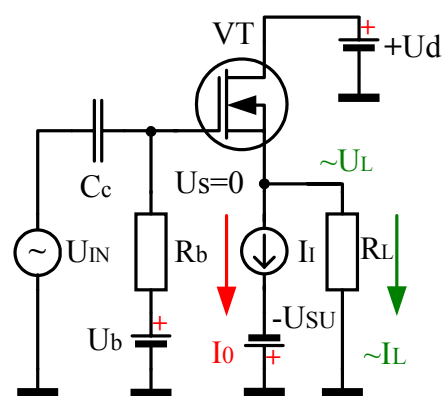


Рисунок 5

Параметры истокового повторителя.

Для дальнейшего проектирования схемы следует оценить параметры выходного каскада. Я вполне сознательно применил термин – «оценить», а не «рассчитать». Точный расчет практически невозможен из-за высокой сложности и разброса параметров транзисторов. Существенным облегчением при проектировании будет использование моделирующих программ с применением моделей производителей (весьма хороши и достаточно точны).

Нас будет интересовать три основных параметра – коэффициент передачи по напряжению K (для нашей схемы это вещественное число до очень высоких частот), входное сопротивление R_f (комплексная величина), и выходное сопротивление R_f (можно считать вещественным числом).

Коэффициент передачи истокового повторителя определяется по формуле:

$$K = \frac{S \cdot r_{ds} \cdot R_L}{r_{ds} + R_L \cdot (1 + S \cdot r_{ds})} \quad (5),$$

где S – крутизна транзистора, r_{ds} – внутреннее сопротивление канала транзистора в активном режиме. Учитывая, что выходное сопротивление транзистора весьма велико, порядка единиц – десятков килоом [3], выполняется неравенство $R_L \ll r_{ds}$, что позволяет упростить формулу (5) –

$$K = \frac{S \cdot R_L}{1 + S \cdot R_L} \quad (6).$$

Для моделирования и макетирования использовался транзистор производства IRF, типа IRFZ24N. Поэтому в дальнейшем для расчетов будут использоваться его усредненные параметры.

Типовое значение S транзистора при токе около единиц ампер составляет ~2 Сименса, подставив это значение в (6), определим K .

$$K = \frac{2 \cdot 8}{1 + 2 \cdot 8} = 0.94$$

Входное сопротивление мощных полевых транзисторов, в основном, носит емкостной характер. Активная составляющая r_{gs} настолько велика (фактически это токи утечек), что ею можно пренебречь. Поэтому определим не входное сопротивление R_f , а входную емкость C_f , которая является действительной величиной в нашем диапазоне частот. Для транзисторов, у которых подложка соединена с затвором, входная емкость определяется по формуле –

$$C_f = C_{gd} + (1 - K)C_{gs} \quad (7),$$

где C_{gd} – емкость между затвором и стоком транзистора, C_{gs} – емкость между затвором и истоком транзистора. Для нашего каскада из графиков, приведенных в документации, определим значение емкостей при напряжении на стоке 20V - $C_{gd}=70\text{pF}$, $C_{gs}=300\text{pF}$. Подставив это значение в (7), определим входную емкость –

$$C_f = 70 + (1 - 0.94) \cdot 300 = 88(\text{pF}).$$

Как вы видите, основной вклад во входную емкость вносит емкость между затвором и стоком транзистора. И хотя емкость вроде не большая, для ламповых каскадов она довольно значительна. Кроме того (взгляните на графики [4]), емкость зависит от напряжения, приложенного к транзистору и имеет нелинейный характер. К сожалению, об этом часто забывают, что приводит к неудовлетворительной частотной характеристике усилителя и сильному росту уровня гармоник на высоких частотах. Сейчас уместно вспомнить о каскадах с общим истоком, и почему я говорил о лишнях проблемах. Одной из них будет входная емкость. При усилении 2÷3 она будет равна 440÷510pF, что уже вызовет определенные трудности при проектировании драйверного каскада.

Выходное сопротивление истокового повторителя определяется по формуле:

$$R_f = \frac{\left(1 + \frac{R_L}{r_{gs}}\right) \cdot r_{ds}}{1 + \frac{R_L}{r_{gs}} + S \cdot r_{ds}} \quad (8).$$

Учтя, что $r_{gs} \rightarrow \infty$ и $R_L \ll r_{ds}$, формулу можно значительно упростить –

$$R_f = \frac{1}{S} \quad (9).$$

Подставив в (9) значение крутизны, определим выходное сопротивление – $R_f=0.5(\Omega)$. Это и будет выходное сопротивление усилителя без общей обратной связи.

Более подробную информацию о свойствах полевых транзисторов и подробный анализ параметров каскадов на их основе вы можете найти в [3].

Требования к выходному транзистору.

На основании всего вышесказанного, можно определить основные требования к выходному транзистору:

- Допустимое напряжение сток – исток должно быть не менее, чем $1.2 \div 1.5 \cdot (U_d + |U_{su}|)$.
- Допустимая статическая мощность рассеяния должна быть не менее, чем $1.2 \div 1.5 \cdot U_d \cdot I_0$.
- Допустимый постоянный ток стока транзистора должен быть не менее $2.5I_0$.
- Следует выбирать транзистор с минимальными значениями порогового напряжения (напряжением отсечки).
- Следует выбирать транзистор с минимальными значениями межэлектродных емкостей, особенно для нас важна величина емкости C_{gd} .
- Следует выбирать транзистор с максимальным значением крутизны S в области рабочих токов каскада.

Первые три пункта требований, как правило, легко выполнимы, но два последних пункта, в какой-то степени, взаимоисключающи. Высокие значения крутизны характерны для мощных транзисторов с большими площадями кристалла и, как следствие, с огромными емкостями. Здесь следует искать компромисс, в частности, транзистор IRFZ24N и является таким компромиссом. Из широко доступных и дешевых транзисторов он, пожалуй, один из лучших, и вполне подходит для усилителей с выходной мощностью 5÷10 ватт.

Выбор режима каскада по постоянному току и напряжений источников питания.

Эти вопросы, при всей прозаичности и кажущейся простоте, часто вызывают наибольшие затруднения.

Начнем с уточнения напряжений питания. Начальными значениями для нас является величина суммарного напряжения питания, определенного по выражению (4) –

$$U_d + |-U_{su}| \geq 2 \cdot \sqrt{2 \cdot 5 \cdot 8} = 17.9(V).$$

Так как питание двухполярное, то примем $U_d = U_s = 9V$. Это справедливо для идеальной схемы, теперь обратимся к реальному выходному каскаду (Рис. 6).

В линейных режимах у полевых транзисторов **используется пологий участок характеристик** (хотя это разграничение весьма условно). Для обеспечения этого условия напряжение сток – исток при максимальном токе должно быть не менее какой-то величины – U_{DSmin} . Ориентировочно, это напряжение определяется из выходных характеристик (как правило, приводятся в документации). Для нашего транзистора $U_{DSmin} \approx 2V$, с учетом разброса параметров и изменения температуры, примем $U_{DSmin} = 3V$. Следовательно, значение напряжения U_d необходимо увеличить на эту величину, таким образом, U_d должно быть не менее 12V. Значительно увеличивать напряжение положительного питания нет смысла, на пологих участках характеристик параметры транзистора мало зависят от напряжения сток – исток.

Отрицательное напряжение питания тоже придется увеличить, это связано с обеспечением линейного режима работы источника тока. В виду значительной величины тока покоя, для получения удовлетворительных параметров источник тока приходится делать на составном транзисторе. В этом случае желательно использовать схему на взаимодополняющих структурах (как показано на рисунке). При прочих равных условиях, такая схема обеспечивает меньшую величину минимального рабочего напряжения и лучшую стабильность.

