

УСИЛИТЕЛЬ НА ГЕРМАНИИ

ВОПРОСЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ И НАСТРОЙКИ

Оглавление

Введение	1
Исходная схема.....	2
Основы.....	3
Измерения	3
Оборудование	4
Принципиальная схема. ТЗ.	4
Размышления по выбору элементной базы.....	6
Настройка	11
Проверка работоспособности	12
Проверка работоспособности в полном диапазоне выходных напряжений	12
Установка режимов по постоянке.....	13
Проверка устойчивости.....	13
Анализ реакции на наличие конденсатора С4.....	15
Измерение скорости нарастания.	16
Выяснение влияния транзистора Q2.....	17
Выяснение влияния транзистора Q7.....	18
Проверка реакции усилителя на перегрузку.	18
Окончательная настройка усилителя	19
Окончательная принципиальная схема.	22
Улучшения.....	22
Литература.....	23

Введение

Как всегда, началось все с того, что старший товарищ, уходя на заслуженный отдых, оставил несколько кило транзисторов старой формации. Большинство составляло транзисторы германевой группы, мощные, типа П213, П602, и более легкие варианты: МП42, П416 и т.п.

Выбрасывать было жалко, тем более, на форумах изредка появляются предложения использования германия в устройствах, и народ даже изредка спорит о преимуществах германия во всех смыслах. Тем более, сам я по характеру являюсь радионекрофилом, поэтому примитивная сдача на металлолом была с возмущением отвергнута. Но деталюшки лежат, греют душу, слегка раздражают, чешут руки. Девать их все равно куда-то надо. Раз так, необходимо придумать способ более изящной утилизации полученного добра.

Для начала залезаем в интернет, ну и ничего не находим. Не, находим всякие таки примочки, усилители и тому подобное. Но это не выход, мало деталей. Даже на первый взгляд такого количества имеющихся транзисторов невозможно использовать. Впрочем, если спроектировать собственный усилитель, причем не жалея германевого металла, возможно, что и получится. Мало того, если применить имеющиеся знания по конструированию усилителей, то может получиться даже что-либо таки качественное. Что таки получилось – выношу на суд заинтересованного читателя.

Необходимо сказать, что применяемые мною методы настройки усилителя, ессно, не являются критерием правильности и непогрешимости. Каждый может применять все, что ему заблагорассудится. Мне кажется, что настройка усилителя с точки зрения теории устойчивости является наиболее естественной. В этом случае устраняются паразитные явления, которые могут возникнуть в схеме, а теория помогает их осознать и локализовать.

Все основные положения теории были разработаны еще в 70-х годах прошлого века. Поэтому каждое из них в процессе настройки я не поясню подробно. Если покажется интересным обо всем можно прочитать в литературе, желательно в более серьезной, чем та, которую я привожу в списке. Но там практически везде есть ссылки.

Исходная схема

Вначале была предпринята попытка использования П213. Быстренько нарисована схема, посчитаны элементы. Даже разведена РСВ.

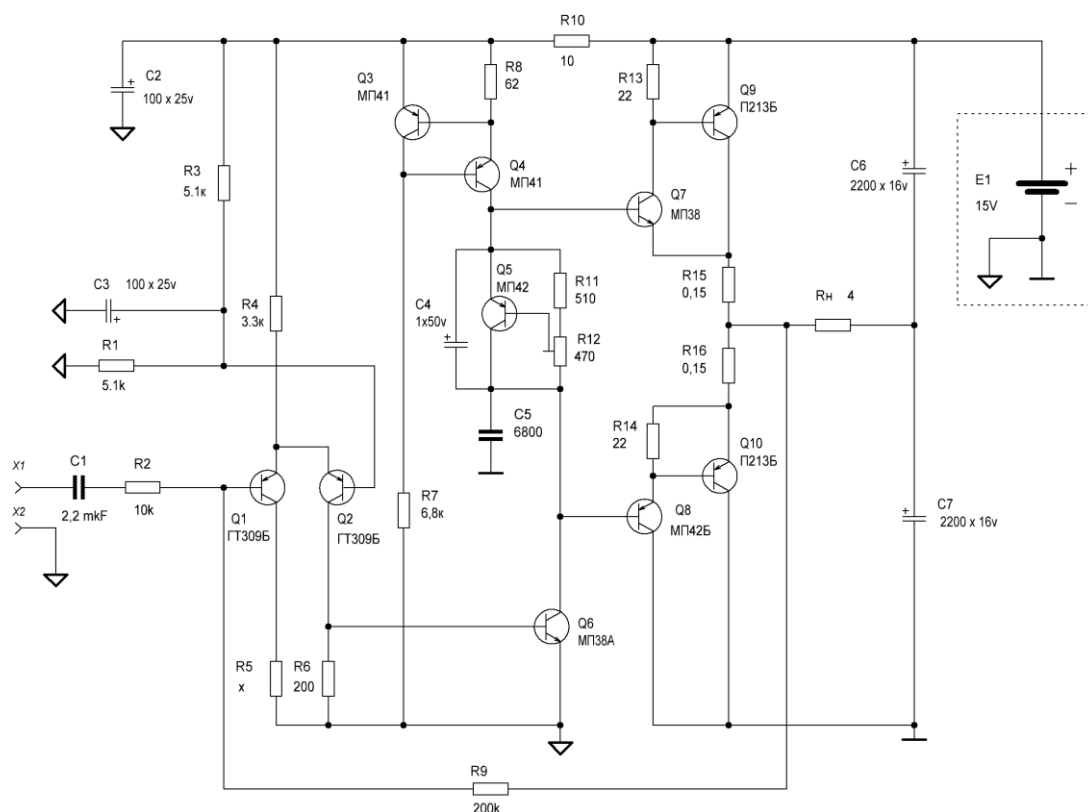


Рисунок 1. Принципиальная схема. Исходник.

Почему схема именно такая – объяснить не могу. Так вышло. Усилитель инвертирующий. Сделан полностью на германии. Как бы давно отработан в мировой практике.

При включении показал довольно приятные результаты. Однако выяснилось, что через П213 начиная с частоты 8 кГц на синусе начинает возрастать неуправляемый ток. Ближе к 15 килогерцам ток возрастает настолько, что транзисторы потихоньку закипают. В принципе, об этом эффекте свидетельств полно. Думалось, что у меня-то такого не случится. Случилось...

Пришлось менять их на П606А. Почему они? Да просто было 8 штук, что должно было облегчить замену при случайном выходе из строя. К тому же их предельные параметры практически полностью удовлетворяют задуманному проекту. Так, импульсный коллекторный ток заявлен в 1,5 А. Я рассчитываю на амплитуду напряжения на нагрузке 4 Ом примерно 6 В (12 В пик-пик). Это как раз соответствует амплитуде тока в 1,5 А. Рассеиваемая мощность тоже где-то в пределах. Считать точно пока не буду, для опытов пойдет. А вот неоспоримое преимущество – максимальная частота. Она у П606 составляет 20 МГц. В данном случае эффект возрастания неуправляемого тока с ростом частоты должен исчезнуть. И таки да, после замены он исчез.

А дальше началась настройка. Которая как-то не складывалась. Вдруг подумалось, что необходима коррекция схемотехники и, в конце концов, использование мирового опыта в искусстве усилостроения. Лезем в литературу, смотрим, что нам говорят корифеи.

Основы

Начнем с Бодэ¹. Это как бы первые шаги. Не обсуждается.

Хоровиц/Хилл². Руководство к действию! Теоретические основы.

Майоров³. Пожалуй, первое на русском языке теоретическое обоснование процессов, происходящих в усилителях.

Еще раз Майоров⁴. Все как бы правильно, но что-то смущает. Ощущение когнитивного диссонанса. Хотя для тех лет простительно. Теория ООС в мировой радиотехнике уже хорошо развита, но до нашей страны все доходит с большой задержкой.

Витушкин/Телеснин⁵. Сложно сказать. Наверно, так все и есть, только что-то мне подсказывает, что в том усилителе, который они исправляли, имелись дефекты в схмотехнике.

Агеев⁶. Обсуждаются вопросы использования ООС в усилителях. Умно, но непонятно.

Зуев⁷. Опять в целом правильно. И даже полезно. Правда, когнитивный диссонанс буйствует во всю силу. Кажется, в статье речь идет не совсем о том, что заявлено в заголовке. Автор жонглирует полюсами, анализируя скорость нарастания, однако в теории она от расстановки полюсов между собой не зависит. Либо это не скорость нарастания. Впрочем, здесь проглядывают уши от использования [3,4]. Но в 2003 году уже как-то можно было бы изучить вопрос.

Sergej Schulz⁸. В статье имеется теоретическая часть. Очень подробно о полюсах. Кое-где можно поспорить, но в целом очень даже грамотно.

Пугачев⁹. Вот это уже очень хорошо. Именно такие основы буду использовать в проекте.

Практические схемы¹⁰. Привожу небольшую подборку реально сделанных читателями журнала «Радио» усилителей. Подбирались схемы с основным упором на германий. В то время выбор элементной базы был весьма невелик, да еще и народ страшно экономил, поэтому усилители исполнены довольно аскетично. Хотя основные направления в схмотехнике довольно прилично просматриваются, но использовать их сейчас вряд ли целесообразно. Единственная кремневая схема, ставшая, похоже, классикой – усилитель Шушурина¹¹. Пожалуй, он у меня пойдёт за основу. В качестве такой же основы можно еще упомянуть похожий TORCHIBAS AMP¹².

Измерения

Необходимо определиться с объективными критериями оценки усилителя, т.е., куда будем посмотреть и что увидим. Какие сейчас действуют общепринятые я не знаю, давно усилостроением не занимался, поэтому буду применять те, которые считаю нужными.

1. АЧХ. Принято считать, что чем больше полоса пропускания, тем лучше. Чем выше предельная частота усилителя, тем лучше усилитель. Кроме того, данный тест выявляет склонность усилителя к самовозбуждению. По виду АЧХ можно сделать выводы о взаимном расположении полюсов и направлении настройки усилителя.

АЧХ собираюсь мерить следующим образом.

а) – на вход подаю синус напряжением 25 мВ. Малый уровень сигнала определяется условием, по которому для исключения динамических искажений вход усилителя нельзя перегружать большим сигналом. При этом на выходе мы будем иметь 500 мВ на нагрузке 4 Ом.

б) – по выходу подключаю осциллограф.

в) – увеличиваю (уменьшаю) частоту синуса до того момента, как выходной сигнал упадет до уровня 0,7 от уровня на средних частотах.

2. Переходная характеристика. В принципе, в рамках нашего проекта, это эквивалент АЧХ. По ней также можно настраивать усилитель. Мало того, простота и наглядность измерений делает ее даже более удобной для настройки усилителя. Уровни входных сигналов такие же, как и при измерении АЧХ. Только вместо синуса подается импульсный сигнал с крутыми фронтами.

3. Скорость нарастания выходного сигнала. Характеристика нелинейная, проявляется при перегрузке одного из каскадов усилителя, обычно первого. Усилитель попадает в этот режим, если на вход подать сигнал такого уровня, который сильно превышает напряжение линейной работы транзистора. Из-за инерционности каскадов усилителя напряжение ООС приходит с некоторым запаздыванием, поэтому сигнал на выходе растет неконтролируемо, со скоростью, определяемой скоростью заряда некоего конденсатора, находящегося внутри схемы. В нашем случае на эту роль претендует корректирующий конденсатор. Как только петля ООС замыкается, нарастание

импульсного сигнала на выходе с максимальной скоростью прекращается, и скорость нарастания определяется уже экспонентой с параметрами, заданными линейными характеристиками усилителя.

Усилитель необходимо загнать в нелинейный режим. Для этого подаю импульсный сигнал такой амплитуды, который заведомо перегрузит входной транзистор усилителя. В нашем случае амплитуда по выходу ожидается в 12 В пик-пик, поэтому размах входного сигнала должен быть порядка 0,6 В.

