

DOMM-19G

УСИЛИТЕЛЬ НА ГЕРМАНИИ 24В

Оглавление

Введение	1
Исходные данные.....	2
Принципиальная схема	2
Техническое задание	5
Размышления по выбору элементной базы.....	5
Блок конденсаторов С6.	5
Оконечные транзисторы.....	5
Предоконечные драйверы Т4,Т5.....	8
Каскад УН на Т2.....	9
Входной транзистор Т1.....	9
Пару слов о С3.....	9
Чего будем мерять	9
Измерительное оборудование.....	10
Железо.....	11
Настройка	11
Включение	11
Установка режимов по постоянке.....	12
Измерение параметров каскада на Т2.....	12
Работаем с переходной характеристикой.....	16
Анализ реакции на наличие конденсатора С3.....	22
Проверка реакции усилителя на перегрузку	22
Окончательная принципиальная схема.	23
Улучшения.....	23
Литература.....	25

Введение

На форумах изредка появляются предложения использования германия в устройствах, имеющие целью максимально упростить схемотехнику усилителя в перспективе повторения его неквалифицированными любителями, и народ даже изредка спорит о преимуществах германия во всех смыслах. Я как бы не вижу преимуществ применения германия в усилителях, но, поскольку по характеру являюсь радионекрофилом, то всегда приветствую возможность тренировки мозгов и рук на предмет изготовления чего-нибудь из неподобающего хлама. Тем более, если это может кому-то помочь в плане передачи опыта.

Вообще-то изначально планировалось изготовление усилителя на максимальную мощность, которую может отдать германий. Задумывался усилитель с питанием 40 В и выходной мощностью до 50 Вт. Но в процессе расчёта были получены скользкие результаты, поэтому было решено сначала изготовить что-либо попроще, для тренировки. Так сказать, отработать схему, чтобы не пришлось одновременно бороться с последствиями перегрева и неправильной коррекцией. Может плохо кончиться.

Что таки получилось – выношу на суд заинтересованного читателя.

Необходимо предупредить: применяемые мною методы настройки усилителя, ессно, не являются критерием правильности и непогрешимости. Каждый может применять все, что ему заблагорассудится, я лишь показываю, на что нужно обратить внимание при изготовлении усилителя, и не только этого, а вообще любого. Мне кажется, что настройка усилителя с точки

зрения теории устойчивости является наиболее естественной. В этом случае устраняются паразитные явления, которые обязательно присутствуют в схеме, а теория помогает их осознать, локализовать и устранить.

Исходные данные

Принципиальная схема

В качестве основы для начала расчётов предлагается вот такая схемка.

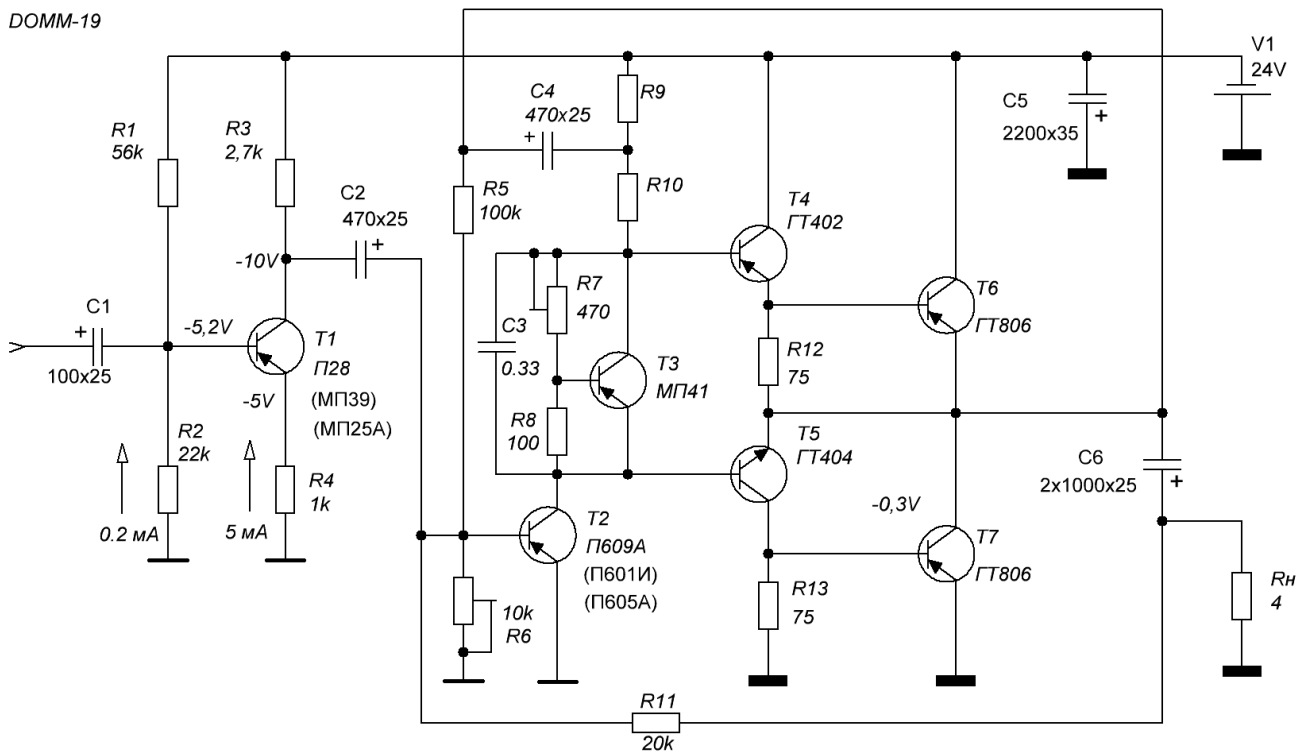


Рисунок 1. Принципиальная схема усилителя.

Подобное схемное решение активно использовалось в середине 70-х прошлого столетия. Ничего особенного. Тем не менее, в предлагаемом варианте имеются некоторые особенности. Таки поговорим об них.

Вначале про **каскад на транзисторе T2**. Собственно, сюда же можно отнести и токовый бустер на T4-T7, который, с одной стороны, необходим для раскачки тока в низкоомной нагрузке, с другой – для трансформации малого сопротивления нагрузки в большое сопротивление в коллекторе T2, без чего невозможно обеспечить требуемый к-т усиления. В плане наших расчётов он мало влияет на основные показатели усилителя, поэтому будет подразумеваться по умолчанию.