Требования к величине падения напряжения U_I на датчике тока R_I – противоречивы. Для повышения стабильности тока (как от нагрузки, так и от температуры) величину напряжения U_I желательно выбирать побольше, но это приводит к существенному ухудшению КПД. Для схемы, показанной на рисунке 6, при выходных токах порядка единиц ампер, удовлетворительные параметры получаются при напряжении U_I порядка 3÷4 вольт.

Выходной ток источника тока, с достаточной для инженерных целей точностью, можно рассчитать по простой формуле –

$$I_0 = \frac{U_R - U_{BE}}{R_I} \quad (10),$$

где U_R – опорное напряжение, U_{BE} – напряжение база – эмиттер транзистора VT1 в активном режиме (можно принять $U_{BE} = 0.65V$).

Транзистор VT3 также не должен выходить из линейных режимов. К сожалению, выходные характеристики отечественных транзисторов в справочниках не приводятся, исходя из практического опыта, желательно выбирать минимальное напряжение U_{CE} транзистора VT3 порядка 3÷7 вольт. Следовательно, минимальное значение отрицательного напряжения питания будет равно –

$$U_{su} = U_L + U_I + U_{CE} = 9 + 3 + 3 = 15(V).$$

В данном случае, напряжение U_{CE} желательно выбирать ближе к максимальному значению, но это сильно сказывается на КПД. Если вы готовы жертвовать эффективностью ради качества, то возьмите U_{CE} , равным 7V.

Использование более сложных схем источников тока, например, каскодного, потребует еще большего увеличения напряжения U_{su} .

Более интересным и важным, является вопрос выбора значения тока покоя. Специально для иллюстрации этого вопроса для транзистора IRFZ24N были сняты выходные характеристики в области малых токов (Рис. 7, в более крупном масштабе характеристики приведены в отдельном файле).

Хочу предупредить читателей, что адекватно снять характеристики полевого транзистора можно только в импульсном режиме. Для этого необходимо иметь соответствующее оборудование, попытки получить выходные характеристики в статическом режиме, в лучшем случае, дадут ошибочный результат, в худшем – вы потеряете транзистор.

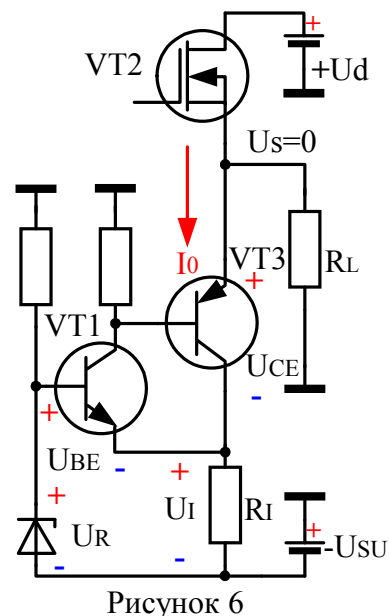


Рисунок 6

Из рисунка видно, что в области малых токов характеристики транзистора сильно сжаты, заход динамической нагрузочной линии в эту область приведет к повышенному уровню искажений. На проходной характеристике это отражается в виде характерного загиба на начальном участке (глубокая отрицательная обратная связь, присущая истоковому повторителю, сильно ослабляет этот эффект, но полностью его не устраняет).

Следовательно, необходимо сдвинуть рабочий участок вверх. В резистивном каскаде это можно сделать только одним способом – увеличив напряжение питания и выбрав больший ток покоя.

Увеличение тока покоя простым уменьшением режимного резистора R_s (Рис. 2) ничего не даст. При этом уменьшится эквивалентное сопротивление нагрузки по переменному току, нагрузочная линия развернется по часовой стрелке и пойдет более круто, что в общем случае приведет к возрастанию уровня гармонических искажений (наклон нагрузочной линии зависит только от сопротивления нагрузки и равен $-1/R_L$, истоковый повторитель не является исключением).

Можно эту же мысль выразить по-другому: для возможности достижения минимальных искажений необходимо сознательно увеличить длину нагрузочной линии и использовать только ее «филейную» часть. Конечно, подобное гурманство мгновенно сказывается на КПД каскада, об этом тоже следует помнить и сильно не увлекаться.

В каскаде с источником тока картина несколько иная и гораздо более благоприятная. При изменении величины тока покоя нагрузочная линия, не изменяя наклона, начинает смещаться параллельно самой себе. На рисунке 7 показаны три нагрузочных линии для разных токов покоя, которые получены путем алгебраического суммирования тока покоя I_0 и тока нагрузки I_L (нагрузка предполагается резистивной). Там же пунктирными линиями отмечен заданный диапазон изменения напряжения на транзисторе и напряжение покоя (построение сделано для схемы, показанной на рисунке 4 при $U_d=24V$, $R_L=8\Omega$, $P_L=5W$, нагрузочные линии для схемы с двуполярным питанием - строятся аналогично). Из рисунка видно, что только изменением тока покоя можно переместить нагрузочную линию в желаемое положение, не изменяя напряжения питания.

К сожалению, графики, показанные на рисунке 7, нельзя непосредственно использовать для определения параметров истокового повторителя. На основе нагрузочной линии и статических характеристик транзистора необходимо получить эффективные статические характеристики каскада, охваченного обратной связью, а их уже можно использовать для всех расчетов. Методика получения эффективных характеристик достаточно подробно описана в литературе [5]. Есть еще одна причина, по которой нет смысла подробно останавливаться на этом вопросе. Дело в том, что получение эффективных характеристик для каскадов с большой глубиной обратной связи (в нашем случае глубина обратной связи близка к 100%), требует очень высокой точности графических построений. Глубокая обратная связь сильно линеаризует характеристики, поэтому приблизительные построения далеки от истины. Для иллюстрации этого факта я специально снял эффективные характеристики в области малых токов (Рис. 8). Вы видите, что в очень крупном масштабе можно наблюдать неравномерность расположения и наклон характеристик транзистора. При меньшем масштабе, когда наблюдаем весь диапазон рабочих токов, вы получите равномерно расположенные прямые линии. С увеличением уровня тока растет и крутизна транзистора, характеристики еще более приближаются к прямым.

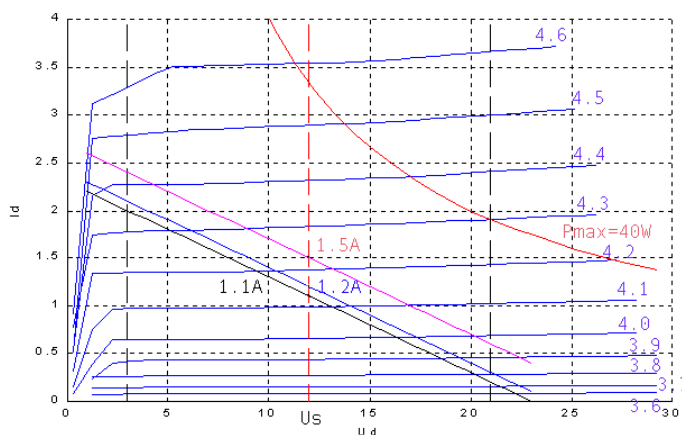


Рисунок 7

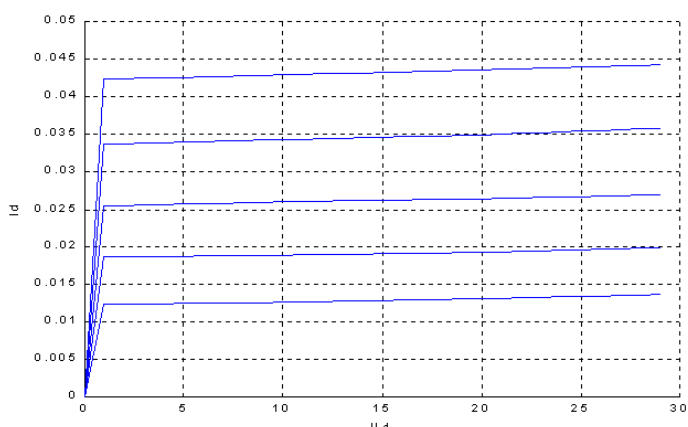


Рисунок 8

Возможны два решения этой проблемы – воспользоваться любым математическим пакетом и все построения и вычисления проводить с его помощью (эти графики построены с помощью па-