4. Полоса пропускания максимальной мощности. Очень важный показатель. Определяется скоростью нарастания выходного напряжения. Мерить буду на уровне выходного напряжения примерно 0,9 от максимального. Фиксировать придется «на глаз» по осциллографу, по началу видимых искажений синуса.

5. Посмотрю поведение усилителя на разных уровнях выходного сигнала, как синуса, так и импульса. Особенно интересно, как усилитель ведет себя при выходе из перегрузки. Измерение буду проводить на разных частотах, в том числе на предельных.

6. Для контроля качества настройки усилителя измерю время установления переходной характеристики на разных уровнях выходного напряжения. Про использование таких параметров в усилостроении в литературе не нашел, они мало информативны в обычных измерениях.

Оборудование

1. Понятно, что хотелось бы знать полосу пропускания усилителя. Для этого необходим генератор синуса. Поскольку стремлюсь создать нечто качественное, верхняя частота генератора должна уходить ближе к 1 МГц, лучше к 5 МГц.

2. Хотелось бы знать коэффициент гармоник. Необходим генератор синуса, причем он может быть не очень высокочастотным, но иметь очень чистый спектр. Такого в моем арсенале нет, поэтому измерение к-та гармоник стыдливо опускаю.

3. Устойчивость усилителя очень хорошо исследуется по переходной характеристике. Для этого необходим генератор импульсов с очень крутыми фронтами, как нарастания, так и спада напряжения. На фронтах импульса не должно быть выбросов, а «полочки» не иметь переколебаний. Частота повторения импульсов и скважность особого значения не имеют, мы не собираемся исследовать тонкие процессы. Вполне достаточно, если частота будет порядка 1 кГц. Такой генератор был в свое время мною изготовлен и успешно применялся для самых разных работ.

4. Осциллограф. Должен показывать все вышеперечисленные характеристики. Опять же, от исследования тонких процессов мы отказались, поэтому особых требований не предъявляем.

5. Тестер. Потребуется мерить постоянные и переменные напряжения и β транзисторов. Желательно, чтобы он мог еще и измерять емкости конденсаторов.

6. Блок питания. При настройке необходим лабораторный блок питания на 15 В. Учитывая чувствительность германевого материала по отношению к температуре, БП должен обладать свойством ограничения тока на уровне примерно 1 А. У меня лабораторный импульсный, в дальнейшем, ежели потребуется, планируется использование перестроенного на 15 В восемнадцативольтового трехамперного блока от старого ноутбука.

Принципиальная схема. ТЗ.

Собственно, сначала в некотором роде ТЗ. Любой проект начинается с этого этапа. Здесь мы можем определить основные подходы к конструированию усилителя, требования к проекту, а также начальные расчеты и выбор элементов. Во время работы возможно изменение требований, но по крайней мере, всегда можно отследить, чего хотел, почему не получилось, и что в конце концов вышло.

1. Основная цель – это использование германия. Лепим транзисторы везде, где кажется необходимым. Естественно, без фанатизма. В общем-то, именно этому и посвящен проект: максимальная утилизация антуквиариата. Поскольку в моем распоряжении оказались самые разные транзисторы, в выборе типов для установки в усилитель я себя практически не ограничиваю.

2. Напряжение питания. Германий, за редкими исключениями, работает при напряжении между коллектором и эмиттером не более 15 В. Большинство конкретных экземпляров

транзисторов может выдержать большее напряжение, однако мы ведем инженерный расчет, который предполагает корректное использование предельных параметров элементов.

Поэтому напряжение питания усилителя выбираем $E_p=15\text{ В}$.

3. Сопротивление нагрузки. Обычно это 4 или 8 Ом. Усилитель у нас маломощный, примененные выходные транзисторы работают на пределе (имеется ввиду 4 Ом), поэтому очень интересно их поведение в граничных режимах. Выбираем нагрузку 4 Ом. Потом можно будет посмотреть, как нагрузка 8 Ом изменит параметры усилителя.

На этом составление ТЗ можно закончить и перейти к обсуждению схемы. Принципиальной ее пока рано называть, таковой она станет после испытаний и настройки.

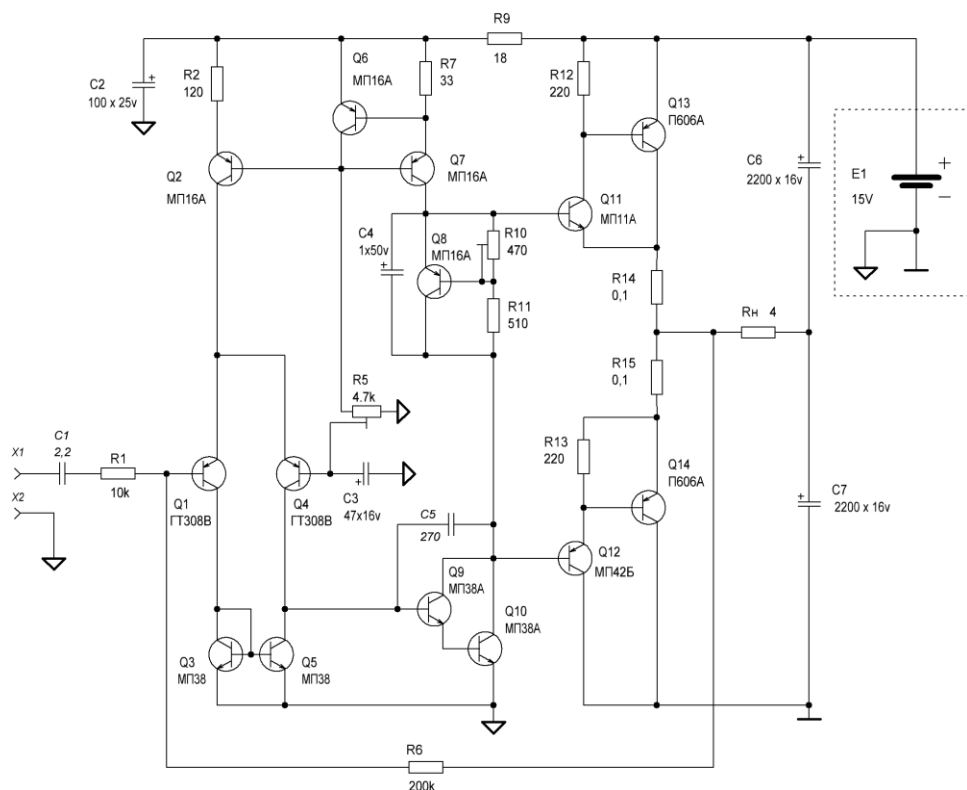


Рисунок 2. Схема усилителя.

Вот такой усилитель. Повторюсь, в нем нет каких-либо новых идей, все давно, еще в прошлом веке, предложено, испытано и используется. Просто интересно, как это будет работать в таком давно забытом исполнении.

По поводу утилизации германия. Как видим, планируется использовать 5 штук маломощных p-n-p: МП42 (МП16), 5 штук n-p-n: МП38 (МП11), и по паре высокочастотных ГТ308 и мощных П606А. В 60-х прошлого века подобное называлось бы: «Усилитель на 14 транзисторах».

Итак, в схему Рис.2 в отличие от Рис.1 введены транзистор Q3, Q5. И ещё Q2. Имхо такое построение хотя и содержит большее количество активных элементов, но зато проще в настройке и обеспечивает лучшие параметры.

Прежде чем приступать к выбору элементов и расчёту их режимов необходимо разобраться с требованиями к усилителю с точки зрения устойчивости. Для этой цели посмотрим, где мы можем нарваться на нехорошее поведение. Определим характерные полюса усилителя и меры их предупреждения.

Имеем, покаскадно.

1. Для первого каскада.

а) Здесь просматривается первый полюс: сформирован выходным сопротивлением Q2, резистором R6 с параллельным подключением входного сопротивления Q6 и емкостью Миллера транзистора Q6. Коэффициент усиления в этой схеме не очень большой, так как сопротивление нагрузки относительно невелико. Из-за приличной Миллеровой емкости частота полюса невелика и может лежать в пределах от 100 Гц до 5 кГц.

б) Второй – может появиться в случае применения относительно низкочастотного транзистора. Например, для МП42 частота единичного усиления составляет 1 МГц. Однако это частота измеряется при включении транзистора ОБ. В нашем случае транзистор ОЭ, а значит, снижение частотных свойств можно рассчитать по формуле $f_0 = f_t / \beta = 1000 / 40 = 25$ кГц (принято, что для МП42 $\beta = 40$). Эта частота является полюсом, где начинается спад усиления транзистора из-за ухудшения частотных характеристик.

Эти два полюса располагаются слишком близко по частотной оси, поэтому их влияние друг на друга будет довольно значительным, что чревато плясками под бубен. Впрочем, про полюс б) можно не заморачиваться, если применить более высокочастотный транзистор, тем самым отодвинув его в стороны вверх, в сторону безопасных частот.

2. Для второго каскада.

с) Образован выходным сопротивлением Q6, входным сопротивлением выходных предусилителей на Q7, Q8, входным сопротивлением усилителя тока на Q4 и паразитными емкостями базовых переходов транзисторов и емкостью C5. Усиление каскада на Q6 довольно велико, так как определяется относительно большим входным сопротивлением драйверного каскада. Частота полюса расположена в диапазоне от сотни до четырехсот кГц.

д) Также, как и полюс б), может появиться из-за ограничения частотных свойств транзистора.

Как ни странно, в правильно настроенном усилителе оба эти полюса не оказывают влияния на устойчивость. Этот эффект называется *расщеплением полюсов*, его действие исключает эти полюса из формирования АЧХ усилителя.

Тем не менее, необходимо обратить внимание на следующее обстоятельство. Предположим, мы применили Q6 типа МП20 с большим β , например, 150. Полюс попадет в зону $1000 / 150 = 6,7$ кГц. Начиная с этой частоты реальное усиление усилителя будет снижаться с наклоном 20дБ/дек. А это означает рост нелинейных искажений в такой же пропорции. Т.е., на частоте 13 кГц НИ вырастут в 2 раза, на частоте 20 кГц – в 3 раза.

Впрочем, данное ограничение достаточно просто обходится применением высокочастотных транзисторов.

3. Для третьего каскада.

е) Третий образуется в выходном токовом бустере. Его частоты лежат далеко за пределами рабочей частотной характеристики усилителя. Во всяком случае, должны. Коэффициент усиления по напряжению в нем слегка меньше единицы и не оказывает влияния на общее усиление усилителя, зато влияние задержки фазы на устойчивость может быть очень велико. Обычно параметры выходного каскада выбираются такими, что начало задержки фазы происходит на достаточно высоких частотах, чтобы не оказывать влияния на характеристики усилителя.

Таким, образом, получается, что основными полюсами, с которыми придется бороться, нужно признать: а) – это будет первый полюс, и е) – это второй. Естественно, могут быть ещё неучтённые полюса, но это уже будет в процессе настройки.

Все бы ничего, и, в большинстве случаев, прекрасно работает, однако германий имеет ряд серьезных недостатков. Большие паразитные емкости переходов могут повлиять на частоты среза усилительных каскадов. Из-за этого нарушается взаимное расположение полюсов. Повышенный неуправляемый ток может привести к снижению усиления каскада, что также приведет к разбалансировке полюсов.

Размышления по выбору элементной базы

Смотрим схему на Рис.2. Как положено, начнём с конца.

1. Оконечные транзисторы.

Их назначение – раскатать напряжение на низкоомной нагрузке и обеспечить необходимую амплитуду тока.