Каскад на транзисторе T2 представляет собой инвертирующий усилитель. Его к-т усиления обеспечивается транзистором T2 и может достигать 60 дБ (и более). Коллекторный ток T2 управляется его же базовым током, это принципиальное положение, на котором основывается дальнейшее использование такого усилителя.

Как ни странно, для него имеются два варианта к-та передачи, из которых оба по-своему важны.

1. **К-т передачи по напряжению**. Это отношение переменного напряжения на нагрузке (коллекторе) транзистора к напряжению на его же базе. Какая здесь особенность? Дело в том, что входным сигналом возбуждения каскада является ток. И ООС также осуществляется по входному току, и так и называется: параллельная ООС по входному току. Т.е., при увеличении напряжения на нагрузке увеличивается ток, который протекает в цепи ООС, что приводит к уменьшению тока в цепи базы. А это, в свою очередь, приводит к уменьшению тока коллектора и уменьшению напряжения на нагрузке. Т.е., происходит стабилизация выходного напряжения.

Но. При этом к-т передачи каскада по напряжению не изменяется. Уменьшается лишь напряжение в базе Т2, пропорционально к-ту передачи всего каскада.

Посмотрим по частотным ограничениям. Здесь их два:

- ограниченные частотные свойства транзистора. К примеру, если использовать какой-либо МП40А ($f_{max}=1\text{МГц}$, $\beta_{max}=40$), то частотная характеристика, определяемая ограничением по частоте, будет иметь срез на частоте $1\text{МГц}/40=25\text{кГц}$. А если сюда поставить МП25А ($f_{max}=0,2\text{кГц}$, $\beta_{max}=50$), то будем иметь срез уже на частоте $200\text{кГц}/50=4\text{кГц}$. Для МП40 это ограничение не очень существенно, а вот для МП25 начиная с частоты 4 кГц из-за потери усилительных свойств начнётся уменьшение глубины обратной связи, что приведёт к росту нелинейных искажений. Кроме того, и в первом и втором случае дополнительно имеется риск попасть в зону неустойчивости из-за слишком низкого расположения полюсов.
- ограничение частотных свойств каскада из-за паразитных конденсаторов в нагрузке. Имеются ввиду паразитные емкости коллекторных переходов транзисторов Т2, Т4, Т5. Так, при паразитных емкостях этих транзисторов в 60 пФ и сопротивлении нагрузки в 10 кОм будем иметь полюс на частоте $1/(2*\pi*10\text{кОм}*180\text{пФ})=88\text{кГц}$. В принципе, этот полюс достаточно высокочастотный, однако может оказать влияние на устойчивость усилителя. Кроме того, если мы применим транзисторы с большими паразитными емкостями, то можем спуститься в звуковой диапазон, что приведёт ещё и к росту нелинейных искажений.

2. **К-т передачи по току.** Это отношение переменного напряжения на нагрузке (коллекторе) транзистора к входному току каскада на Т2. Какая здесь особенность? Это как раз то место, где осуществляется ООС. То есть, не по напряжению, а току. Поэтому к-т передачи принимает вид некоего переходного сопротивления

$$K = \frac{U_{out}}{I_{in}} = R_p$$

Эту формулу выводил ещё Степаненко¹, но что что делать дальше, так и не рассказал. А проблема здесь в том, что сначала необходимо организовать измеряемый и контролируемый источник тока, который обеспечивает возбуждение усилителя. В качестве такового используется очень простая схема на Т1.

В этом случае к-т усиления на низких частотах можно считать как

$$K = I_{in} * \beta * R_n, \text{ где}$$

I_{in} – входной ток каскада Т2,

β – к-т передачи транзистора на постоянном токе,

R_n – нагрузка каскада Т2

Как видно из формулы, к-т передачи прямо пропорционален **I_{in}**, **β** и **R_n**. Поэтому при увеличении каждого компонента (кроме первого, поскольку он определяется первым каскадом) **K** растёт, что приводит к увеличению запаса ООС и снижению нелинейных искажений.

ООС организуется через резисторы R5 и R11. R5 задаёт смещение по постоянному току, R11 – организует ООС по переменному. Из-за малого базового тока Т2 сопротивление R5 получается достаточно большим, поэтому необходимо R11, которое устанавливает к-т усиления усилителя и необходимую чувствительность. Необходимо помнить, что эти два сопротивления включены параллельно по переменному току, поэтому в формулу расчёта к-та усиления они входят параллельно. Забегая слегка вперёд

$$K = \frac{R_{11}||R_5}{R_4}$$

И сразу ещё один очень важный момент. На самом деле в формуле расчёта к-та усиления необходимо сделать уточнение. Поскольку Т2 имеет паразитную ёмкость коллектор-база и стоит она параллельно R12, то формулу необходимо переписать как

$$K = \frac{Z}{R_4}$$

где Z учитывает параллельные паразитные реактивные составляющие. Насколько это необходимо, рассмотрим на примере.

Так, для П605А обычная паразитная ёмкость коллектор-эмиттер составляет 75 пФ. В этом случае максимальная частота полосы пропускания усилителя определится как

$$f_m = \frac{1}{2\pi * R_{12} * C_{ke}} = \frac{1}{2\pi * 20\text{кОм} * 75\text{пФ}} = 106 \text{ кГц}$$

То есть, полоса пропускания усилителя будет определяться паразитными емкостями транзисторов, устанавливаемых в позицию Т2 (это если мы применяем в Т1 достаточно высокочастотный транзистор; если он, к примеру, типа МП25, то полоса может быть и меньше).

Пришло время рассмотреть **важнейший параметр каскада на Т2 – входное сопротивление**. Оно будет определяться по Миллеру, как отношение сопротивления ООС к к-ту усиления по напряжению каскада на Т2

$$K = \frac{R_{оос}}{K_u} = \frac{20\text{кОм}}{1000} = 20 \text{ Ом}$$

Как видим, входное сопротивление очень мало.

Резистор R6 устанавливается для получения возможности регулировки постоянного напряжения на выходе. Его номинал должен значительно превышать только что рассчитанное входное сопротивление. Кроме того, его установка ведёт к ухудшению термостабильности режима выходного усилителя, поэтому оно должно быть как можно больше. Я принимаю его номинал в 10кОм и считаю это вполне достаточным.