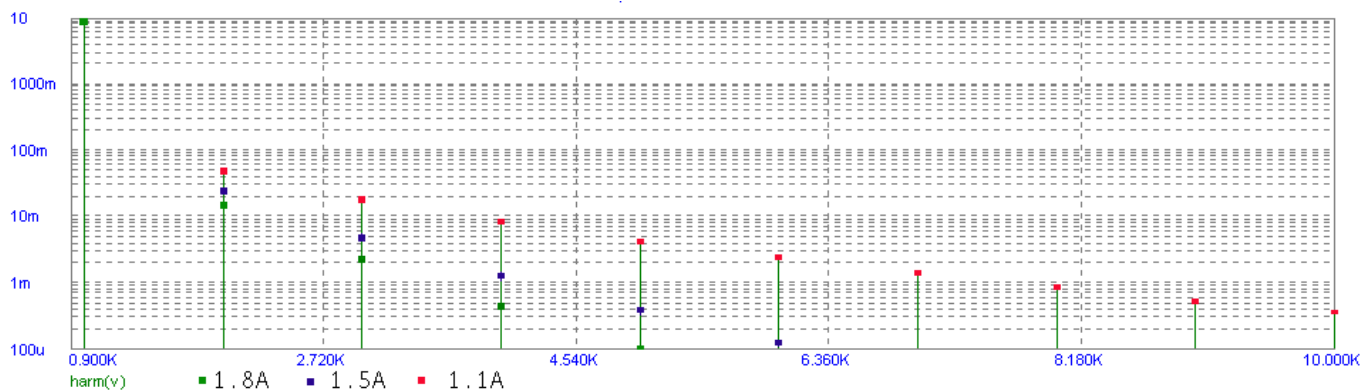


Рисунок 9

кета MatLab на основе реальных данных), либо воспользоваться моделировщиком PSpice. Первый метод дает наиболее точные результаты, но весьма сложен, использование моделирования дает менее точные результаты, но они вполне адекватны реальности. На рисунке 9 показаны результаты спектрального анализа выходного сигнала каскада, показанного на рисунке 5, при различных уровнях тока покоя и неизменных остальных параметрах. Различия видны невооруженным глазом, дальнейшая проверка на макете каскада с реальным источником тока подтвердила их правильность. Отличия реального спектра от полученного моделированием не превышали 25%.

Из всего вышесказанного, можно сделать ряд практических выводов по выбору величины тока покоя каскада. Величину тока покоя, полученную из выражения (3), следует сразу увеличить на 20÷30%. Целесообразность дальнейшего увеличения тока покоя сильно зависит от параметров используемого транзистора и может быть определена только расчетным или экспериментальным путем (второе более реально).

По выбранным значениям напряжений питания и тока покоя можно легко определить рассеиваемые на силовых элементах мощности. Для схемы, показанной на рисунке 6, мощность, рассеиваемая на транзисторах VT2, VT3 и резисторе R_I, соответственно, будет равна –

$$P_{VT2} = U_d \cdot I_0, P_{VT3} = (|-Usu| - R_I \cdot I_0) \cdot I_0, P_{R_I} = R_I \cdot I_0^2 \quad (11).$$

Для каскада, работающего в классе «А», эти соотношения определяют максимальные значения рассеиваемых мощностей.

Результаты макетирования

Для проведения испытаний расчетная выходная мощность была принята равной 3 ваттам. Эта величина определилась, исходя из выходной мощности, которую можно получить, используя одну из широко распространенных ламп в простом однотактном каскаде. В соответствии с выражением (3) амплитуда тока нагрузки (8Ω) равна 0.86А, это значение было увеличено на 20%, и ток покоя был принят равным 1А. Положительное напряжение питания U_d было принято равным 15V, а отрицательное -Usu равным -20V. Спектр выходного сигнала каскада показан на рисунке 10, численные значения уровней гармоник приведены в таблице 1.

Таблица 1

Гармоника	1	2	3	4	5	6	7
Уровень (mV)	4780	33.8	10.2	3.5	1.07	0.5	0.24
%	100	0.7	0.21	0.07	0.02	0.01	0.005
THD %	0.742						

Остальные параметры каскада следующие:

Выходное сопротивление каскада – R_{OUT}=0.57Ω.
 Коэффициент демпфирования – 14.
 Частотный диапазон (±1db) - 20÷50000 Hz (R_g=600Ω)
 Скорость нарастания выходного напряжения – 50V/μs (R_g=50Ω)
 (R_g – выходное сопротивление источника сигнала)

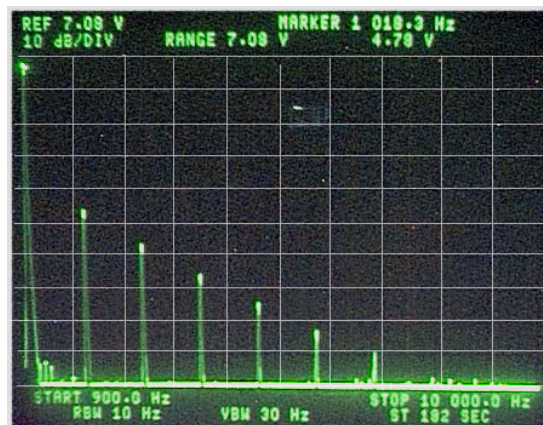


Рисунок 10

Как вы видите, спектр выходного сигнала имеет характерный «однотактный» вид и очень похож на спектр лампового каскада, преобладающей является вторая гармоника, высшие гармоники быстро затухают. Снижение уровня выходной мощности приводит к приблизительно пропорциональному уменьшению уровня второй и третьей гармоники и более быстрому уменьшению высших гармоник, приблизительно такой же эффект дает повышение тока покоя (до определенных пределов).

Если, например, сравнить параметры этого каскада с однотактным каскадом на лампе 6П3С (в триодном включении), то при одинаковой выходной мощности он имеет параметры, как минимум, в несколько раз лучше. Выходная мощность каскада может быть легко увеличена простым увеличением тока покоя.

«Усовершенствования» нейтральные и вредные

Давайте рассмотрим, не вдаваясь в теорию, в общем, очевидные возможности модификации каскада и их влияние на его параметры.

Использование более сложного источника тока в нашем случае нецелесообразно. Погрешность источника тока, показанного на рисунке 6, в основном, определяется двумя параметрами – напряжением U_{BE} транзистора VT1 и эквивалентной величиной h_{21e} составного транзистора (VT1, VT3). При определенных условиях - $U_I \gg U_{BE}$, $h_{21e} \approx 1000$ (транзисторы следует использовать с большими значениями h_{21e}), $|-U_{SU}| \geq 2.5 \cdot U_L$ - погрешностями источника тока можно пренебречь (во всяком случае, теоретически). Конечно, я этот вопрос проверил практически, измерения не выявили улучшения параметров каскада при использовании каскодной схемы источника тока (мне показалось, что спектр даже ухудшился).