Для выбранного напряжения питания (15В) можно ориентировочно определить размах выходного напряжения. Примем его равным 6 В амплитудного значения. Тогда амплитуда тока коллектора на нагрузке 4 Ом будет 1,5 А. Частотные характеристики желательно как можно лучше.

Предполагается использовать П606А. Их преимущества: физическое наличие, соответствие максимальных параметров требуемым. Нам, возможно, потребуются, смотрим в справочник: максимальный ток (импульсный) – 1,5 А; максимальное напряжение база-коллектор – 30 В; ёмкость перехода коллектор-база – 130 пФ; рабочая частота – 30 МГц; мощность на коллекторе – 3 Вт; минимальная $\beta=40$.

Сначала рассмотрим возможность их применения с общеизвестной точки зрения. Общие рассуждения.

Как выяснилось, при эмиттерном токе в 1,5 А у П606А напряжение база-эмиттерного перехода составляет 0,8 В. Поэтому предварительный расчет размаха выходного напряжения пик-пик дал число 12 В. Или амплитуда размаха выходного напряжения $U_{out a}=6V$. Эмиттерный ток составит как раз 1,5 А, что не превышает предельно допустимого, хотя и в импульсе, по справочнику. В этих условиях выходная мощность на 4 Ом будет равна 4,5 Вт. Если считать КПД=50%, то мощность, рассеиваемая на одном транзисторе, составит 2,25 Вт. Ну и за счёт нагрева эмиттерного перехода входным током базы эту мощность можно слегка увеличить. В принципе, транзистор удовлетворяет заявленным требованиям и вполне может быть применён.

Тем не менее, его предельные значения практически не имеют запаса по характеристикам, а это значит, необходим более подробный анализ. Сделаем его.

Как известно, при работе транзисторов в подобных схемах мощность, выделяемая на коллекторном переходе, зависит от напряжения на коллекторе и величины тока, протекающего через транзистор. Эта мощность меняется в зависимости выходного напряжения в нагрузке и может быть рассчитана. Её наличие разогревает переход, и если переход будет разогреваться сильнее предельно допустимого значения в 85 Цельсиев, то он пробьётся из-за перегрева. Ну если и не пробьётся, то сильно увеличится тепловой неуправляемый ток, что приведёт к резкому росту искажений, причём негармонических. Кроме того, в течение одного периода колебаний напряжение на коллекторе и ток транзистора также меняются. При этом на переходе выделяется мгновенная мощность, которая также мгновенно разогревает переход, после чего он остывает до следующего разогрева.

Тепловое сопротивление переход-корпус для П606 относительно велико, 15 град/Вт, что затрудняет отвод тепла от кристалла и подтверждает необходимость проведения более подробного анализа.

Сначала выясним общий возможный перегрев. Для этого построим графики, показывающие рассеиваемую мощность на коллекторе транзистора в зависимости от выходного напряжения (не мощности, так удобнее) и соответствующий перегрев кристалла. Расчёт ведём для синусоидального воздействия.

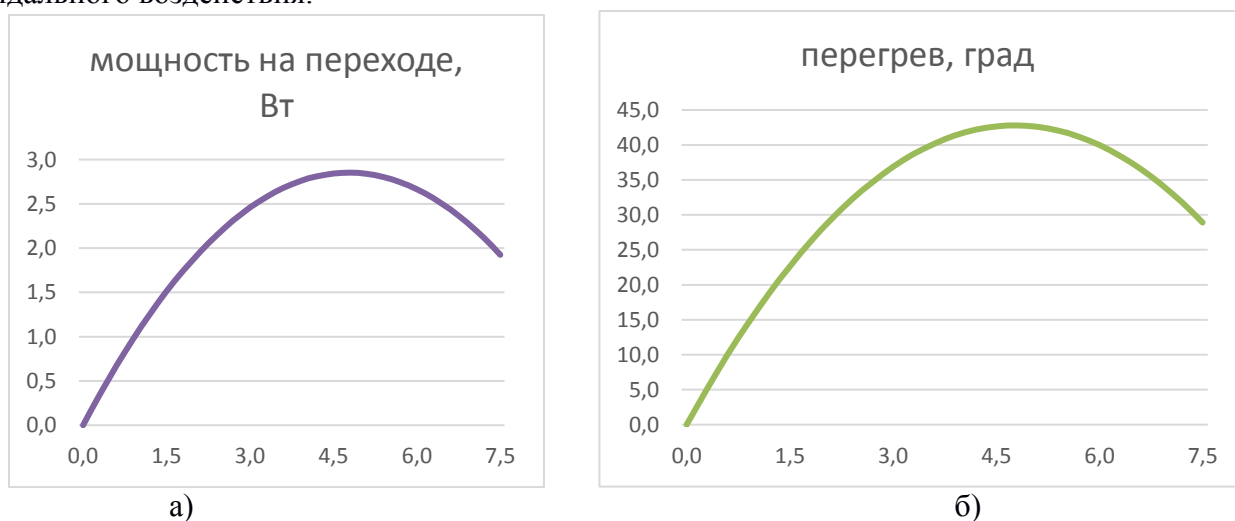


Рисунок 3. а) мощность на переходе транзистора, б) локальный перегрев кристалла.

Как видим, максимальная мощность выделяется на коллекторе транзистора при амплитуде синуса на нагрузке в 4,7 В и составляет 2,9 Вт. Очень близко к предельному значению для транзистора - 3 Вт. Перегрев кристалла при этом составит 43 градуса. Если корпус транзистора

будет находиться в температуре 25 град (типа, установлен на хороший теплоотвод), то температура кристалла будет $43+25=68$ град. Т.е., весьма горячим. Необходимо учесть, что корпус транзистора (даже на теплоотводе) будет нагреваться, и, несмотря на теплоотвод, может достигнуть, скажем, 35 град. В этом случае температура кристалла достигнет 80 град, что уже совсем близко к 85 град, критической для германия.

Второй расчёт – локальный разогрев перехода в течение периода синусоидального сигнала.

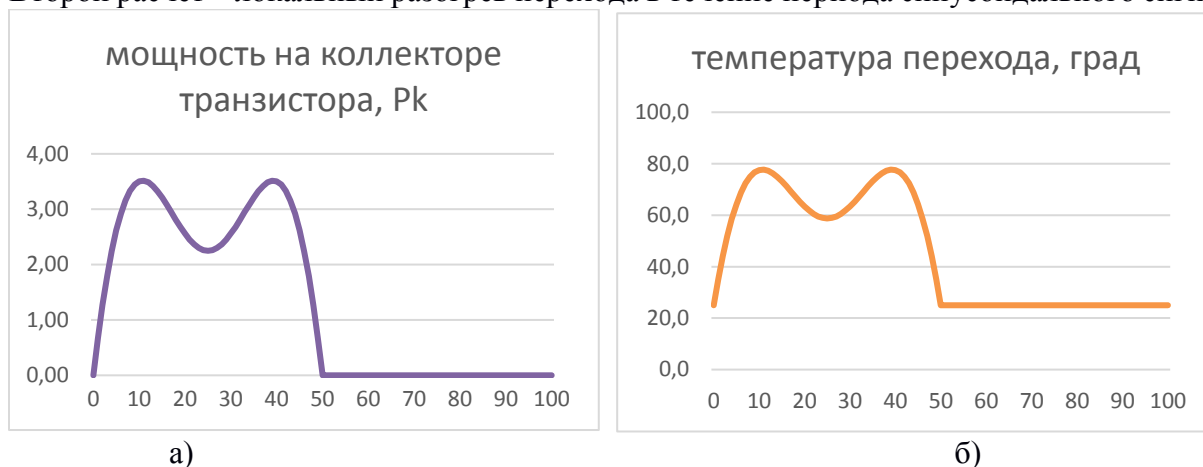


Рисунок 4. а) мощность на переходе транзистора, б) температура перехода кристалла.

По шкале X отложено время воздействия одного периода синуса в относительных единицах. Вторая половина соответствует отрицательной полуволне и относится ко второму транзистору. Амплитуда сигнала составляет 4 В.

Как видим, нагрев кристалла транзистора уже при 4 В на нагрузке при температуре корпуса в течение периода составляет 78 град. Если корпус нагреется до 35 град, то кристалл будет нагрет до 88 град, а это уже катастрофа.

Посмотрим, каков будет перегрев при увеличении амплитуды синуса, например, до 6 В.

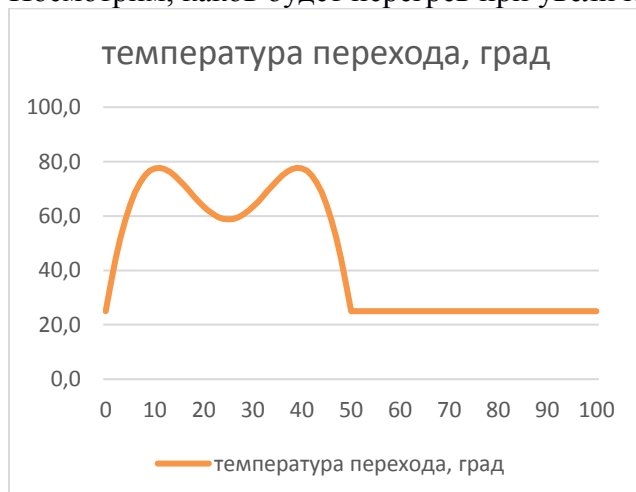


Рисунок 5. Температура перехода при 6 В амплитуды.

Как видим, локальный перегрев по температуре стабилизируется на уровне 78 град, однако возникает два раза за полпериода в одном плече усилителя (и столько же раз во втором плече).

Чем грозит это превышение? Два раза за период германиевый кристалл будет мгновенно перегреваться, будет возникать лишний неуправляемый ток, соответственно, рост негармонических искажений.

Как ни странно, для устранения перегрева необходимо использовать транзисторы даже не с большей рассеиваемой мощностью, а с меньшим тепловым сопротивлением, естественно, с нужными предельными токами и напряжениями. Есть смысл применить в качестве выходных что-либо вроде ГТ806, которые обладают сильно меньшим тепловым сопротивлением.

Но ГТ806 пока побережем, а для проверки основных характеристик усилителя попользуемся П606А, которые, хотя и с трудом, но все-таки вписываются в заявленные требования.

2. Предоконечные драйверы Q11, Q12.

Для получения максимального усиления входное сопротивление этого каскада должно быть по возможности максимальным. Этого можно достичь применением транзисторов с большим β . Что касается Q11, вариантов от германия нет – МП38А. На позиции Q12 - МП42Б. И тот и другой должны иметь соответствующие предельные параметры: максимальный ток эмиттера может достигать 150 мА, а рассеиваемая мощность 200 мВт.

Всё хорошо, но настораживает один момент: тепловое сопротивление этих транзисторов $R_{tj} = 200$ К/Вт. Это довольно много, учитывая большое напряжение питания и относительно большие требуемые токи. Поэтому хотелось бы знать, на что мы можем рассчитывать, т.е., подобно выходным транзисторам хотелось бы провести температурный анализ. Построим такой же график. Поскольку напряжения на предвыходных драйверах более сложные, примем несколько несущественных упрощений. Условия построения – для выходных транзисторов $\beta = 40$, $T_{ср} = 25$ град.