Рассмотрим **каскад на Т1**. По отношению к источнику сигнала – это эмиттерный повторитель. Здесь важно обеспечить как можно большее входное сопротивление для согласования с предварительным усилителем.

Входное сопротивление транзистора по базе будет определяться эмиттерным резистором и β транзистора

$$R_t = \beta * R_4$$

Если β транзистора больше 50, то входное сопротивление будет порядка 50 кОм. Если учесть параллельные ему сопротивления R1, R2, то входное сопротивление усилителя будет порядка 10-15кОм, что вполне достаточно для нормальной работы предварительных каскадов.

По отношению к нагрузке, входному сопротивлению каскада на Т2, – это формирователь тока. Как мы посчитали ранее, его коллекторной нагрузкой будет сопротивление 20 Ом. Сопротивление очень маленькое, поэтому фактически транзистор Т1 не усиливает сигнал по напряжению. Это означает, что, учитывая большое выходное коллекторное сопротивление, Т1 является формирователем тока, величина которого определяется резистором в эмиттере R4.

Номинал R4 определяется следующими соображениями. Уменьшение R4 позволяет применить в качестве резисторов ООС низкоомные резисторы, что в сочетании с паразитными емкостями Т2 благоприятно скажется на увеличении полосы пропускания усилителя. С другой стороны, будет уменьшаться входное сопротивление каскада на Т1, что может повлечь ужесточение требований к предварительному усилителю. Увеличение R4 увеличит входное сопротивление усилителя, но повлечёт увеличение резисторов ООС, что в сочетании с паразитными емкостями уменьшит полосу пропускания усилителя.

Ставлю R4=1кОм. Считаю, что полоса у нас достаточна, а входное сопротивление усилителя вполне соответствует.

Чем мне нравится эта схема?

1. Общей ООС охвачен только один каскад усилителя. Нет присущих двухкаскадным схемам набегов фазы. Т.е., АЧХ и переходная характеристика определяются расположением только одного каскада. Усилитель при этом весьма устойчив. Правда, между коллектором VT2 и выходом есть ещё пара каскадов, которые вращают фазу, и могут быть причиной неустойчивой работы, это уже посмотрим на железе, если будет не лень.

2. Входной транзистор также охвачен ООС по току через резистор R4.

3. Скоростные характеристики также должны быть очень хорошими, поскольку динамические искажения могут возникнуть только в Т2, а у него от базы до выхода только один каскад.

Техническое задание

Теперь перейдём к 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, естественно, использование германия. Лепим транзисторы везде, где кажется необходимым. Естественно, без фанатизма. В общем-то, именно этому и посвящен проект: максимальная утилизация старья. При работе со всяким барахлом очень хорошо отрабатываются приёмы работы с усилителями. Очень хорошо видны особенности, на которые стоит обратить внимание при настройке. Поскольку в моем распоряжении оказались самые разные транзисторы, в выборе типов для установки усилителя я себя практически не ограничиваю.

2. Напряжение питания. Усилитель задумывался как переходной к более мощному, с тем чтобы на базе этих наработок сделать максимально мощный. Забегая несколько вперёд, транзисторы, имеющиеся в моём распоряжении, выдерживают до 40 В. Нам столько не надо, поэтому при наличии менее высоковольтных буду использовать именно их. Кроме того, имеется блок питания для старого монитора, его выходное напряжение равно 24 В. Вот под него и буду проектировать усилитель.

Напряжение питания усилителя выбираем $E_p=24$ В.

3. Сопротивление нагрузки. Обычно это 4 или 8 Ом. В погоне за максимальной мощностью принимаем нагрузку 4 Ом. Потом можно будет посмотреть, как нагрузка 8 Ом изменит параметры усилителя.

Размышления по выбору элементной базы

Режимы усилителя предполагаются довольно серьёзные для германия, поэтому выбору элементной базы необходимо уделить пристальное внимание. Учитывая нежность используемого материала, предварительно необходимо провести все возможные расчёты, чтобы в процессе настройки не нарваться на неожиданный финиш.

Смотрим схему Рисунок 1. Как положено, начнём с конца. Но для начала установим некоторые предельные значения. Поскольку собираюсь питание использовать по максимуму, предполагаю, что амплитуда напряжения на нагрузке U_m будет составлять величину, близкую к напряжению питания 24 В. В этих условиях в качестве размаха амплитуды на нагрузке условно принимаю предельное значение $U_m=12$ В. В этом случае размах тока в нагрузке 4 Ом $I_m=3$ А. Таких токов и напряжений реально не будет, но зато в железе буду иметь небольшой запас относительно расчётных показателей. Эти значения буду использовать в дальнейших расчётах.

Блок конденсаторов Сб.

Через них будет течь нагрузочный ток 3 А. Если заглянуть в ДШ, увидим, что максимальный ток одного конденсатора ограничен приблизительно 4 А. Для разных типов и изготовителей разный, есть даже такие, у которых не более 3 А.

Чтобы не перегружать одиночный конденсатор, устанавливаю параллельно ему ещё один, облегчая таким образом режим по максимальному току, и, надеюсь, уменьшая искажения.

Оконечные транзисторы.

Их назначение – раскачать напряжение на низкоомной нагрузке, обеспечивая необходимую амплитуду тока.

Здесь выбор невелик: ГТ806 либо ГТ813. Других в наличии у меня нет. У них приблизительно одинаковые предельные параметры, разве что у ГТ813 побольше допустимое напряжение. Начну с ГТ806:

- максимальная рассеиваемая мощность $P_k=30$ Вт.
- максимальное напряжение $U_{кэ}=75$ В (для ГТ806А).
- тепловое сопротивление переход-корпус R_t п/к=2 град/Вт.
- максимальная температура перехода $T_p \max=85$ град С.

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 от выходного напряжения в нагрузке, её наличие разогревает переход, и, если он будет разогреваться сильнее предельно допустимого значения в 85 Цельсиев, то пробьётся из-за перегрева. А если и не пробьётся, то сильно увеличится тепловой неуправляемый ток, переход начнёт «течь», 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 меняется в течение периода, и которая также мгновенно разогревает переход, после чего он остывает до следующего разогрева.