В дальнейшем, были рассмотрены еще два варианта изменения схемы выходного каскада – использование следящего питания выходного транзистора (Рис. 11) и замена источника тока дросселем (Рис. 12).

Способ организации следящего питания усилительного транзистора VT2 совершенно ясен из рисунка. В состоянии покоя напряжение U_{d1} было выбрано равным 5V. Повторитель на транзисторе VT1 работает аналогично повторителю на транзисторе VT2, и все соображения по выбору его режима аналогичны описанным выше. Необходимую величину смещения определяют из соотношения – $U_b = U_{d1} + U_{gs}$.

Наиболее часто, следящее питание используют для нейтрализации емкости C_{gd} и соответственно уменьшения входной емкости каскада. Этот подход может представлять интерес при использовании мощных транзисторов с большой величиной C_{gd} . Уменьшение емкости происходит вследствие поддержания напряжения между всеми электродами транзистора приблизительно постоянной величины. Емкости не перезаряжаются и влияния, соответственно, не оказывают. Естественно, за счет повышения напряжения питания U_d эффективность падает. Это не единственная неприятность, не идеальность передаточных функций истоковых повторителей приводит хоть и к незначительному, но ухудшению общей линейности каскада. На рисунке 13 показан спектр выходного сигнала каскада со следящим питанием. Если вы сравните его со спектром базовой схемы, то увидите, что общий уровень гармоник немного возрос, особенно это заметно в высокочастотной области. Поэтому использовать такую схему следует с осторожностью и в случае крайней необходимости. Сразу хочу заметить, что возрастание уровня гармоник практически не зависит от выбранной величины U_{d1} .

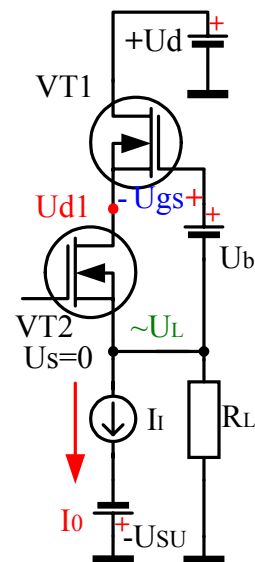


Рисунок 11

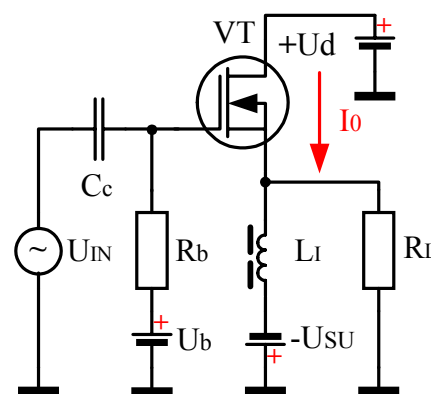


Рисунок 12

Замену источника тока дросселем можно сразу определить как идею вредную. В этом случае линейность каскада существенно ухудшается и сужается частотный диапазон, не говоря уже о наличии моточного узла. Специально для испытаний был намотан дроссель индуктивностью 200мН и с амплитудой индукции, не превышающей 0.5Т (сталь 3412). Спектр выходного сигнала каскада приведен на рисунке 14, а численные значения уровней гармоник приведены в таблице 2.

Хотя общий уровень искажений вырос не значительно, но спектр обогатился высшими гармониками, что крайне не желательно. Этот результат вполне предсказуем. Дроссель весьма далек от идеального источника тока, уменьшение эквивалентного сопротивления нагрузки привело к повороту нагрузочной линии по часовой стрелке и ее заходу в область малых токов, где нелинейности транзистора максимальны.

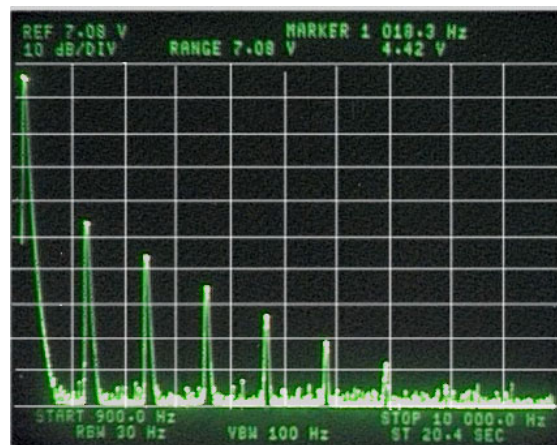


Рисунок 13

Таблица 2

Гармоника	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Уровень (mV)	4900	43	15.1	5.88	2	1.06	0.5	0.21	0.121
%	100	0.87	0.3	0.12	0.04	0.021	0.01	0.004	0.002
THD %	0.94								

Если вы вспомните, что дроссель - это индуктивное сопротивление с параллельно включенной паразитной емкостью, то станет очевидно, что как понижение, так и повышение частоты этот эффект усугубляет, и уровень гармоник будет расти. Увеличение тока покоя спасает только частично, вместе с током покоя растет и емкость дросселя, причем квадратично, соответственно возрастают его габариты и паразитные параметры. Следует также учитывать, что свой вклад в общую нелинейность вносит сердечник. На мой взгляд, это тупиковый вариант построения выходного каскада.

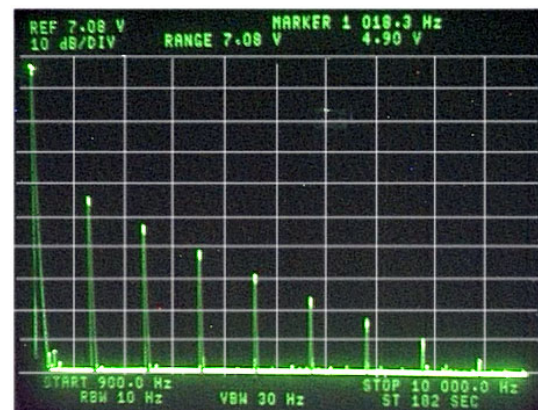


Рисунок 14

Источковый повторитель со следящей токовой связью.

Существуют пути дальнейшего улучшения параметров выходного каскада на истоковом повторителе, и они непосредственно вытекают из соотношения (5), определяющего коэффициент передачи. Если вы повторно взгляните на эту формулу, то увидите, что в нее входят два параметра транзистора, которые собственно и отвечают за появление нелинейностей. Выходное сопротивление транзистора r_{ds} в активном режиме весьма велико (мы уже об этом говорили), и соответственно, его вариации практически не сказываются на нелинейности. Основное негативное влияние оказывает крутизна – S , являющаяся функцией тока, протекающего через транзистор и напряжения отсечки:

$$S = \sqrt{4 \cdot \frac{I_{\max}}{U_{ct}^2} \cdot I_s} \quad (12),$$

где I_{\max} – масштабирующий ток (изменяется для разных типов транзисторов в разных режимах [6]), U_{ct} – напряжение отсечки, I_s – ток стока транзистора. Единственным светлым моментом является квадратичный характер этой зависимости, что и определяет характерный спектр выходного сигнала.

Бороться с этой нелинейностью можно двумя способами: уменьшая эффективно используемую длину нагрузочной линии и схемотехническими методами, уменьшающими размах I_s .