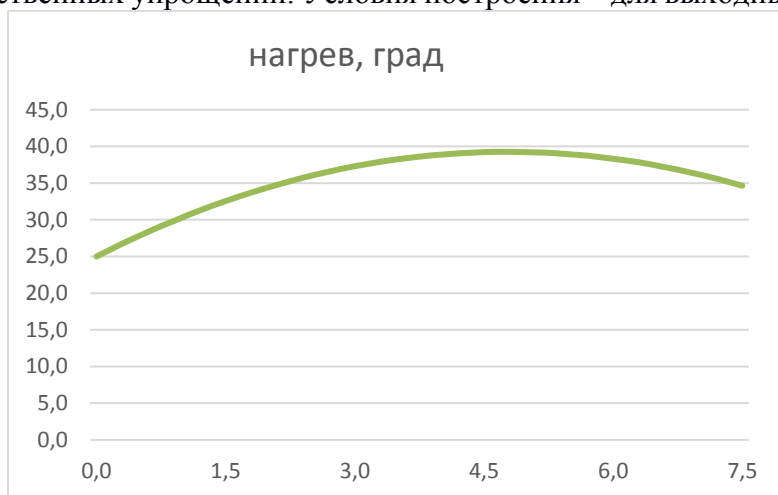


Рисунок 6. Зависимость температуры перехода от амплитуды выходного напряжения.

Получили: максимальная температура кристалла может достигать 39 град. Нормально, правда, есть два обстоятельства: 1- β мощных транзисторов на предельных токах может резко уменьшаться, 2- корпуса МПшек будут разогреваться, поскольку обычно теплоотводов для них не предусмотрено. Поэтому посмотрим тот же график, но при $\beta = 30$ и $T_{кор} = 35$ град.

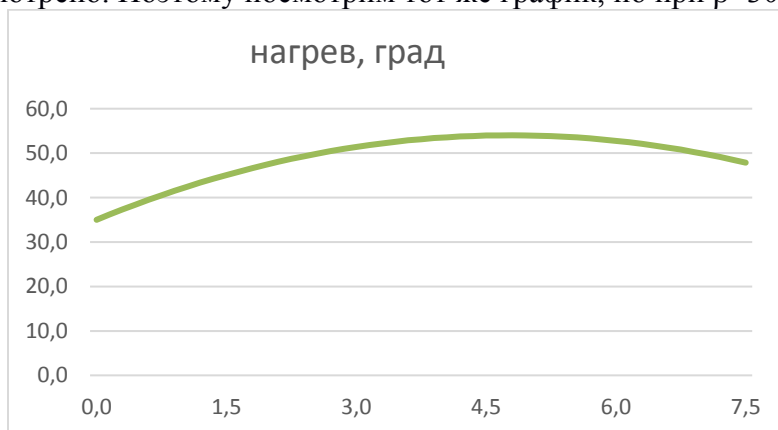


Рисунок 7. Зависимость температуры от амплитуды выходного напряжения при $\beta = 30$ и $T_{кор} = 35$ град.

Нагрев увеличился до 54 град. В принципе, ничего страшного, хотя при настройке необходимо будет проследить за температурой корпусов этих транзисторов и не допускать их перегрева.

Теперь посмотрим, что у нас будет с температурой в течение синуса. Смотрим сразу в нагруженных условиях, при $\beta = 30$ и $T_{кор} = 35$ град.

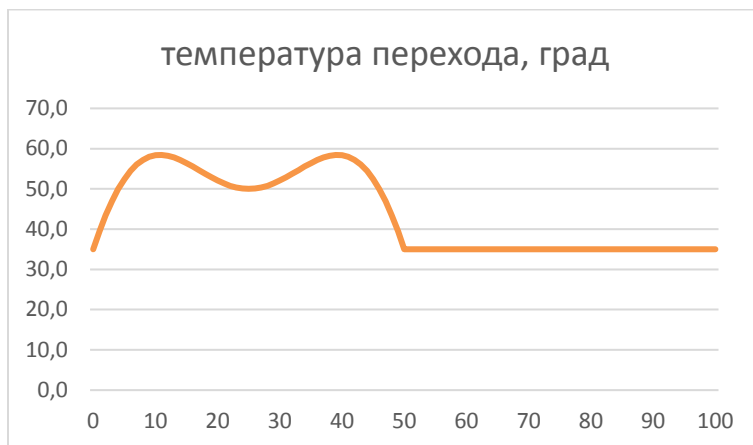


Рисунок 8. Зависимость температуры перехода в течение синуса.

Здесь всё слегка похуже. Температура приближается к 60 град. А если учесть инерционность передачи температуры от кристалла на подложку, то представляется, что на самом деле всё ещё хуже. Здесь каждый незапланированный чих может привести к перегреву кристалла и появлению лишних искажений.

В принципе, для исключения температурных заморочек имеет смысл заменить транзисторы серии МП на ГТ402/404. Беда в том, что в имеющемся хламе транзисторов типа ГТ402 не нашлось, а без них как-то неправильно.

Поэтому останавливаемся на МП, а там будет видно.

3. Каскад УН на Q9,Q10.

Применение составного транзистора Q9,Q10 обеспечивает большой к-т передачи тока и большое усиление усилителя без ООС. Из-за этого первый полюс необходимо сместить совсем уж в низкочастотную область. Теоретически для этого придётся увеличивать корректирующий конденсатор, а это может сказаться на переходной характеристике.

Требования к каскаду:

- 1) должен обеспечивать максимальное усиление. Для этой цели применен составной каскад β транзисторов также необходим максимальный, в нашем случае измеренный - около 100.
- 2) – чтобы не вносить в АЧХ дополнительных искажений, каскад должен быть максимально широкополосным.

Этим условиям структуры p-p-n удовлетворяют только МП38А.

4. Входной дифференциальный каскад на Q3,Q5

Нагружен на отражатель тока на транзисторах Q3,Q5. Малое динамическое сопротивление диода на Q3 обеспечивает малый к-т усиления и снижение влияния эффекта Миллера для входного сигнала. Возможно, из-за большого усиления второго каскада конденсатор коррекции C5 придётся сильно увеличивать, что не совсем благоприятно скажется на динамической характеристике усилителя.

Входной дифференциальный каскад на Q1,Q4 совместно с Q3,Q5 и Q2 обеспечивает раскачку тока, необходимого для работы второго каскада, и должен иметь максимальную широкополосность. Как ни странно, в этом каскаде возможно образование сразу трех полюсов.

Требования к входному каскаду:

- 1) – обеспечение широкополосности. Довольно странное требование, если учесть, что его полоса пропускания ожидается порядка единиц килогерц, а если все хорошо получится, то сотен, а то и десятков герц. А ничего странного. Поскольку каскад формирует главный полюс, то наклон его АЧХ должен быть 20 дБ/декада вплоть до линии единичного усиления (в нашем случае это 26 дБ усиления всего усилителя) плюс запас хотя бы 6 дБ. Завалов АЧХ, вызванных недостаточными частотными свойствами каскада, в этом диапазоне не допускается, иначе появится паразитный полюс, с которым придется бороться. Учитывая большой к-т усиления усилителя без ООС, максимальная частота этого каскада может быть сильно больше 1 МГц.

- 2) – минимальный входной ток. Это требование возникает из-за большого сопротивления обратной связи, на котором необходимо обеспечить минимальное падение напряжения. Желательно применить транзисторы с большим β .

3) – симметрия дифференциального каскада. Это общепринятое требование к дифкаскадам. Я так не думаю, но буду ему следовать. Проведу хотя бы минимальный подбор транзисторов по β .

4) – высокое допустимое напряжение $E_{ке}$, соответствующее напряжению питания. В принципе, достаточно обеспечить половину напряжения питания, т.е., 7,5 В, а этому требованию удовлетворяют практически все ВЧ германцы. Однако при настройке возможны всячески разнообразные нештатные ситуации, поэтому на текущем этапе предпринимаем все возможные способы предохранения.

Наилучшим вариантом в этом каскаде представляются транзисторы ГТ308. Измерение β у нескольких транзисторов показало практически одинаковую величину – в районе 115, поэтому отбор, как таковой, по этому параметру не проводился. Кроме того, у этих транзисторов нормируются шумовые параметры, что также является немаловажным преимуществом.

Транзисторы Q3, Q5 в общем-то также должны обеспечить широкополосность. Если их частотные свойства будут сильно хуже предъявляемых к дифкаскаду в п. 1, то также возможен завал паразитной характеристики на ВЧ. Поэтому лучше бы сюда установить транзисторы с возможно большей максимальной частотой. К сожалению, выбор из n-p-n германцев довольно невелик. Собственно, самые высокочастотные только одни, серии МП38, с максимальной частотой 2 МГц. Особых требований по β не предъявляется.

5. Пару слов о С4.

Он обычно ставится для ускорения передачи ВЧ сигнала на верхний драйвер, тем самым увеличивая широкополосность усилителя. У меня этот тезис вызывает некоторые сомнения, поэтому пока оставим схему как есть, с тем, чтобы проверить влияние С4 при регулировке.

Настройка

Ну вот. Начинаем работы по железу. День потратим на разводку платы, так как было принято решение не связываться с макетом: на печатке удобнее проводить настройку, не надо путаться в проводах, да и будет чертеж печати, что потом облегчит идентификацию элементов. Еще полдня на сборку, приступаем к настройке.

Размеры платы: 112x60 мм.



Рисунок 9. Собранный усилитель.

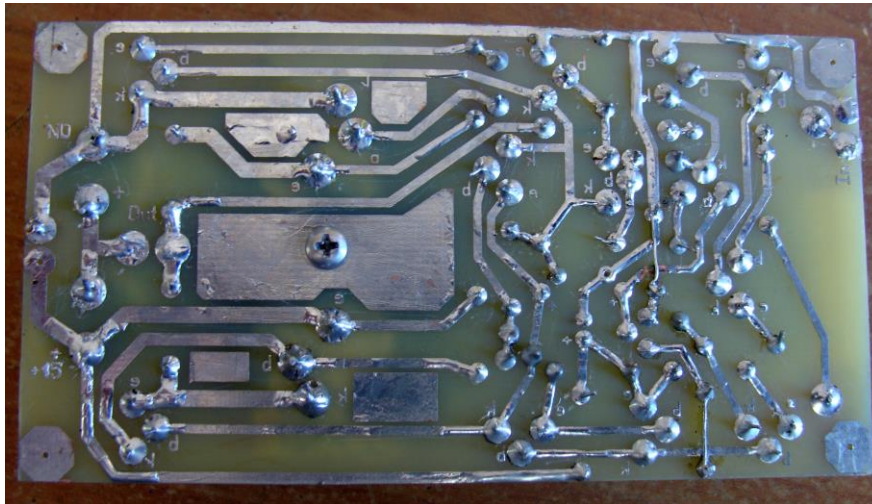


Рисунок 10. Печатка.

Проверка работоспособности

Корочу на землю вход усилителя, устанавливаю ограничение тока на БП в 100 мА, включаю питание. На выходе осциллографом смотрю реакцию. И она таки радует. Перегрузки нет, признаков возбуда тоже нет. Устанавливаю резистором R5 на выходе напряжение 7,5 В, R10 - ток потребления 60 мА. Такая величина означает 50 мА через выходные транзисторы в покое. Возбуда опять нет, и это хорошо.

Проверка работоспособности в полном диапазоне выходных напряжений

Подаю на вход синус частотой 4 кГц. Так устроен мой генератор: у меня нестандартные границы диапазонов. Для удобства пока использую один диапазон с перестройкой от 4 до 450 кГц. Разгоняю размах амплитуды по выходу до 8 В и вижу неприятность: «волосатость» снизу и сверху синуса.

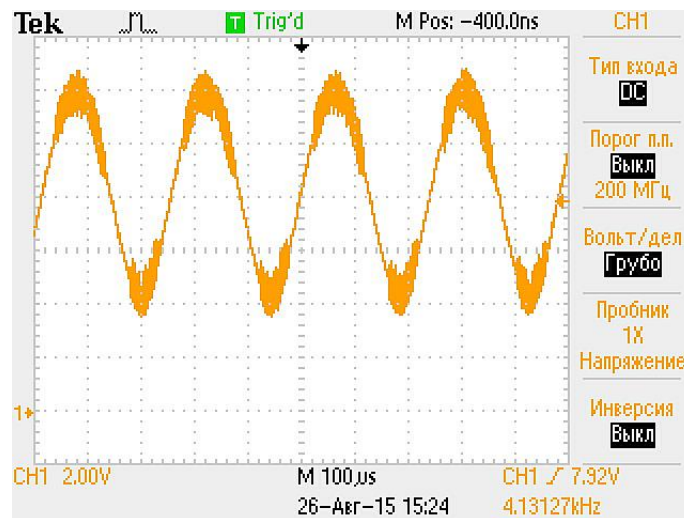


Рисунок 11. Синус на выходе.