Для начала рассмотрим общий возможный перегрев. Построим графики, показывающие рассеиваемую мощность на коллекторе транзистора в зависимости от выходного напряжения (не мощности, так удобнее) в течение одного полупериода и соответствующий перегрев кристалла.

Сразу посчитаем наиболее жёсткий режим. Это происходит, когда усилитель возбуждается импульсным сигналом. Расчёт ведём на нагрузке 4 Ом.

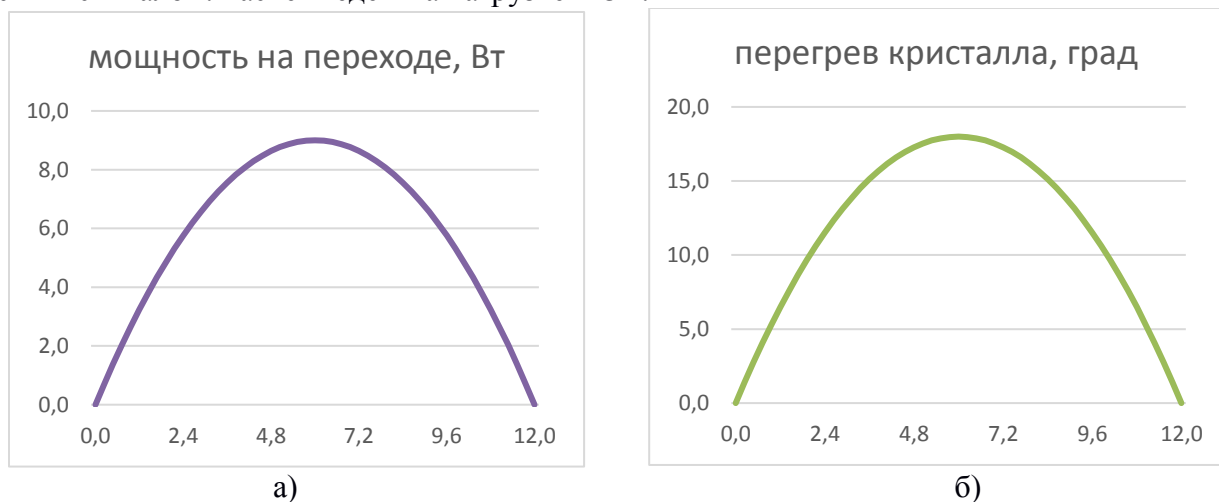


Рисунок 2. Для импульсного сигнала: а) мощность на переходе транзистора, б) локальный перегрев кристалла.

По графикам видно, что максимум характеристики наступает при напряжении на нагрузке, равном половине напряжения питания. Необходимо отметить, что полученные данные, как здесь, так и далее, являются идеализированными характеристиками, в предположении, что на выходе имеется идеальный меандр. На самом деле, транзисторы будут нагреваться в том числе и на фронтах импульсов, что внесёт серьёзный вклад в температурные проблемы.

В результате расчёта видим, что мощность на коллекторе выходных транзисторов не превышает 9 Вт, а локальный перегрев при этом составляет 18 градусов. Ни то, ни другое не представляет опасности, поэтому дальнейший расчёт можно прекратить, а транзисторы утвердить типа ГТ806.

Тем не менее, из чисто академического интереса проведём ещё пару расчётов для синусоидального воздействия.

Средняя рассеиваемая мощность за период. Опять на нагрузке 4 Ом.

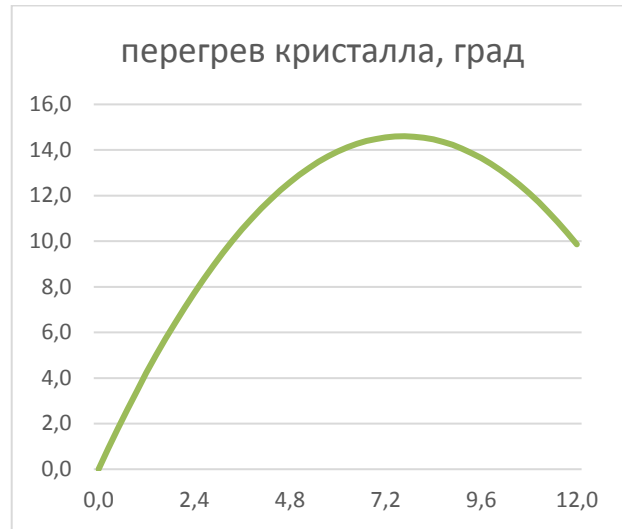
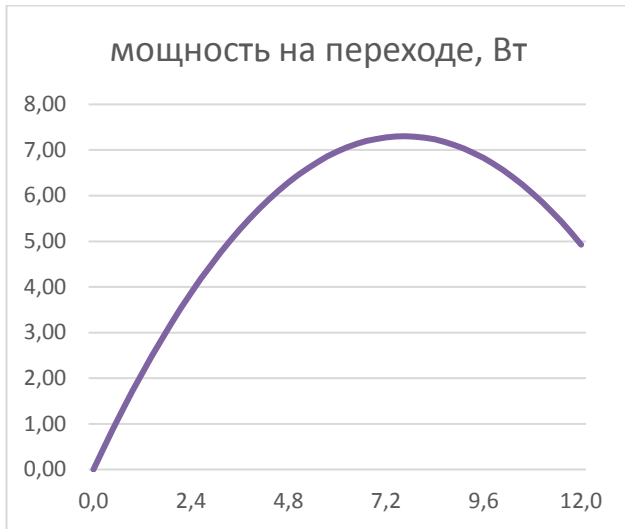


Рисунок 3. Средняя рассеиваемая мощность за период: а) мощность на переходе транзистора, б) локальный перегрев кристалла.

Перегрев кристалла показан без учёта температуры корпуса. Как видим, максимальная мощность выделяется на коллекторе транзистора при амплитуде синуса на нагрузке около 7,7 В и составляет 7,3 Вт. Перегрев кристалла при этом составит 14,6 градуса. Если корпус транзистора будет находиться в температуре 25 град (типа, установлен на хороший теплоотвод), то температура кристалла будет $14,6+25=39,6$ град. Т.е., горячим, но не сильно. Необходимо учесть, что корпус транзистора (даже на теплоотводе) будет нагреваться, и, несмотря на или не очень хороший теплоотвод, может достигнуть, скажем, 35 град. В этом случае температура кристалла достигнет 50 град, что, в принципе, для германия не является критическим.