Придя к выводу о необходимости снижения размаха тока через транзистор, я решил выяснить – один ли я такой умный, конечно оказалось, что нет. Одну из первых попыток реализации этой идеи я обнаружил в патенте 4,068,183, выданном еще в 1978 году. В одном из рассмотренных

вариантов реализации несимметричного двухтактного каскада (Рис. 15), транзистор VT3 работает как истоковый повторитель, а нижний транзистор VT4 можно рассмотреть, как управляемый источник тока. При возбуждении каскада на транзисторах VT1, VT2 дифференциальным сигналом, силовые транзисторы работают в противофазе. Увеличение тока через транзистор VT3 одновременно сопровождается снижением тока транзистора VT4, в нагрузку протекает алгебраическая разность токов транзисторов VT3, VT4 (более подробно о работе каскада можно прочесть в патенте [7]). Это приводит к стабилизации рабочей точки транзистора (авторы вполне справедливо определяют этот эффект, как стабилизацию тока покоя). Каскад вполне работоспособен и дает прекрасные результаты. Несомненным достоинством этой схемы является отсутствие обратных связей.

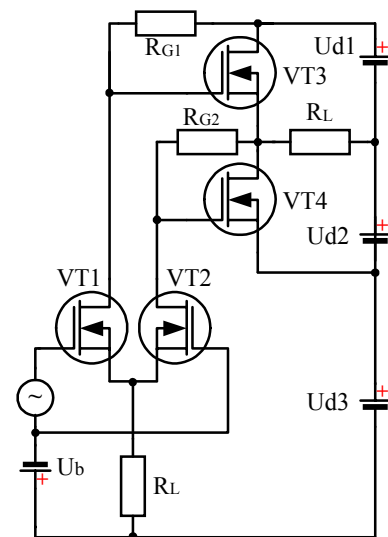


Рисунок 15

Хочу предложить вашему вниманию другой вариант реализации однотактного каскада со следящей связью по току, обладающего аналогичными свойствами (Рис. 16). Каскад был специально спроектирован для замены типовой схемы истокового повторителя с источником тока (Рис. 6) и не требует дифференциального сигнала для возбуждения.

Управление источником тока I_1 производится непосредственно током нагрузки $\sim I_L$. Ток нагрузки преобразуется в напряжение на датчике тока R_{se} и усиливается масштабным усилителем с усилением $-A$, выходное напряжение усилителя поступает на источник тока, управляемый напряжением (ИТУН). Когда ИТУН идеален, минимум нелинейности каскада обеспечивается, если сумма мгновенных значений тока нагрузки и тока источника тока равна постоянной величине:

$$I_0 = \dot{I}_1 + \sim \dot{I}_L = \text{const} \quad (13).$$

Для реальных схем соотношение (13) не справедливо, минимум нелинейности обеспечивается при выполнении следующего соотношения:

$$I_0 = \dot{I}_1 + K_1 \cdot \sim \dot{I}_L = \text{const} \quad (14),$$

где K_1 – масштабный коэффициент. Величина K_1 всегда меньше единицы и зависит от реализации ИТУН и параметров используемого транзистора. Аналитический расчет K_1 сильно затруднен и не точен, более просто получить это значение экспериментально.

Следует отметить, что введение следящей токовой связи практически не меняет основных параметров истокового повторителя - коэффициента передачи и выходного сопротивления.

Назвать этот каскад двухтактным у меня не поворачивается язык. Хотя работа схемы чем-то напоминает работу двухтактной схемы, уменьшение общей нелинейности совершенно не связано с взаимной компенсацией нелинейности плеч. Токовая связь приводит к подавлению всех гармонических составляющих (а не только четных), и является средством управления параметрами линии нагрузки.

Каскад - призрак

На столь странное название меня подвигли исключительно высокие объективные параметры каскада со следящей токовой связью. При использовании каскада совместно с ламповыми схемами его влияние настолько мало, что его как бы вовсе нет. В звучании усилителя доминирующими становятся нелинейности предварительных ламповых каскадов.

Схема каскада показана на рисунке 17. Его прародителем является базовая схема (Рис. 6), в которой источник тока сделан управляемым напряжением. Теперь роль опорного напряжения U_R для источника тока выполняет падение напряжения на резисторе R_r , являющегося нагрузкой усилителя, выполненного на транзисторах VT4÷VT6.

При проектировании цепи токовой следящей связи для получения высоких качественных показателей необходимо соблюсти три основных требования –

- Сопротивление датчика тока следует выбирать минимально возможным. Это связано с тем, что датчик тока находится непосредственно в цепи нагрузки, и его сопротивление влияет на общее выходное сопротивление каскада.

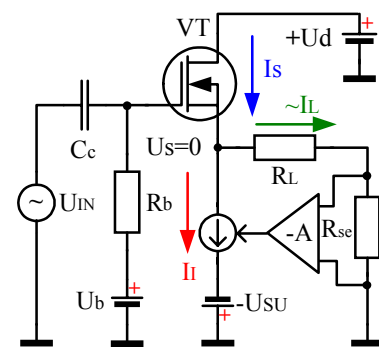


Рисунок 16

- Быстродействие усилителя сигнала датчика тока должно быть очень высоким, чтобы не ухудшались параметры каскада в области высоких частот.
- Усилитель должен быть термостабилен. Это связано с нежелательностью применения в этих цепях разделительных емкостей, и соответственно, с использованием непосредственных связей между каскадами.

Всем этим требованиям в достаточной степени отвечает усилитель, реализованный на базе токового зеркала Уилсона. При выборе достаточно больших токов покоя схема имеет очень широкую частотную полосу (фактически, это компенсированный каскодный усилитель с общей базой) и высокую термостабильность. Схема усилителя позволяет в широких пределах менять коэффициент усиления без изменения режима по постоянному току.

Результаты испытаний каскада приведены ниже, для удобства сравнения величина нагрузки, ток покоя и напряжения питания такие же, как и при испытаниях базовой схемы.

Спектр выходного сигнала каскада показан на рисунке 18, численные значения уровней гармоник приведены в таблице 3.

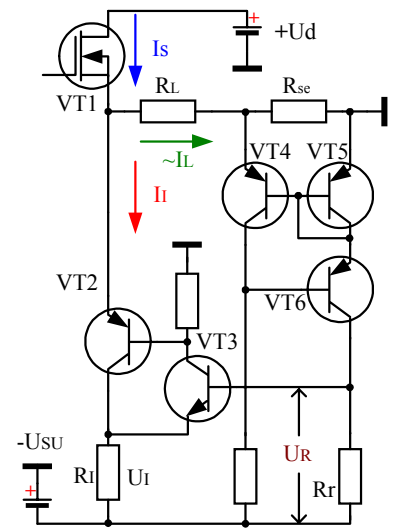


Рисунок 17

Таблица 3

Гармоника	1	2	3
Уровень (mV)	4940	0.384	0.272
%	100	0.007	0.004
THD %	0.009		

Остальные параметры каскада следующие:

- Выходное сопротивление каскада – $R_{OUT}=0.58\Omega$.
 - Коэффициент демпфирования – 14.
 - Частотный диапазон ($\pm 1\text{db}$) - $20\div 80000\text{ Hz}$ ($R_g=600\Omega$)
 - Скорость нарастания выходного напряжения – $100\text{V}/\mu\text{s}$ ($R_g=50\Omega$)
- (R_g – выходное сопротивление источника сигнала)

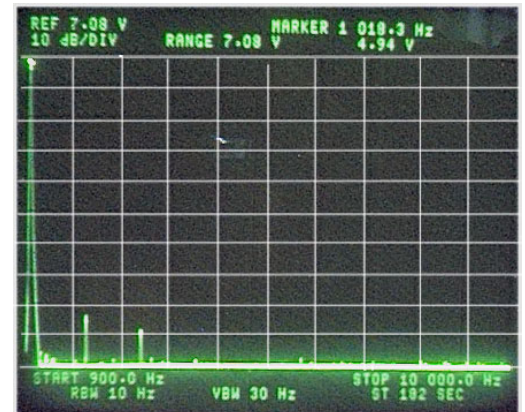


Рисунок 18

Каскад имеет приблизительно одинаковую скорость нарастания и спада фронтов напряжения и мало чувствителен к реактивной нагрузке. На рисунках 19 и 20 приведены осциллограммы выходного напряжения каскада при возбуждении прямоугольными импульсами, обратите внимание, на фронтах не наблюдается даже намек на колебания.