Пытаюсь рассуждать. Волос появляется на больших амплитудах, причем на положительной полуволне оволосение слегка больше, чем на нижней. В принципе, очевидно: из-за ограничения по частотным характеристикам пара транзисторов одного плеча (верхнего или нижнего) не справляется с усилением тока на больших амплитудах. С ростом выходного напряжения на нагрузке напряжение на выходных транзисторах с одновременным ростом тока уменьшается, ухудшаются усилительные свойства каскада. Второй полюс, который при больших исходных напряжениях на транзисторах находится за пределами единичного усиления и не влияет на АЧХ, смещается в относительно низкочастотную область. Возникает дополнительная задержка фазы сигнала, и развивается паразитная генерация. При этом пара Q11,Q13 представляет собой усилитель со 100%

обратной связью, которая формирует полюс на более низкой частоте. Видимо, поэтому реакция усилителя с ООС на положительной полуволне более выражена.

Кроме того, есть подозрение, что это действует тот самый перегрев кристаллов транзисторов.

Выходов просматривается три:

1) – скорректировать АЧХ всего усилителя так, чтобы второй полюс гарантированно ушел под линию единичного усиления. При этом, естественно, ухудшится динамика и сузится полоса пропускания. На всякий случай проверяю: увеличиваю С5 до 6000 пФ, снизу волос пропадает, сверху остаётся. Дальнейшее увеличение имхо нецелесообразно. Во всяком случае, пока.

2) – скомпенсировать третий полюс введением коррекции «вперед». Обычно для таких целей используются схемы обхода низкочастотных узлов более высокочастотными цепями. В нашем случае это, вероятно, можно сделать, но я как-то не очень понимаю, как. Да и схема может сильно раздуться.

3) – использовать более адекватные транзисторы. Установить с большей рабочей частотой и минимальными емкостями переходов. Выходные транзисторы у нас и так уже высокочастотные (правда, емкость эмиттерного перехода у них порядка 2000 пФ, что не очень радует), да еще из-за особенностей моей конструкции их сложнее снимать, поэтому легче начать с драйверов.

Вот тут сразу обозначилась проблема. Германия с нужными параметрами у меня нет. Чисто для проверки идеи рискну поставить кремний. Начнем с наиболее чувствительной точки: Q11. Напрашивается, конечно, старый добрый КТ315, на худой конец, КТ3102. К своему удивлению, в шаговой доступности ни того, ни другого отыскать не сумел, зато легко нашлась старая мамашка, на которой в изобилии имелись 2N3904. Оказалось, их параметры идеально подходят для наших целей.

Исключительно в целях отработки идеи устанавливаем 2N3904 (с измеренным $\beta=187$) в позицию Q11... и имеем два результата, хороший и плохой. Хороший: гипотеза о негативном влиянии недостаточных параметров предвыходных транзисторов блестяще подтвердилась, волос на положительной полуволне начисто пропал. Плохой: заявленный и разрекламированный германевый проект рухнул под натиском кремния. Стало понятно, что без использования кремния довести усилитель до приемлемых характеристик не получится.

Рыдаю и, биясь головой о стену и утешая себя мыслию о том, что это всего лишь две штуки из четырнадцати, в позицию Q12 устанавливаю найденный на той же мамашке 2N3906 ($\beta=235$). Нижний волос тоже пропадает.

Установка режимов по постоянке.

Опять устанавливаю ток покоя 60 мА. Подаю на вход усилителя синус такой амплитуды, чтобы хорошо просматривались ограничения на положительной и отрицательной полуволнах. Выставляю одинаковое ограничение сверху и снизу. Размах пик-пик неискаженной составил 12 В, что соответствует максимальной мощности 4,5 Вт.

Проверка устойчивости.

Ее можно оценить либо по АЧХ, либо по переходной характеристике. Имхо по переходной в данном случае не только проще, но и нагляднее, поэтому на вход подключаем генератор импульсов и смотрим на выходе отклик на перепад напряжения. Что приятно, нет необходимости крутить ручку генератора и засекаать уровни напряжений. Да еще бы это делать в логарифмическом масштабе.

Здесь необходимо придерживаться следующих правил.

Сейчас мы измеряем **линейную** характеристику усилителя, поэтому для того, чтобы не перегружать входной каскад, на вход подается сигнал размахом не более 50 мВ. Довольно комфортно смотреть по осциллографу амплитуду где-нибудь в 500-600 мВ, по входу это будет от 25 мВ. Точно так же в случае снятия АЧХ входной сигнал не должен перегружаться большим сигналом, размах синуса не должен превышать 100 мВ.

От предыдущего опыта корректирующая емкость у нас осталась 1100 пФ.

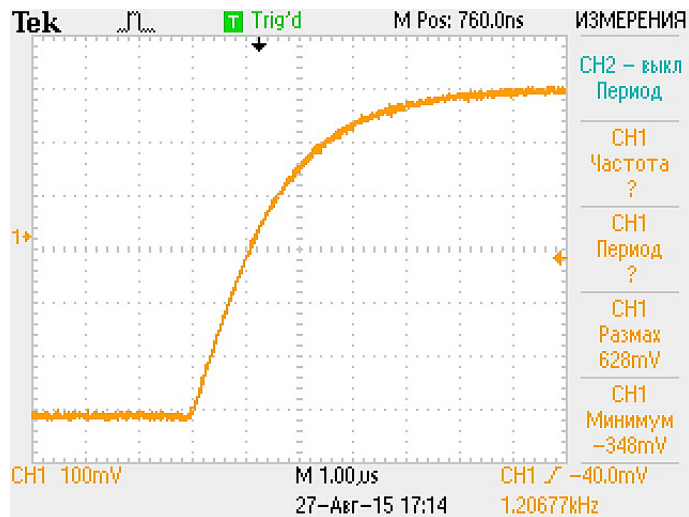


Рисунок 12. Переходная характеристика.

Видно, что сверху фронт сигнала сильно завален. Это означает, что АЧХ усилителя формируется одним полюсом. Вклад остальных полюсов совершенно незначителен и не влияет на вид переходной характеристики. Однако с такой характеристикой динамика усилителя оставляет желать лучшего, да и полоса пропускания сильно ограничена. О скорости нарастания выходного сигнала говорить пока рано, отмечу лишь, что время установления составляет около 6 мкс.

На всякий случай, для себя, снимаю АЧХ. Делаю это с целью фиксации изменений параметров в процессе настройки усилителя. По выходу устанавливаю размах пик-пик синуса в 600 мВ, граничные частоты фиксирую по падению напряжения до уровня 0,7. Получаю:

$$F_{\min}=16 \text{ Гц} \quad F_{\max}=114 \text{ кГц}$$

Теперь можно уменьшить емкость конденсатора. Делаем это радикально - до 120 пФ. Сразу меряем частоты:

$$F_{\min}=16 \text{ Гц} \quad F_{\max}=1,17 \text{ МГц}$$

Синус на такой высокой частоте слегка искажен, но этого и следовало ожидать. Он проходит через несколько каскадов, в том числе низкочастотных, а ООС уже не действует.

Смотрим переходную характеристику.

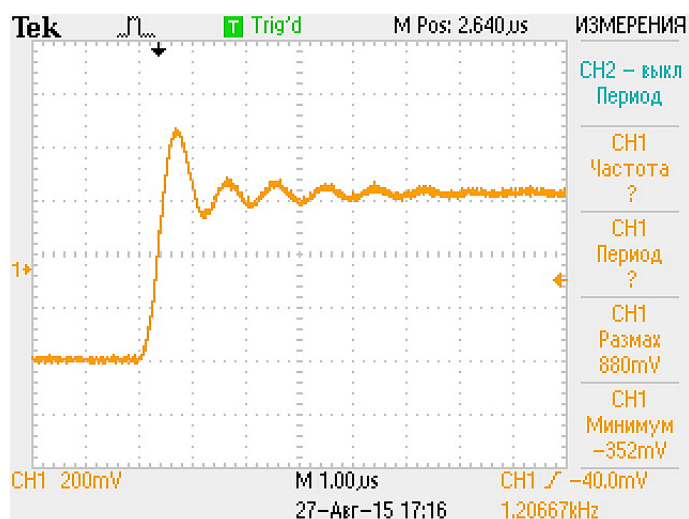


Рисунок 13. Переходная характеристика.

Верхняя часть переходной характеристики выровнялась, завала не наблюдается, зато появился шикарный зубец, «выброс». По его величине можно судить об устойчивости усилителя.

После того, как выброс начинает уменьшаться, хорошо заметен колебательный процесс с частотой колебаний порядка 1 МГц, амплитуда которого убывает по экспоненте. Это классический вид переходной характеристики, подверженной влиянию второго полюса. В этом случае линия ООС усилителя пересекает АЧХ в точке с наклоном сильно больше, чем 20 дБ/декаду.

В данном случае относительно небольшая величина выброса свидетельствует о том, что второй полюс расположен достаточно далеко от главного для эффективного действия коррекции и того, чтобы усилитель потерял устойчивость, однако при определенных обстоятельствах, например, при повышении температуры, появлении реактивной нагрузки, его влияние может привести к самовозбуждению усилителя.

Рискуя предположить, что при такой переходной характеристике при подаче на вход звукового сигнала с резким перепадом напряжения мы услышим не только сам звуковой ряд, но еще и «продукты переработки» того самого переколебания, несмотря на то, что оно лежит далеко за пределами звукового диапазона. На всякий случай, обращаю **особенное внимание**, что до понятия «скорость нарастания» здесь еще даже и не дошло: усилитель работает в **линейном** режиме.

В свою очередь, скорость нарастания ожидается здесь весьма высокой, поскольку корректирующий конденсатор мал, соответственно, мало время, необходимое для его перезарядки.

Для устранения дефекта увеличиваем корректирующий конденсатор до момента, когда выброс будет практически полностью устранен. Здесь, кстати, имеется повод для обсуждения, поскольку я не знаю, когда процесс подбора надо заканчивать. Возможно, надо оставить немного выброса для улучшения звука. А может, наоборот, увеличивать емкость до полного устранения выброса. в литературе встречал рекомендации оставлять небольшой выброс. Во всяком случае, ежели кто сподобится повторить сие, рекомендую попробовать на слух отличия между полностью сглаженной характеристикой и имеющей выброс. Но это дело вкуса, на который, как известно, товарища нет.

Остановимся на емкости конденсатора в 420 пФ.

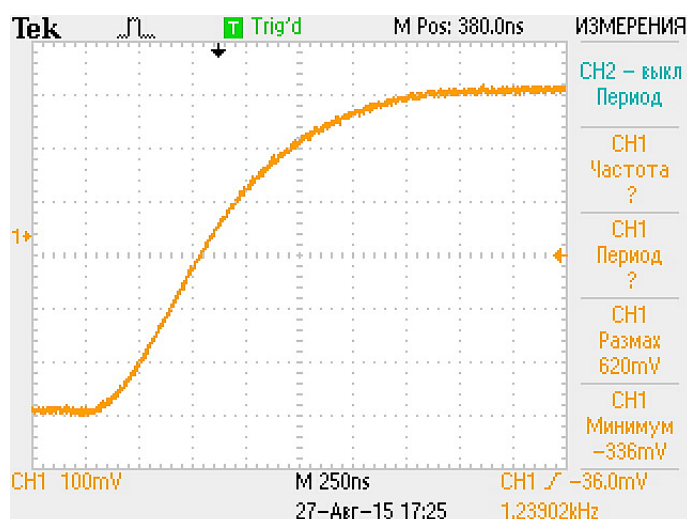


Рисунок 14. Скорректированная переходная характеристика.