Теперь смотрим локальный разогрев перехода в течение периода синусоидального сигнала. Температура среды (корпуса) принята в 25 Цельсиев, поэтому на графике сразу показана температура перехода. Амплитуда напряжения соответствует максимальному перегреву из предыдущего примера и составляет 7,7 В.

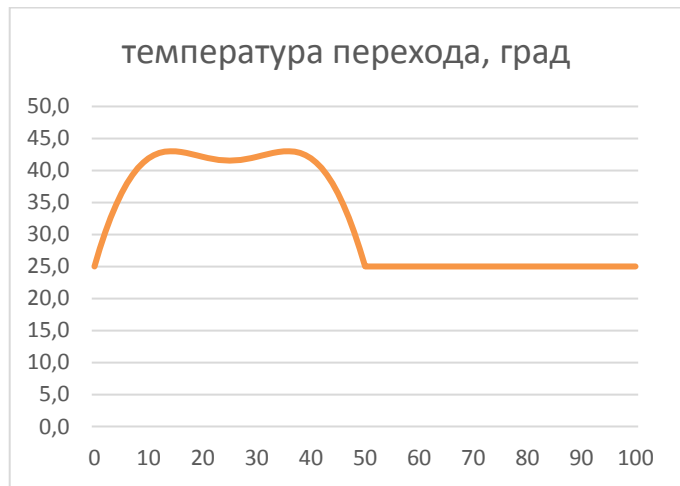


Рисунок 4. а) мощность на переходе транзистора, б) температура перехода кристалла.

По шкале X отложено время воздействия одного периода синуса в относительных единицах. Вторая половина соответствует отрицательной полуволне, здесь транзистор заперт, поэтому мощность не выделяется.

Как видим, нагрев кристалла транзистора при 7,7 В на нагрузке при температуре корпуса 25 град в течение периода составляет 43 град. Если корпус транзистора нагреется до 35 град, то кристалл будет нагрет до 53 град, что для германия опять не очень критическая величина.

ВАЖНО: как видим из расчётов, максимальные тепловые нагрузки для выходных транзисторов наступают **не при максимальной амплитуде** на выходе, а примерно на уровне 0,64 от E_n !

В общем-то, подтверждается, что тепловые нагрузки для выходных транзисторов далеки от критических.

Вывод. Ставлю ГТ806А по одному в каждом плече.

Предоконечные драйверы Т4,Т5.

В данном случае на роль драйверов могут претендовать транзисторы, имеющие достаточное допустимое напряжение. Таких, в общем-то, немного: из маломощных МП37Б, МП40А, ГТ321, более мощных - ГТ402, ГТ404, П605, 1Т905. Барахло типа МП25 и МП21Б из-за слишком слабых скоростных характеристик не рассматривается.

Поскольку драйверы также работают с серьёзными нагрузками, необходимо удостовериться в корректности их использования. Как и для выходных транзисторов провожу температурный анализ, строю такие же графики. Поскольку напряжения на предвыходных драйверах более сложные, примем несколько несущественных упрощений.

Условия построения: для ГТ806А β может меняться от 10 до 100. Принимаю $\beta = 30$, температура среды $T_{ср} = 25$ Ц.

Сначала проверка на максимальный ток. Если ток выходных транзисторов составляет 3 А, то при $\beta = 30$ ток базы будет 100 мА. В принципе, по этому параметру подходят любые транзисторы, даже и маломощные.

Смотрим сначала на МПxxx. Для них характерно $R_t \text{ п-с} = 200$ град/Вт, уточняю – этот параметр означает тепловое сопротивление переход-среда. То есть, в случае необходимости его можно будет уменьшить путем привинчивания к корпусу транзистора радиатора.

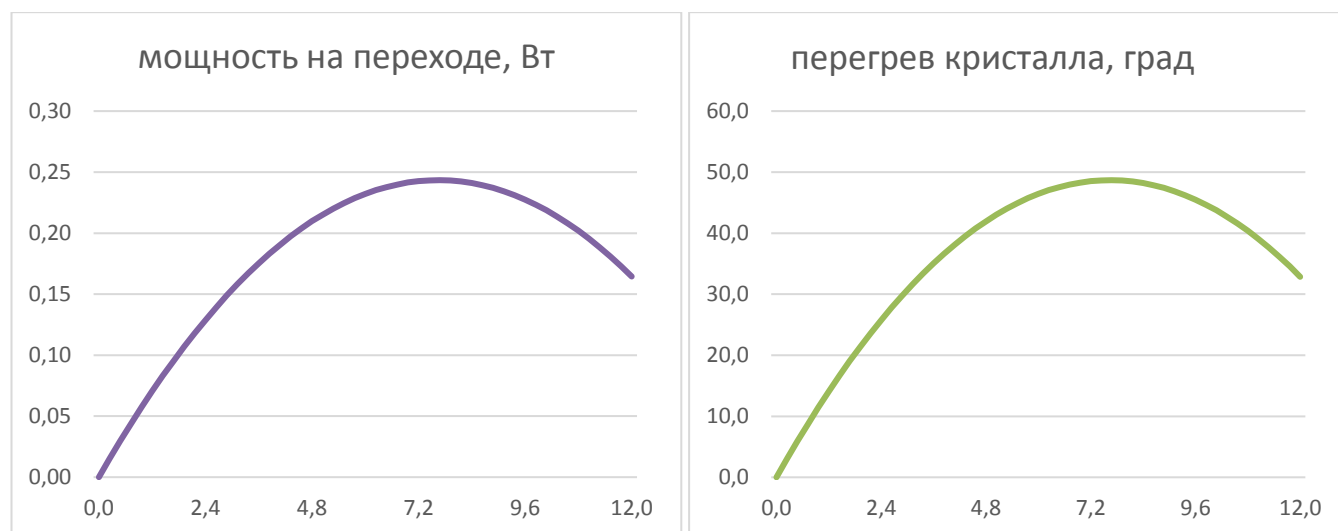


Рисунок 5. Зависимость температуры перехода от амплитуды выходного напряжения для МПxxx.