На осциллограммах верхние два луча отображают возбуждающее напряжение (нормальный масштаб и растянутый фронт, растянутый участок подсвечен), а нижние два луча отображают выходной сигнал.

Как вы видите, при той же выходной мощности линейность каскада выросла на порядки. Скажу честно, я был потрясен результатами макетирования и укрепился в мысли о целесообразности

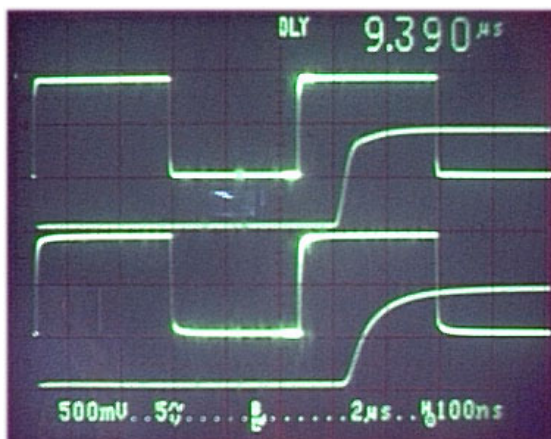


Рисунок 19

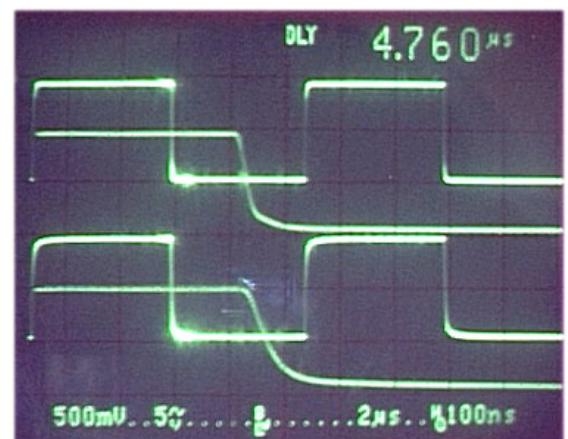


Рисунок 20

сти создания гибридных схем. Столь высокие параметры сделают честь любому твердотельному усилителю, и делают целесообразным использование выходного каскада такого типа в полностью транзисторных схемах.

Применение следящей токовой связи дает еще одно преимущество перед базовой схемой. Эффективность каскада без существенного ухудшения качества можно поднять почти до теоретических 25%. Ниже, на рисунке 21 приведен спектр выходного сигнала, а в таблице 4 численные значения уровней гармонических составляющих для выходной мощности 5.5W. Большая мощность получена повышением уровня входного сигнала без каких-либо изменений в самом каскаде.

Таблица 4

Гармоника	1	2	3	4
Уровень (mV)	6600	1.27	0.76	0.2
%	100	0.019	0.001	0.0004
THD %	0.022			

Другие параметры каскада не изменились.

Приведенные выше результаты испытаний вполне убедительно доказывают целесообразность использования выходного каскада на MOSFET транзисторах. Полученная линейность схемы и динамические характеристики практически недостижимы для ламповых однотактных каскадов с трансформаторным выходом.

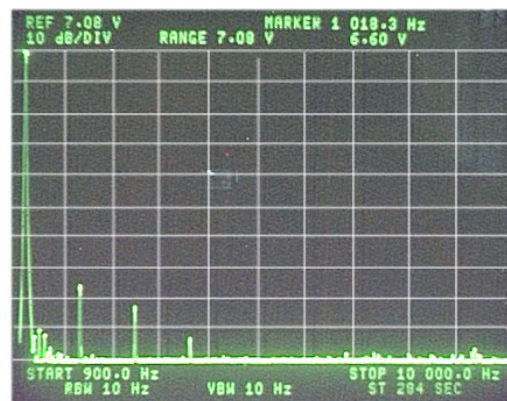


Рисунок 21

Стабилизация «нуля» на выходе каскада.

Осталось решить еще одну проблему, характерную для однотактных каскадов с двухполярным питанием и без разделительной выходной емкости, - это поддержание на выходе каскада нулевого значения постоянной составляющей.

Для достижения этой цели целесообразно охватить выходной каскад локальной обратной связью по постоянному току. В нашем случае, другое решение не возможно, так как на входе используется разделительная емкость. Для полностью твердотельных схем, где согласование по уровням выполнить гораздо проще, обратной связью по постоянному току следует охватывать весь усилитель.

Наиболее простая схема, обеспечивающая удовлетворительные показатели, показана на рисунке 22. Работает она следующим образом. Выходное напряжение каскада, поступающее на инвертирующий вход дифференциального усилителя, сравнивается с нулевым напряжением земли, и усиленный сигнал ошибки через резистор смещения R_b поступает на затвор полевого транзистора. Напряжение смещения устанавливается на уровне, обеспечивающем минимальное значение рассогласования. Использование интегратора в цепи обратной связи делает систему астатической (для современных операционных усилителей можно считать, что коэффициент усиления на постоянном токе стремится к бесконечности), и соответственно, ошибка поддержания нулевого уровня на выходе каскада должна отсутствовать. В реальных схемах ошибка поддержания нулевого уровня, в основном, определяется погрешностями примененного операционного усилителя. Наибольшее влияние оказывает напряжение смещения и разность входных токов, соответственно, желательно использовать операционные усилители с минимальными значениями этих параметров.

Но основным вопросом при проектировании системы стабилизации постоянной составляющей является вопрос ее частотных свойств. К системе предъявляются противоречивые требования. С одной стороны, она должна оказывать минимальное влияние на полезный сигнал в низкочастотной области звукового диапазона (при излишней широкополосности система стабилизации начнет подавлять полезный сигнал), с другой стороны – желательно иметь быстрый отклик на возмущающее воздействие.

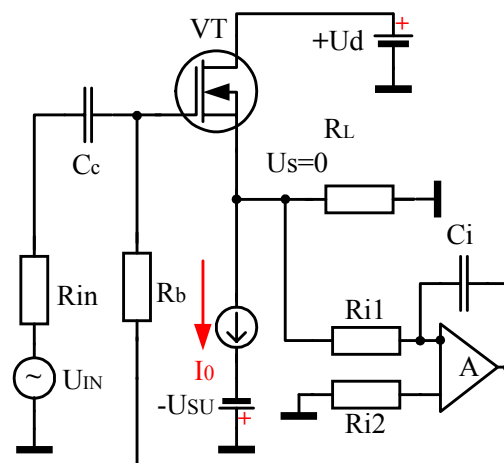


Рисунок 22

Схему, показанную на рисунке 22, можно рассмотреть как систему автоматического регулирования. Если ее перерисовать с позиций теории автоматического управления (ТАУ), то она приобретет вид, показанный на рисунке 23. Из этого рисунка ясно видно, что это замкнутая система, содержащая три звена.