Особенности: процесс установления составляет примерно 1,5 мкс. Выбросов нет, т.е., вид переходной характеристики определяет один главный полюс.

Смотрим полосу пропускания. $F_{min}=15$ Гц $F_{max}=403$ кГц

Поскольку результат получили более-менее приемлемый, обращаем внимание на тонкие моменты: при перестройке по частоте следим за тем, чтобы в диапазоне от F_{min} до F_{max} выходное напряжение самопроизвольно не увеличивалось и не уменьшалось. Если это происходит, значит, мы чего-то не заметили. В этом случае придется применять более изощренные методы анализа.

Кстати, замечание: после фиксации F_{max} стоит посмотреть реакцию усилителя на частотах более F_{max} хотя бы в два раза. Может быть, это как раз и есть тот самый «провал»

Анализ реакции на наличие конденсатора С4

Теперь мы обещали посмотреть реакцию усилителя на наличие конденсатора С4. Обычно его присутствие обосновывается ускорением передачи высокочастотных составляющих в обход транзистора начального смещения. Может быть, но, поскольку в рабочем диапазоне частот мы работаем с встречно включенными источниками тока (это транзисторы Q7 и Q10), то влияние каскада на Q8 представляется весьма малозначительным. Вот и проверим.

Для более выраженной реакции уменьшением конденсатора коррекции загоняем усилитель в недокомпенсированный режим, после чего отпаиваем конденсатор С4. Обе картинки фиксируем.

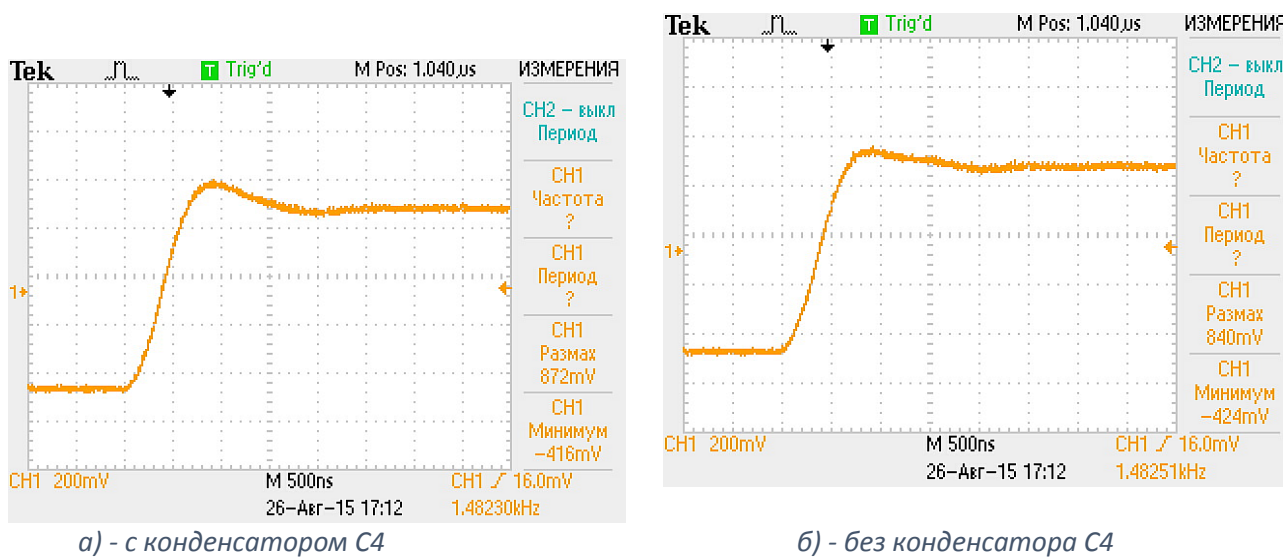


Рисунок 15. Влияние конденсатора С4.

Слева – при наличии конденсатора, справа – при его отсутствии. Хорошо видно, что при наличии конденсатора выброс на переходной характеристике больше, чем при его отсутствии. Это означает, что С4 не только не улучшает параметры, а еще и добавляет нестабильности. Для восстановления характеристики придется увеличить емкость корректирующего конденсатора, что приведет к уменьшению динамики и полосы пропускания усилителя. В принципе, наличие в тракте усиления дополнительного реактивного элемента всегда приводит к излишним фазовым сдвигам. Вопрос в том, насколько они полезны или вредны, и можно ли без них обойтись.

По итогам измерений считаем конденсатор С4 лишним и беспощадно выбрасываем его из схемы.

Измерение скорости нарастания.

Характеристика, как уже говорилось, нелинейная, поэтому нам необходимо подать на усилитель сигнал такого уровня, чтобы гарантированно перегрузить вход. Впрочем, не обязательно будет перегружен именно вход, но при данной схмотехнике это наиболее вероятно. Подаем импульсный сигнал, так, чтобы выходной отклик занимал весь диапазон рабочего напряжения.

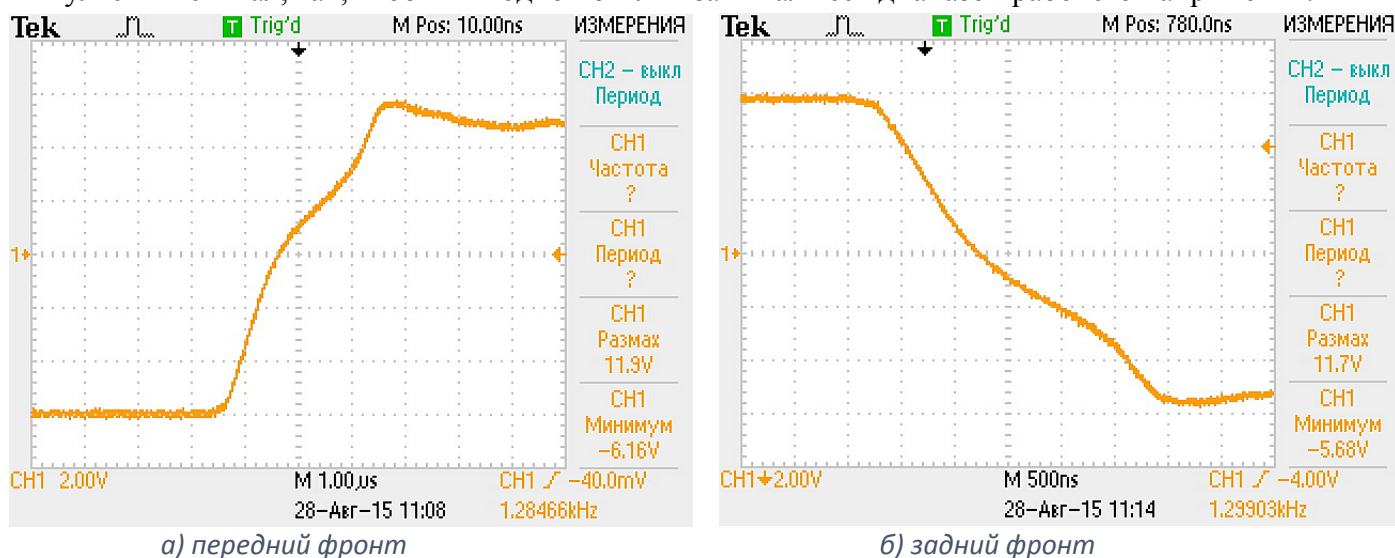


Рисунок 16. Измерение скорости нарастания.

Обращает на себя внимание некоторая нелинейность переходной характеристики. Т.е., до

середины фронта нарастание происходит относительно линейно, затем происходит переход на более пологий участок, а затем опять крутизна увеличивается. Поведение довольно странное, и к нему надо будет вернуться, после того как будут исправлены все остальные очевидные ошибки.

Мы разогнали сигнал на выходе до 12 В. Хорошо выраженная линейность обнаруживается в начале характеристики. Однако о том, насколько ее можно считать скоростью нарастания, имеются некоторые сомнения. Дело в том, что фронт выходного импульсного сигнала может быть началом экспоненциальной функции, соответствующей нормальной работе усилителя. В принципе, такого поведения переходной характеристики можно было ожидать, потому как схемотехника предполагает приличное быстродействие. Усилитель получается скоростной, и время установления сигнала может перекрывать возможную нелинейность. Попробуем оценить масштабы проблемы.

Что влияет на скорость нарастания? А просто: входной дифкаскад в режиме перегрузки может обеспечить перезаряд корректирующей емкости максимальным током 1,8 мА. Это его статический режим, который задается источником тока на Q2. Больше он просто не сможет отдать. Транзистор Q7 задает ток примерно 7 мА. На максимальной выходной амплитуде напряжения часть тока уходит в базу Q11 или Q12, то, что остается, используется на перезаряд емкости C5. Есть подозрение, что этот ток больше, чем 1,8 мА. В этих условиях скорость перезаряда C5 будет определяться как

$$V = \frac{I}{C} = \frac{1,8\text{mA}}{420\text{пФ}} = 4,3\text{В/мкс}$$

Отсюда предельная частота усиления максимальной мощности (обозначим ее как $f_{\text{мп}}$)

$$f_{\text{мп}} = \frac{V}{2 * \pi * U_{\text{out}}} = \frac{4,3\text{В/мкс}}{2 * 3,14 * 12\text{В}} = 57 \text{ кГц}$$

Вообще-то очень даже ничего себе частота.

Однако оценим нелинейность. Выберем участок, на котором, как нам кажется, характеристика наиболее линейна, проведем необходимые замеры, считаем. Сначала для переднего фронта:

$$(4-2)\text{В} / 0,3\text{мкс} = 6,7 \text{ В/мкс}$$

Потом заднего:

$$(4-2)\text{В} / 0,35\text{мкс} = 5,7 \text{ В/мкс}$$

Полученная скорость больше, чем расчетная, но, в принципе, полученные значения коррелируются между собой.

Выяснение влияния транзистора Q2.

На основе полученных данных, измеренных значений, можно сказать следующее, возможно, повторюсь. В дифкаскаде у нас работает пара ВЧ транзисторов. Источник тока у них в эмиттерах – транзистор НЧ. Рабочие частоты усилителя, 400 кГц, становятся сравнимы с предельными для этого транзистора, 1 МГц. Запас всего 6 дБ, а это значит, что усилитель тока на высокой частоте будет шунтировать эмиттеры транзисторов, усиление дифпары будет падать на более низкой частоте, что приведет к смещению (появлению дополнительного) второго полюса в низкочастотную область.

В позицию Q2 ставим П416. Тут же выясняется, что напряжение база-эмиттер в рабочей точке у него в полтора раза выше, поэтому для восстановления рабочих токов дифпары его эмиттерный резистор уменьшаем в два раза. Получили ток через Q2 равный 1,6 мА. Оставляем.

Смотрим переходную характеристику. Паразитный полюс ушел в более высокочастотную область, поэтому верхняя часть фронта завалена. Уменьшаем корректирующую емкость до 340 пФ. Переходная характеристика восстанавливается.

Измеряем полосу пропускания. Результат налицо.

$$F_{\text{min}} = 15 \text{ Гц} \quad F_{\text{max}} = 503 \text{ кГц}$$

Смотрим скорость нарастания. Слегка увеличилась, но ненамного.

Выяснение влияния транзистора Q7.

Ну вот, все, что нужно, казалось бы, сделано. Усилителем уже можно наслаждаться. Однако нет предела совершенству. Так и здесь. Внимательно смотрим на принципиальную схему и находим.