Оба-на. Получили: максимальная мощность на переходе за полпериода может достигать 0,24 Вт, а перегрев кристалла – 48,7 град. При этом максимальная температура будет $68 + 25 = 73,7$ град.

С одной стороны, температура перехода не выходит за пределы допустимой. С другой, - мощность рассеяния сильно превышает допустимую. Кроме того, корпус транзистора будет сильно разогреваться, что приведёт к такому же разогреву перехода. Необходимо применение хороших теплоотводов, что затруднено из-за конструкции корпусов транзисторов.

Во избежание этого эффекта принимаю решение отказаться от МП-шек в пользу более мощных ГТ40х.

В самом деле, для ГТ40х $R_t \text{ п-с} = 15$ град/Вт, что значительно меньше полученных при расчёте, поэтому анализа для этого случая уже не требуется.

Каскад УН на Т2.

Как ни странно, здесь тоже придётся считать, чтобы ненароком не пересечь запрещённые границы. Основные требования: транзистор должен быть высокочастотным, выдерживать 24 В коллекторного напряжения. Просьются П605, П609, 1Т905А и ГТ321.

Наиболее перспективным кажется применение П609. Его максимальное напряжение составляет 25 В, что вполне допустимо, но этот транзистор имеет несомненное преимущество перед остальными в плане малой коллекторной ёмкости, которая составляет 50 пФ (макс). Поскольку эта паразитная ёмкость ограничивает полосу пропускания усилителя, то с этим транзистором мы можем получить максимальную широкополосность. Хотя, с другой стороны, из-за малой широкополосности ГТ40х можем иметь некие неприятности в плане переходной характеристики. Придётся отложить до настройки в железе.

Следующий по этому параметру - ГТ321. У него 80 пФ против 130 пФ у П605 или 170 пФ у П602. Параметры:

- малая рассеиваемая мощность – 160 мВт
- большое тепловое сопротивление переход-среда – 250 град/Вт
- большие токи утечки, даже при нормальной температуре – до 1 мА.

У других, правда, с током утечки ещё хуже, по справочнику, но на деле, исходя из практики, примерно на том же уровне.

Посчитаем режимы каскада на Т2.

Обычно ставлю резисторы R9,R10 в соотношении от 1:2 до 1:3. Ток транзистора приму равным 5 мА. Тогда R10=1,8 кОм, R9=680 Ом. Ну и достаточно.

Необходимо отметить ещё один момент. Мы использовали данные по параметрам транзисторов выходного каскада, исходя из предположений о довольно посредственных их характеристиках. Однако в реальности нам могут попасться и вполне себе приличные экземпляры. Так, для П605 и также для ГТ806 β вполне может быть около 100. В этом случае ток базы предвыходных драйверов резко уменьшается, и тогда их планируемый ток принимает на себя коллектор Т2. В этом случае возможен сильный перегрев этого транзистора, что особенно важно для ГТ321, вплоть до выхода его из строя. Для интереса посчитаем предельный максимум: ток 5 мА, напряжение 40 В, выделяемая мощность - 200 мВт, нагрев кристалла - 50 град. На пределе параметров транзистора. Конечно, такого режима в реальности не будет, поэтому установку транзистора в позицию Т2 можно принять с некоторыми ограничениями.

Вывод. Возможно использование всех типов транзисторов, однако с ГТ321 требуется особая аккуратность, чтобы нечаянно не перегреть транзистор. Желательно установить небольшой радиатор.

Входной транзистор Т1.

К нему не предъявляется никаких особых требований. Здесь можно применять любые транзисторы, как n-p-n, так и p-n-p, с любыми частотными характеристиками. Вполне применимы что-либо вроде МП102. Будет лишь меняться полоса пропускания усилителя, ограниченная частотными свойствами этого транзистора.

Меня вполне устроит применение такого барахла, как П27А. Скоростные качества у него нормальные, 1 МГц, что позволит избежать ограничений по частоте с его стороны. Плюс приличный β , обещают от 20 до 200, что позволяет повысить входное сопротивление усилителя. Единственное требование – случайно не перегрузить транзистор, уж больно у него малые напряжение и ток, 5В и 6 мА.

Пару слов о С3.

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

Чего будем мерять

Необходимо определиться с объективными критериями оценки усилителя, т.е., куда будем посмотреть и что увидим.

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 частоте 1 кГц.

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 40 В пик-пик, поэтому размах входного сигнала должен быть порядка 0,7 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.

Измерительное 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 k-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, я не собираюсь 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 40 В. Учитывая чувствительность германевого материала по отношению к температуре, БП должен обладать свойством ограничения тока на уровне примерно 3 А.

Железо

Ну вот. Посчитали, развели плату, спаяли.