В операторном виде система описывается следующими соотношениями. Первое звено является интегратором, учитывая, что мы работаем на низких частотах, будем считать интегратор идеальным. Его передаточная функция равна –

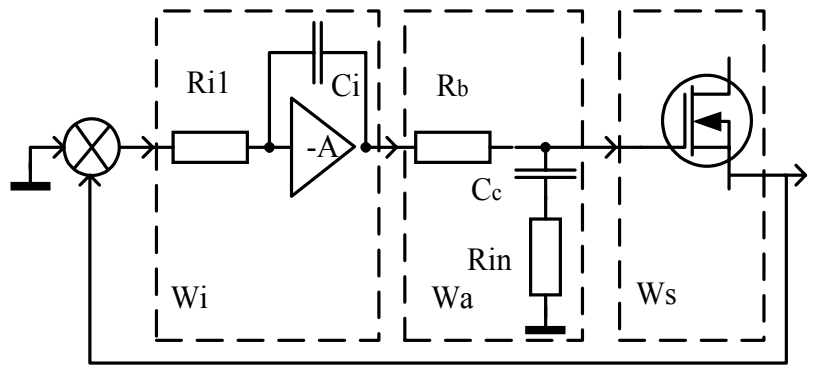


Рисунок 23

$$W_i(p) = \frac{1}{p \cdot T_i}, \quad T_i = R_{i1} \cdot C_i \quad (15),$$

где T_i - постоянная времени интегрирования.

Второе звено также является интегрирующим и описывается передаточной функцией –

$$W_a(p) = \frac{T_{a2} \cdot p + 1}{T_a \cdot p + 1} \quad (16),$$

где $T_a = (R_b + R_{in}) \cdot C_c$, $T_{a2} = R_{in} \cdot C_c$ - постоянные времени звена.

Третье звено - это наш истоковый повторитель. В области низких частот вполне справедливо утверждение, что коэффициент передачи этого звена не зависит от частоты и является постоянной величиной (пропорциональное звено). Для упрощения расчетов примем, что

$$W_s(p) = 1 \quad (17).$$

Существует возможность еще упростить выражения. В реальных устройствах, как правило, выполняется условие $R_b \gg R_{in}$. Это связано с требованиями минимальных потерь полезного сигнала (если вы еще раз посмотрите на рисунок 22, то увидите, что R_b является сопротивлением нагрузки для полезного сигнала). С учетом этого факта сопротивлением R_{in} можно пренебречь и представить второе звено как обычное аperiodическое. Это позволяет передаточную функцию второго звена записать в более простой форме –

$$W_a(p) = \frac{1}{p \cdot T_a + 1}, \quad T_a = R_b \cdot C_c \quad (18),$$

где T_a – постоянная времени аperiodического звена.

Передаточная функция разомкнутой системы равна –

$$W(p) = W_i(p) \cdot W_a(p) \cdot W_s(p) \quad (19).$$

Подставив в выражение (19) приведенные ранее передаточные функции отдельных звеньев и упростив выражение, получим окончательное выражение для передаточной функции разомкнутой системы –

$$W(p) = \frac{1}{p \cdot T_i \cdot (p \cdot T_a + 1)} \quad (20).$$

Передаточную функцию замкнутой системы получим простой подстановкой выражений (20) в классическую формулу, описывающую коэффициент передачи системы с обратной связью, с учетом того, что $\beta=1$ –

$$W_c(p) = \frac{K}{1 + K \cdot \beta} = \frac{1}{1 + \frac{1}{p \cdot T_i \cdot (p \cdot T_a + 1)}},$$

после упрощения

$$W_c(p) = \frac{1}{p^2 \cdot T_i \cdot T_a + p \cdot T_i + 1} \quad (21).$$

В итоге, мы получили передаточную функцию, совпадающую с передаточной функцией колебательного звена второго порядка, свойства которого, давным-давно исследованы в ТАУ [8].

Поведение системы (скорость отклика и характер переходного процесса) полностью определяется соотношением постоянных времени T_i и T_a .

Максимальное быстродействие системы при сохранении аperiodического характера переходного процесса достигается, если знаменатель выражения (21) равен нулю.

$$p^2 \cdot T_i \cdot T_a + p \cdot T_i + 1 = 0 \quad (22)$$

Это условие выполняется при соблюдении следующего равенства –

$$\frac{T_a}{T_i} = \xi = 4 \quad (23).$$

В этом случае выброс на переходной характеристике отсутствует, увеличение значения ξ приводит к ухудшению скорости отклика системы и не целесообразно. По мере уменьшения значения ξ до 2 происходит появление и рост выброса на переходной характеристике, при дальнейшем уменьшении ξ переходной процесс становится колебательным. С практической точки зрения величину ξ следует выбирать в диапазоне 2÷4. Хорошие результаты получаются при $\xi=3$. На рисунке 24 показан вид переходной характеристики системы при разных значениях ξ .

Теперь вооружившись знаниями, перейдем к непосредственному расчету параметров и компонентов системы. Для этого зададимся следующими исходными данными:

$f_{\min} = 10\text{Hz}$ – нижняя граничная частота каскада.

$\Delta_{\min} = -3\text{db}$ – спад частотной характеристики каскада на нижней граничной частоте.

$\Lambda_{\min} = -40\text{db}$ – коэффициент усиления системы стабилизации нуля на нижней граничной частоте (проще говоря, я хочу, чтобы на частоте 10 Hz влияние системы стабилизации на полезный сигнал не превышало 1%).

$R_{in} = 300\Omega$ - выходное сопротивление драйверного каскада (в дальнейшем, эта величина будет уточнена и обоснована, сейчас она выбрана достаточно произвольно и заведомо выше реальных значений).

Последовательность расчета следующая-

1. Зададимся величиной резистора R_b .

Как было сказано выше, этот резистор совместно с выходным сопротивлением драйвера (в области низких частот можно считать входное сопротивление транзистора равным бесконечности) образует делитель полезного сигнала и непосредственно влияет на величину разделительной емкости.

Поэтому, величину R_b следует выбирать на два-три порядка больше, чем R_{in} . Примем, что

$$R_b = 300 \cdot 10^3 \Omega.$$

2. Определим минимальную величину емкости C_c .

Емкость должна удовлетворять требованию спада частотной характеристики не более, чем -3db на нижней граничной частоте. Так как резистор R_b одним концом подключен к выходу операционного усилителя (Рис. 22), имеющего низкое выходное сопротивление ($50 \div 100\Omega$), то можно считать, что он заземлен. Это позволяет записать в операторном виде передаточную функцию этой цепи следующим образом –

$$W_{in}(p) = \frac{R_b \cdot C_c \cdot p}{(R_{in} + R_b) \cdot C_c \cdot p + 1} \quad (24).$$

Заменив в выражении (24) p на $j\omega$, можно получить выражение, связывающее модуль передаточной функции с параметрами элементов и частотой -

$$W_{in} = \sqrt{\frac{C_c^2 \cdot R_b^2 \cdot \omega^2}{1 + R_{in}^2 \cdot C_c^2 \cdot \omega^2 + 2 \cdot C_c^2 \cdot \omega^2 \cdot R_{in} \cdot R_b + C_c^2 \cdot \omega^2 \cdot R_b^2}} \quad (25),$$