Теперь это Q7. Точно такой же источник тока. Единственное отличие – от него не требуется больших частот. Хотя свою долю в общие характеристики он, конечно же, вносит.

Ну так и давайте посмотрим. В позицию Q7 ставим опять П416.

Так как ток через дифкаскад опять изменился, возвращаем на место резистор в эмиттере, суммарный ток дифпары устанавливается равным 1,6 мА.

Смотрим переходную характеристику. Опа!! На переходной характеристике появился выброс. Это означает, что увеличилось влияние второго полюса. Приходится увеличивать корректирующую емкость до 480 пФ. Переходная характеристика восстанавливается.

Измеряем полосу пропускания. Результат налицо.

$$F_{\min}=15 \text{ Гц} \quad F_{\max}=310 \text{ кГц}$$

Смотрим скорость нарастания. Мы увеличили корректирующую емкость, а ток перезаряда оставили прежним, поэтому она уменьшилась. Сейчас она равна 5 В/мкс.

Странный результат: улучшение параметров одного каскада привело к ухудшению характеристик усилителя в целом.

Что произошло? Если в п.1 улучшение частотных характеристик каскада привело к расширению рабочих частот и росту скорости нарастания, то в п.2 такое же улучшение, наоборот, ухудшило характеристики усилителя.

На самом деле все просто. Установив транзистор, имеющий более высокие параметры, в частности, уменьшенный ток утечки, мы тем самым увеличили к-т усиления второго каскада. Увеличился к-т усиления всего усилителя без ООС, и второй полюс поднялся над линией единичного усиления (если точнее, нам более важна линия $K=20$ (26дБ), соответствующая к-ту усиления усилителя с ООС).

Возвращаем в позицию Q7 транзистор МП16. Усилитель уже показывает приемлемые параметры, и до конца всех проверок нет желания что-либо менять.

Проверка реакции усилителя на перегрузку.

После всех изменений опять проверяем реакцию усилителя на перегрузку. Медленно увеличиваем напряжение на входе, внимательно наблюдая за синусоидой на выходе.

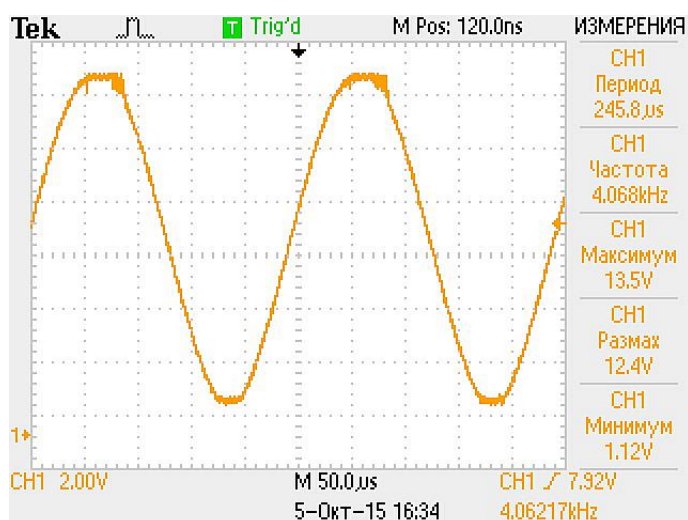


Рисунок 17. Измерение скорости нарастания.

На верхнем максимуме опять видно легкое «оволосение». Такой усилитель эксплуатировать нельзя. Возбуждение проявляется на максимальных допустимых амплитудах, но при внешних воздействиях, например, повышении температуры, возможно снижение порога самовозбуждения, что приведет к искажениям фонограммы. Учитывая, что усилитель уже на 90% настроен, т.е., основные источники нестабильности устранены, причину попробуем искать в

схемотехнике.

Обратим внимание на то, что возбуд возникает на самом верхнем участке синусоиды, когда напряжение на нагрузке входит в область ограничения. В это время источник тока Q7 переходит в режим насыщения, соответственно, перестает выполнять свои функции. Однако само по себе это не должно вызывать генерацию всего усилителя. Вероятно, имеется обратная связь, которая приводит к самовозбуждению.

Такой несанкционированной ОС может быть некорректное построение источника тока дифференциального каскада. В самом деле, опорное напряжение для источника тока берется с токового зеркала, в которое элементом входит Q7. При его насыщении, т.е., непредусмотренном функционировании, возможно нарушение работы и транзистора Q2. Кроме того, с части токозадающей цепи снимается напряжение смещения на базу транзистора дифкаскада, что также может привести к паразитной ОС. Необходимо разорвать эти связи.

Поступаем кардинально: полностью развязываем входную и выходную цепи.

Ну вот, возбуждение таки исчезает. Мало того, обратные связи оказались настолько значительными, что влияли на поведение переходной характеристики, вид которой показан на Рис.10. Искажения переходной характеристики также пропадают.

Окончательная настройка усилителя

Теперь мы уже хорошо знаем, что на что влияет, опять подбираем корректирующий конденсатор. До того момента, когда он станет равным 470 пФ.

Получаем переходную характеристику.

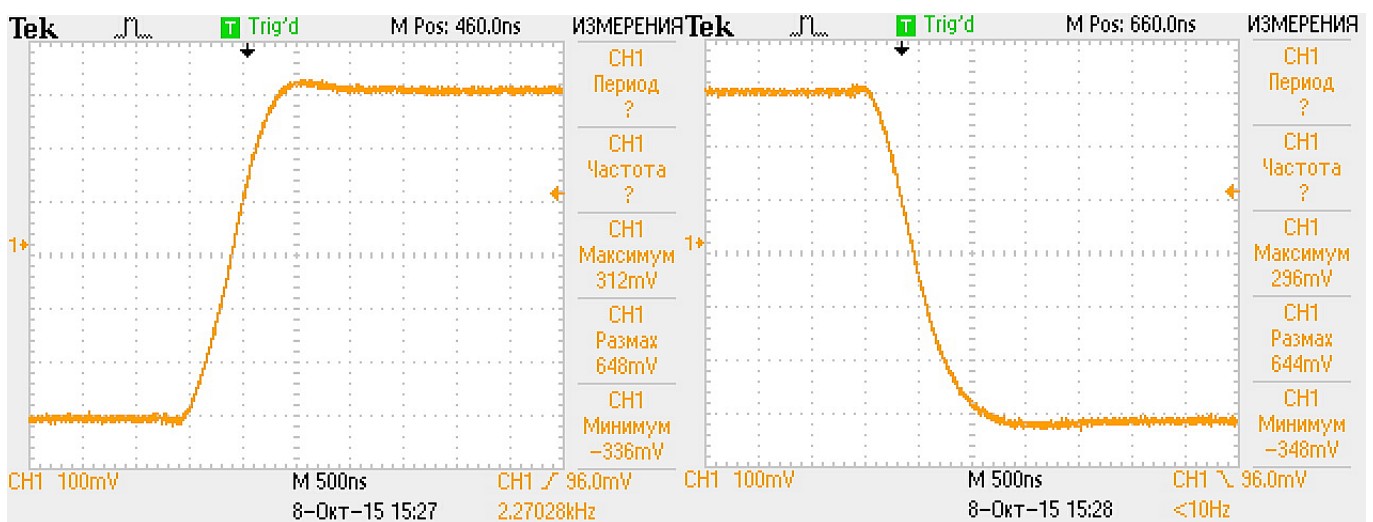


Рисунок 18. Переходная характеристика

На переднем фронте заметен небольшой выброс, считаем его величину малой. Если хочется его уменьшить, необходимо будет слегка увеличить корректирующий конденсатор. На заднем фронте выброса практически нет, и это радует.

Считаем важный параметр: время установления. И для переднего и для заднего фронта $t_y=1,5$ мкс.

Это была **линейная** функция, по ней можно судить о взаимном положении полюсов, как следствие, об устойчивости усилителя.

Теперь необходимо проанализировать нелинейную функцию: смотрим переходную характеристику на максимальном размахе.

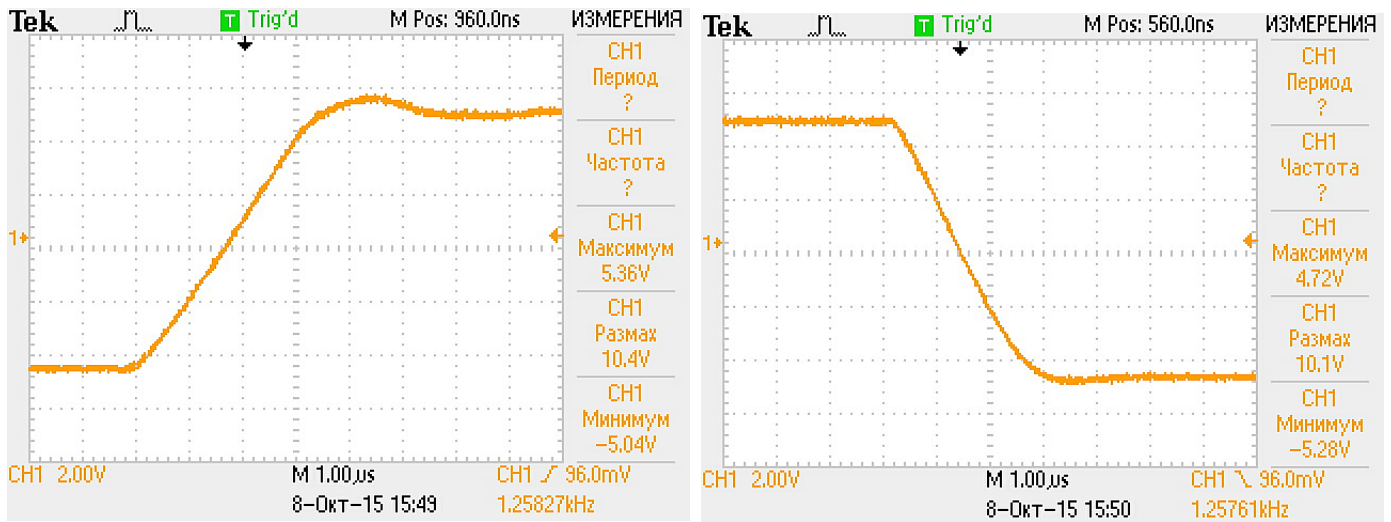


Рисунок 19. Переходная характеристика на больших амплитудах

Как видим, устранение паразитных связей привело к существенному улучшению характеристик усилителя: на фронтах импульса исчезли перегибы и неравномерности.

Здесь можно определить скорость нарастания выходного напряжения. На нарастающем фронте получается 3 В/мкс, на спадающем – 4 В/мкс. Если принять размах напряжения на выходе равным 12 В, то предельная частота неискаженного сигнала составит 40 кГц.

Посмотрим усиление синусоидального сигнала.

Подключаем генератор синуса. Для начала измеряем полосу частот.