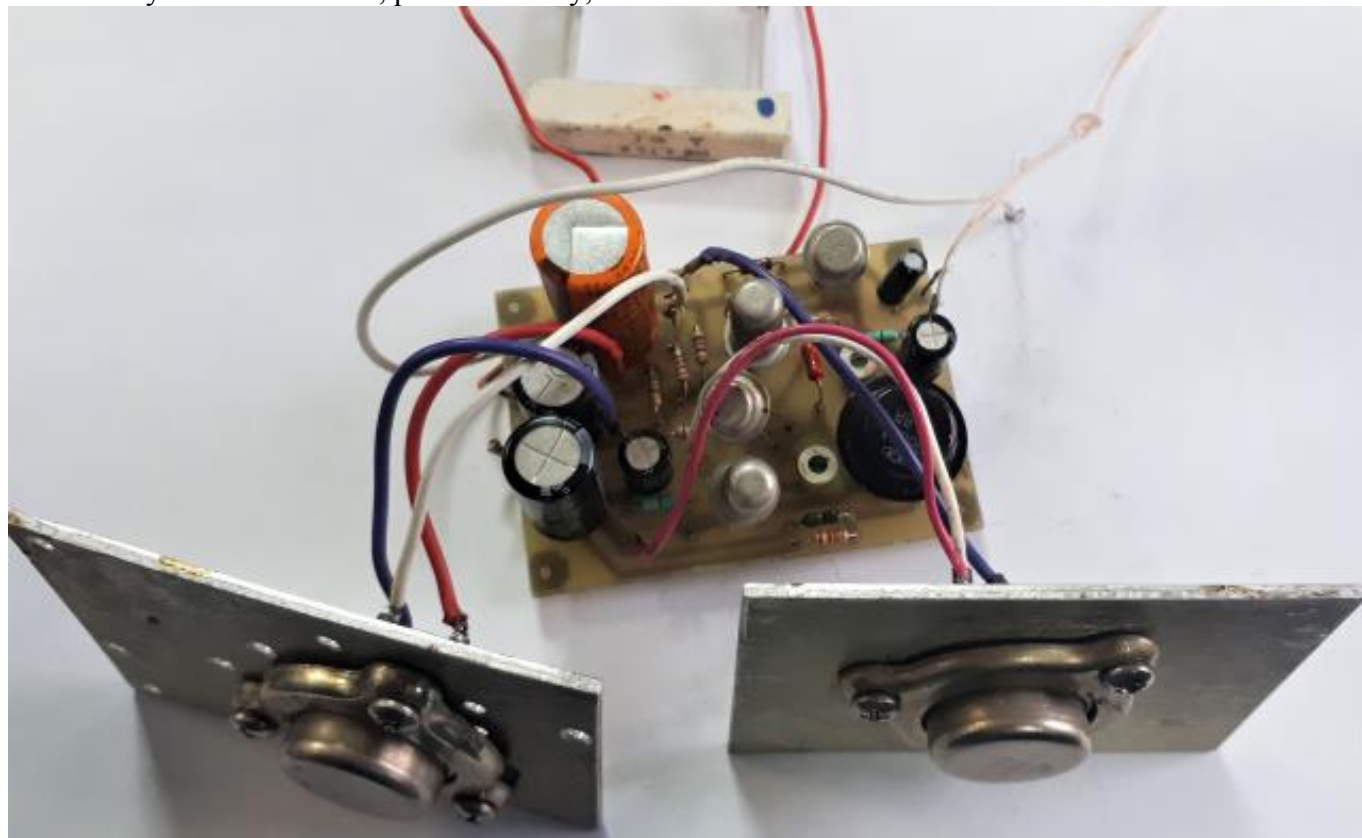


Рисунок 6. Собранный усилитель.

Обращает на себя внимание, что применены довольно малые теплоотводы для выходных транзисторов. Поскольку испытываю опытный образец, то в процессе настройки включение будет кратковременное, поэтому транзисторы перегреться не успеют. А если успеют, то будут быстро остывать. Опять же, если вдруг надумаю испытания с перегревом, то нагрев будет происходить очень быстро. В то же время небольшие радиаторы спасут от катастрофического нагрева при нештатных ситуациях.

Из этой же оперы: транзистор тепловой ОС находится в середине платы и никуда не пристроен. Просто не хотелось тратить время на подробную разводку, поскольку в его применении нет ничего интересного, всё давно изучено и проверено. А для измерений и так сойдёт.

Настройка

Ну что ж, приступаем к настройкам.

Включение

Ставлю движки резисторов: R5 – в максимальное сопротивление, R7 – в минимальное. Цепляю на выход нагрузку - резистор 4,7 Ом. Корочу на землю вход усилителя, устанавливаю ограничение тока на БП в 100 мА, напряжение 5В, включаю. На выходе осциллографом смотрю реакцию. И она таки радует. Перегрузки нет, признаков возбуда тоже нет.

Медленно увеличиваю напряжение до 24В. Экстремального ничего как бы не происходит.

Установка режимов по постоянке.

Меряю постоянку на выходе усилителя. Если необходимо, подбираю R5, так, чтобы на выходе установилось постоянное напряжение чуть менее 12 В (где-нибудь 11...11,5В), R7 - ток потребления 100 мА. Возбуда нет, и это хорошо.

Подаю на вход усилителя синус частотой 1 кГц такой амплитуды, чтобы хорошо просматривались ограничения на положительной и отрицательной полуволнах. Подстройкой R6 выставляю одинаковое ограничение сверху и снизу. Размах пик-пик до начала ограничения составил 23,2 В, что соответствует максимальной мощности 14 Вт (на 4,7 Ом).

На всякий случай акцентирую внимание, что размах выходного напряжения пик-пик составил 23,2 В при питании 24В. То есть, общее падение напряжения на переходах транзисторов составило всего 0,8 В. Практически полное использование питающего напряжения! Такое возможно только для германия, с кремнием не получится.

На синусе смотрю на наличие подвозбудов. Их таки нет.

Собстно, усилитель в целом настроен. Можно пользоваться. Осталось провести измерения и, если потребуется, коррекцию.

Измерение параметров каскада на T2

При расчёте я отмечал, что усиление по напряжению каскада на T2 не зависит от наличия ООС. Сейчас этот момент попробую использовать для анализа полосы пропускания этого каскада, посмотрю частоту среза. Соображения, которые позволят мне это сделать, следующие.

При постоянном к-те усиления и относительно низкой частоте входное сопротивление каскада на T2 имеет постоянный характер и равно около 20 Ом. Если при увеличении частоты к-т усиления T2 начинает уменьшаться, то по Миллеру входное сопротивление начинает расти. Каскад на T1 начинает работать как усилитель, и на его коллекторе напряжение начинает увеличиваться. Вот этот рост мы и сможем засечь с помощью осциллографа.

Итак, на выходе устанавливаю амплитуду размахом 10 В. Можно любую, но мне так удобнее для измерений.

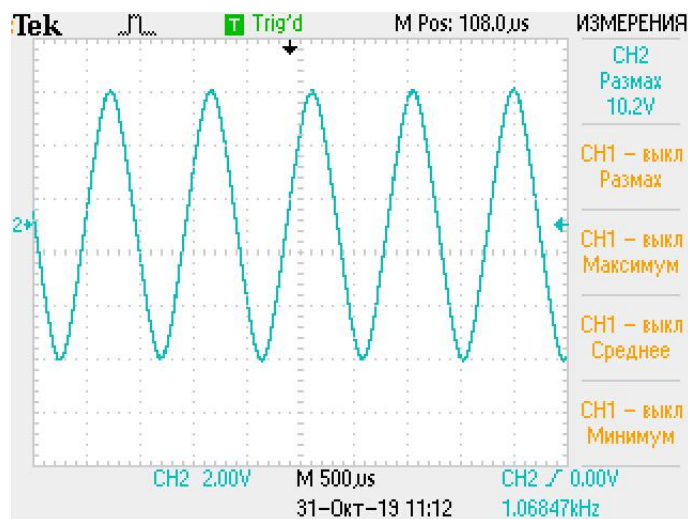


Рисунок 7. Синус на выходе.