где W_{in} – модуль передаточной функции, $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$ – круговая частота. Решив это уравнение относительно C_c , получим искомую зависимость-

$$C_c = \frac{-W_{in} \cdot \sqrt{R_b^2 - W_{in}^2 \cdot R_{in}^2} - 2 \cdot W_{in}^2 \cdot R_{in} \cdot R_b - W_{in}^2 \cdot R_b^2}{2 \cdot \pi \cdot f_{\min} \cdot (W_{in}^2 \cdot R_{in}^2 + 2 \cdot W_{in}^2 \cdot R_{in} \cdot R_b + W_{in}^2 \cdot R_b^2 - R_b^2)} \quad (26).$$

Выражение, конечно, громоздкое, но оно дает точный результат для любых заданных значений W_{in} , R_{in} , R_b . По заданию, на нижней граничной частоте мы хотим получить завал характеристики -3db , что соответствует величине W_{in} , равной

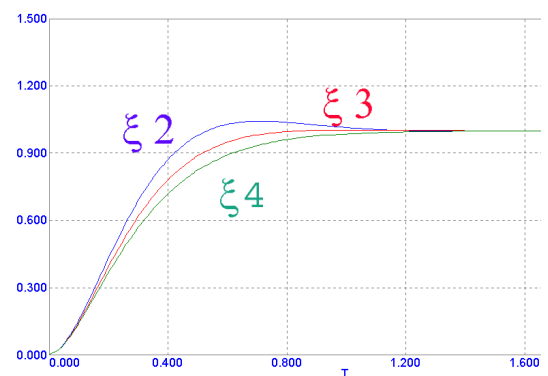


Рисунок 24

$$10^{\frac{\Delta_{\min}}{20}} = 10^{\frac{-3}{20}} = 0.707.$$

Подставив численные значения в (26), вычислим минимальную величину C_c :

$$C_c = \frac{-0.707 \cdot \sqrt{300000^2 - 0.707^2 \cdot 300^2} - 2 \cdot 0.707^2 \cdot 300 \cdot 300000 - 0.707^2 \cdot 300000^2}{2 \cdot \pi \cdot 10 \cdot (0.707^2 \cdot 300^2 + 2 \cdot 0.707^2 \cdot 300 \cdot 300000 + 0.707^2 \cdot 300000^2 - 300000^2)} = 5.3 \cdot 10^{-8} \text{ (F)}$$

3. Определяем необходимые постоянные времени звеньев T_a и T_i по заданной величине Λ_{\min} . Специально для этой цели из выражения (21) была выведена формула, позволяющая получить значение T_a по величине модуля передаточной функции W_c на заданной частоте –

$$T_a = \frac{\sqrt{2} \cdot \sqrt{W_c^2 \cdot 2 \cdot \xi - W_c^2} + W_c \cdot \sqrt{4 \cdot \xi^2 - 4 \cdot W_c^2 \cdot \xi + W_c^2}}{4 \cdot \xi \cdot W_c \cdot \pi \cdot f_{\min}} \quad (27).$$

По заданию - $\Lambda_{\min} = -40\text{db}$, следовательно $W_c = 10^{\frac{-40}{20}} = 0.01$, примем $\xi=3$ и подставив эти значения в (27).

$$T_a = \frac{\sqrt{2} \cdot \sqrt{0.01^2 \cdot 2 \cdot 3 - 0.01^2} + 0.01 \cdot \sqrt{4 \cdot 3^2 - 4 \cdot 0.01^2 \cdot 3 + 0.01^2}}{4 \cdot 3 \cdot 0.01 \cdot \pi \cdot 10} = 0.0799 \text{ (s)}$$

Из (23) определим $T_i = T_a \cdot \xi = 0.0799 \cdot 3 = 0.276 \text{ (s)}$. По полученным постоянным времени звеньев определим номиналы элементов. Для апериодического звена, учитывая, что величина R_b задана, вычислим необходимое значение емкости, воспользовавшись выражением (18) –

$$C_c = \frac{T_a}{R_b} = \frac{0.0799}{300000} = 3.07 \cdot 10^{-7} \text{ (F)}. \text{ Полученное значение } C_c \text{ больше вычисленной ранее, минимальной величины. Это нас вполне устраивает и гарантирует получение заданного частотного диапазона. Если ситуация противоположна (что мало вероятно), и новое значение } C_c \text{ меньше минимально допустимого, то следует задать большую величину } R_b \text{ и повторить все расчеты заново.}$$

Для определения параметров элементов интегратора по выражению (15), следует задаться одним из элементов (удобнее задаться величиной емкости). Например, приняв значение емкости, равное $1\mu\text{F}$, определим сопротивление резистора $R_{i1} = \frac{T_i}{C_i} = \frac{0.276}{1 \cdot 10^{-6}} = 276000 \text{ (}\Omega\text{)}$. Для большинства широко распространенных операционных усилителей приемлемое значение R_{i1} лежит в пределах от единиц килоом до одного мегома. Резистор R_{i2} (Рис.22) должен быть равен R_{i1} и служит для уменьшения величины дрейфа усилителя за счет разницы входных токов.

На рисунке 25 приведена амплитудно-частотная характеристика замкнутой системы стабилизации нулевого напряжения, полученная при установке рассчитанных компонентов.

Приведенная методика расчета справедлива для систем стабилизации всех каскадов, описанных выше и, вообще, для любой системы второго порядка с аналогичной структурой. Возможно, кто-то посчитает, что этому частному вопросу уделено слишком много внимания, но вопрос совсем не второстепенный. Неправильная работа системы стабилизации непосредственно сказывается на качестве звука, причем не только в низкочастотной области звукового диапазона. Слишком медленная система не сможет удерживать режим каскада при относительно быстрых изменениях тепловых режимов, слишком быстрая – начнет влиять на полезный сигнал.

Для исключения недоразумений с размерностями используемых величин (что и куда подставлять), я специально привел численные примеры расчетов. Полученные точные значения резисторов и емкостей следует округлить до ближайших стандартных номиналов. Использование 5% ряда вполне допустимо и несущественно скажется на конечных результатах. При наличии сомнений на этот счет, проведите повторные расчеты с выбранными номиналами элементов или воспользуйтесь PSpice.

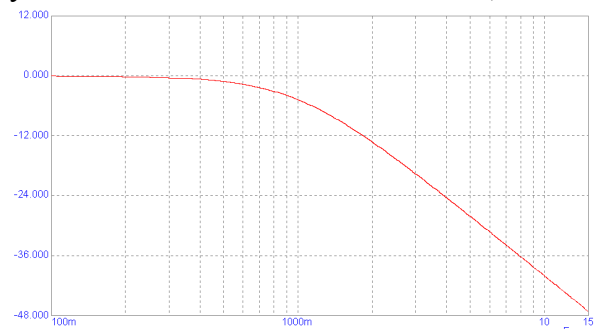


Рисунок 25

Литература

1. J. L. Linsley Hood, 80-100 Watt MOSFET audio amplifier, Wireless World, June 1982.
2. Erno Borbely, High power high quality amplifier using MOSFETs, Wireless World, March 1983.
3. Р. Кобболд, Теория и применение полевых транзисторов, Л., «Энергия», 1975.
4. IRFZ24N HEXFET[®] Power MOSFET, [International Rectifier](#), 1999.
5. Г.В. Войшвилло, Усилители низкой частоты на электронных лампах, Связьиздат, 1963.
6. В. М. Немчинов и др., Усилители с полевыми транзисторами, М., Сов. Радио, 1980.
7. Н. Horinaga, Transistorized single ended push-pull amplifier having no cross-over distortion, US Paten 4,068,183
8. Е. И. Юревич, Теория автоматического управления, Л., «Энергия», 1975.