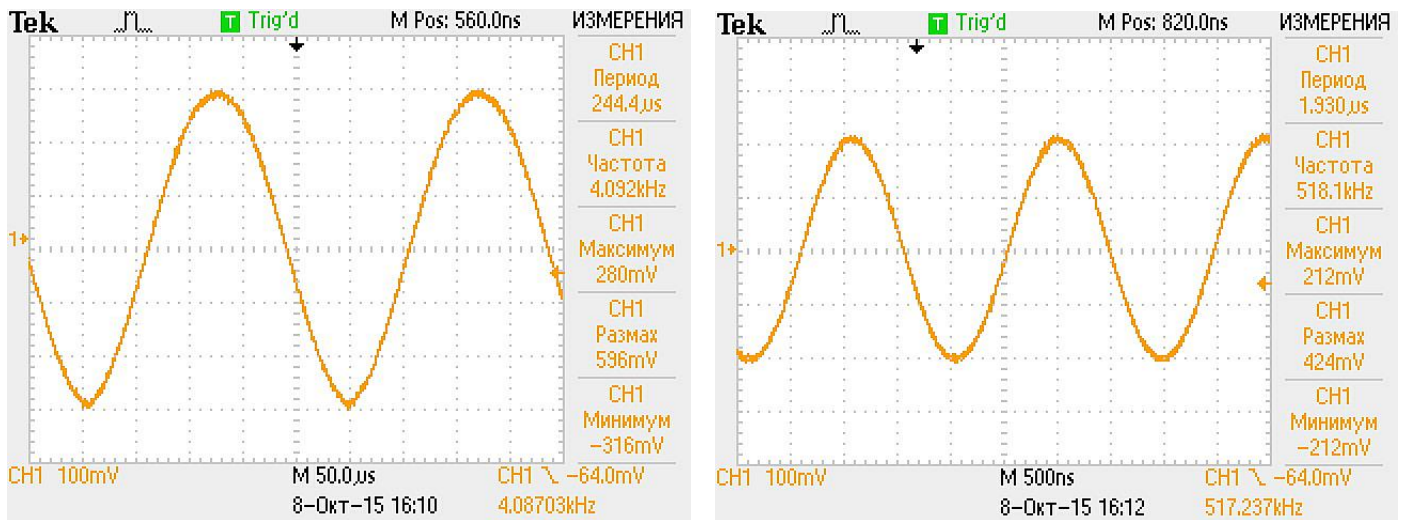


Рисунок 20. Измерение полосы пропускания

Как видим, по уровню 0,7 получилось: $F_{min}=15$ Гц, $F_{max}=517$ кГц.

Смотрим режим ограничения выходного сигнала.

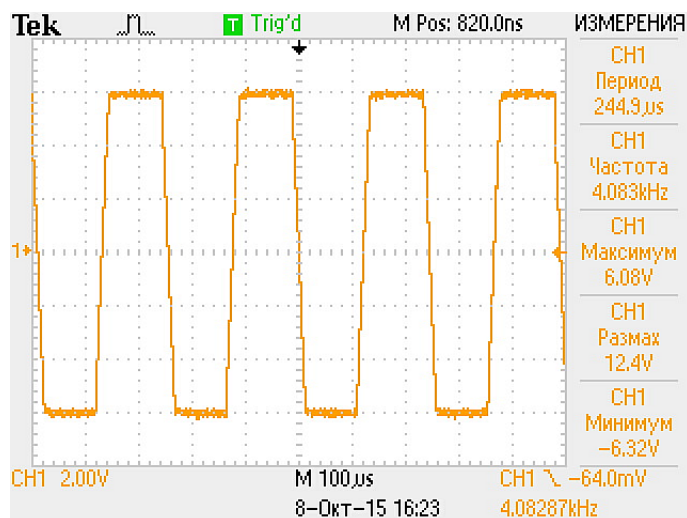


Рисунок 21. Режим ограничения выходного сигнала

Никакого криминала не вижу. Развязка входного и выходного сигнала и здесь сказалась очень положительно. Исчезла склонность к самовозбуждению, в режиме ограничения усилитель входит симметрично по положительному и отрицательному уровню.

Поскольку все работает, есть смысл посмотреть полосу пропускания усилителя в режиме большого сигнала.

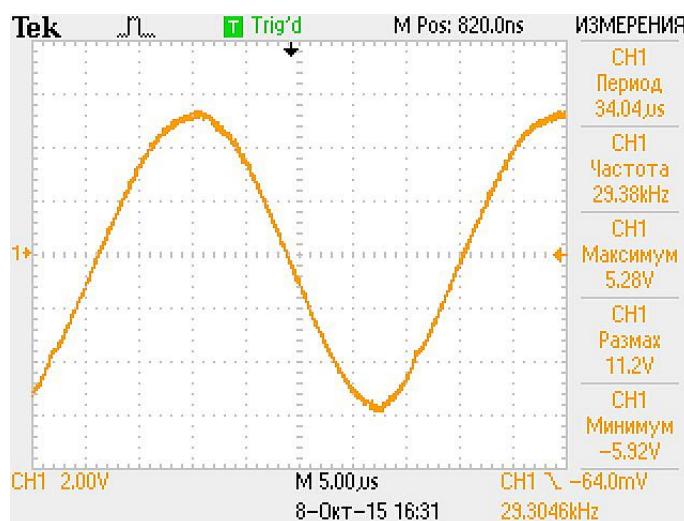


Рисунок 22. Проверка искажений на большом сигнале

Видно, что внизу синуса на определенной частоте появляется небольшой пичок, который с ростом частоты поднимается выше, вплоть до максимума. Однако имеется сомнение, что этот пичок – принадлежность генератора. Появляется он, начиная с частоты около 27 кГц. Более заметные искажения начинаются с частоты около 40 кГц. Да и фиг с ним, меня и та, и другая частоты вполне устраивают.

Ну, что ж, получили вполне приемлемые результаты. С усилителем еще очень даже можно работать дальше. Например, мне не нравится температурная стабильность начального тока выходного каскада. Вообще-то она никому не нравится ☺. Но имхо ее можно здесь победить. Можно еще увеличить скорость нарастания. Можно попробовать чуть-чуть увеличить выходную мощность. Можно еще что-нить придумать.

Окончательная принципиальная схема.

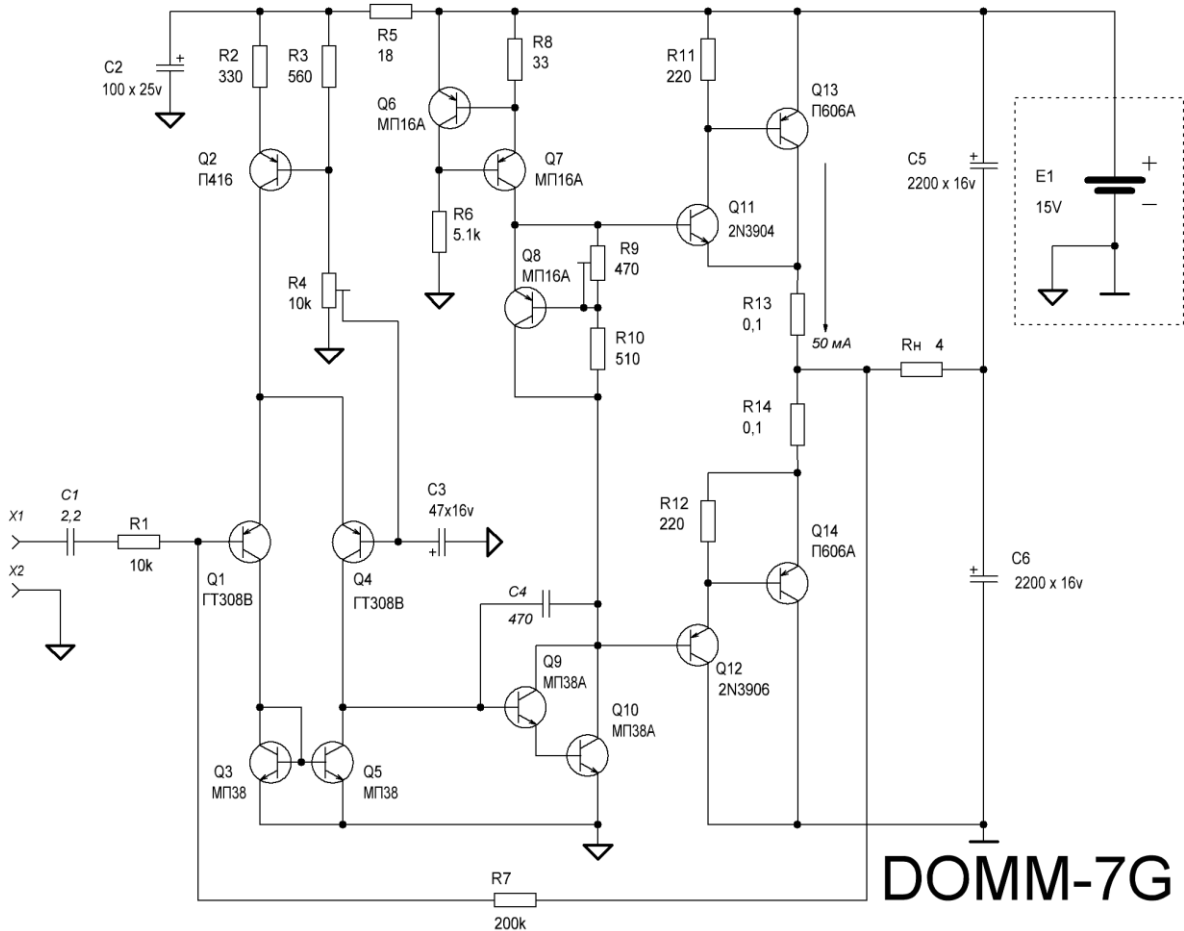


Рисунок 23. Принципиальная схема усилителя

Улучшения

1. Получился не совсем германевый усилитель. Для исправления этого недостатка необходимо попробовать установить Q11, Q12 типа ГТ402/404.
2. ИМХО скорость нарастания выходного сигнала маловата. Представляется, это из-за того, что для увеличения усиления установлен составной транзистор Q9, Q10. Если исключить один из них, упадёт усиление усилителя без ООС, при этом можно будет уменьшить конденсатор C5. При этом, скорее всего, увеличится скорость нарастания, но увеличатся НИ.
3. Источник тока Q6, Q7 можно сделать чуть по иной схеме. Добавится полвольта к выходному напряжению. Чуть больше ватт можно снять.
4. Аналогично, исключать R13, R14. Они тут не нужны.
5. Выходные транзисторы поставить типа ГТ806.

Литература

- ¹ Майоров А.. Динамические искажения в транзисторных усилителях НЧ. - «Радио», 1976, № 4. с. 41, 42
- ² Искусство схемотехники. П. Хоровиц, У. Хилл.
- ³ Майоров А.. Динамические искажения в транзисторных усилителях НЧ. - «Радио», 1976, № 4. с. 41, 42
- ⁴ Майоров А. Неизвестный автор. Еще раз о динамических искажениях в транзисторных усилителях. - «Радио», 1977, № 5. с. 45—47.
- ⁵ Устойчивость усилителя и естественность звучания. Витушкин А., Телеснин В. - Радио, 1980, № 7, с. 36-37.
- ⁶ Вопросы проектирования усилителей с общей ОС. С. Агеев. Радио №4 2003 год.
- ⁷ О динамических искажениях в транзисторных усилителях НЧ. П. Зуев. Радио №4, 2003г.
- ⁸ Усилитель мощности звуковой частоты (УМЗЧ) на операционных усилителях (ОУ) и MOSFET-ах. Sergej Schulz. http://www.samodelka.ru/articles/ampl_schulz1.php
- ⁹ Украдет ли усилитель виртуальную глубину. И.Пугачев. <http://www.vegalab.ru/content/view/40/9/>
- ¹⁰ Усилители по Журналам «Радио»: № 11 за 1971 г., с. 17-18; № 8 за 1975 г., с. 34-35; № 8 за 1973 г., с. 28-29; № 2 за 1974 г., с. 52-53; № 8 за 1974 г., с. 44-45; № 9 за 1973 г., с. 56-57; № 1 за 1976 г., с. 43-44; № 4 за 1974 г., с. 26-27; № 11 за 1975 г., с. 37-39; № 2 за 1976 г., с. 38-39; № 2 за 1975 г., с. 49; № 3 за 1974 г., с. 46-48; № 2 за 1973 г., с. 49; № 10 за 1975 г., с. 36-38; № 6 за 1974 г., с. 26-28; № 9 за 1973 г., с. 50-51.
- ¹¹ «Радио» №6 за 1978 г, с. 45-46
- ¹² <http://kazu.ru/forums/showthread.php?t=64129&page=2>