Переключаюсь на базу T2 и вижу. Клеммы щупа осциллографа подключены непосредственно к базе и эмиттеру T2

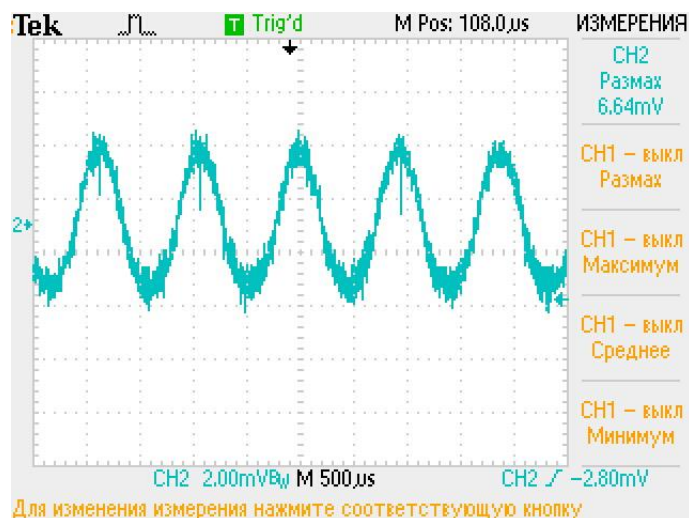


Рисунок 8. Синус на базе T2.

Опа! Вполне себе приемлемая картинка для анализа. Немного зашумлена, но это несколько не мешает. По ней можно даже посчитать к-т усиления каскада, данные для расчёта в правом верхнем углу картинки. Но перед этим необходимо провести небольшую коррекцию на шум.

Шумовая составляющая – это входные шумы осциллографа, поэтому коротим между собой клеммы щупа и имеем

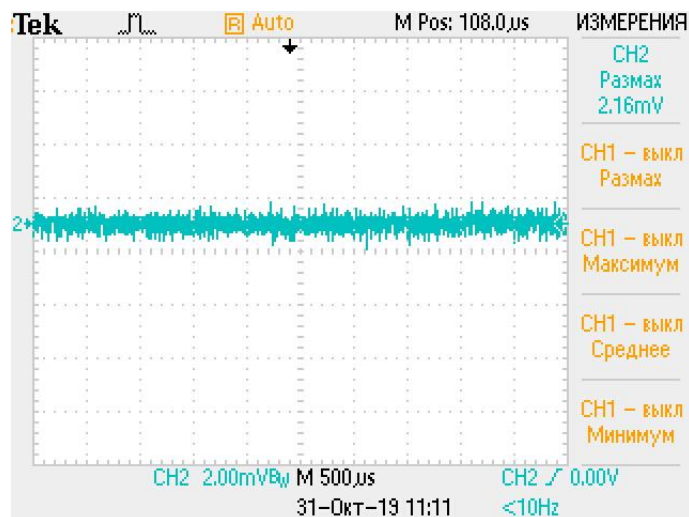


Рисунок 9. Шум осциллографа

Амплитуда шума сравнима с амплитудой полезного сигнала, поэтому корректировка действительно необходима. Считаем к-т усиления каскада T2

$$K = \frac{10,2 \text{ В}}{6,64 - 2,16 \text{ мВ}} = 67,1 \text{ дБ}$$

Понятно, что это довольно приблизительная оценка, тем не менее, о порядке величин мы имеем отличное представление. А представление такое, что запас по усилению составляет более 40 дБ, что позволяет получить КНИ менее 0,1%. Где-то в районе 0,07% и даже 0,05%. К сожалению, измерить нечем.

Теперь о полосе каскада на T2. Начинаю увеличивать частоту, до тех пор, пока напряжение в базе T2 не возрастёт в 1,4 раза, до 8,4 мВ. Здесь также придётся учесть шумовую составляющую.

$$U_{pp} = (6.64 - 2.16) * 1.4 + 2.16 = 8,4 \text{ мВ}$$

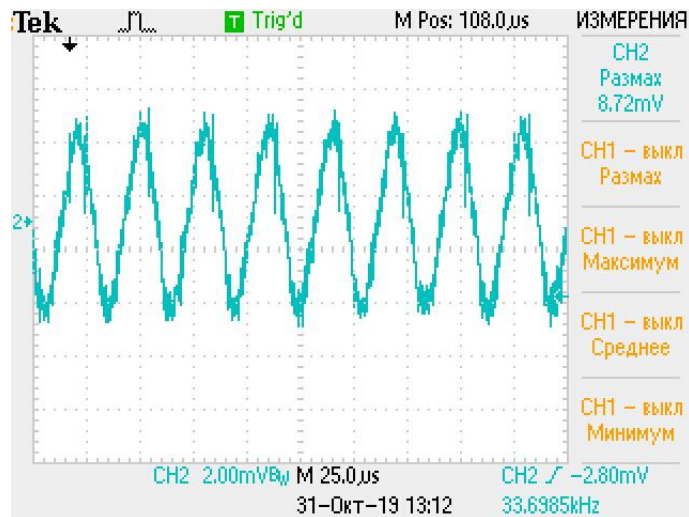


Рисунок 10. Синус на базе T2.

Как видим, частота среза составляет порядка 34 кГц. Из этого следует, что до этой частоты АЧХ каскада будет равномерна, и, соответственно, запас по усилению меняться не будет. Как говорится, полоса усилителя без ООС составляет 34 кГц. Начиная с этой частоты идёт снижение усиления каскада, запаса по усилению усилителя с ООС, и отсюда рост НИ всего усилителя. Нас это как бы слабо волнует, потому как всё происходит за пределами звукового диапазона.

Чем обусловлена такая частота среза так сразу сказать не могу, возможно, частотными свойствами ГТ40х ($1,5 \text{ МГц}/30=50 \text{ кГц}$) или же их паразитными емкостями (если они будут порядка 100 пФ, тот же эффект). Последнее могу проверить, для этого ставлю в коллектор T2 об землю ёмкость 200 пФ и провожу тот же эксперимент.

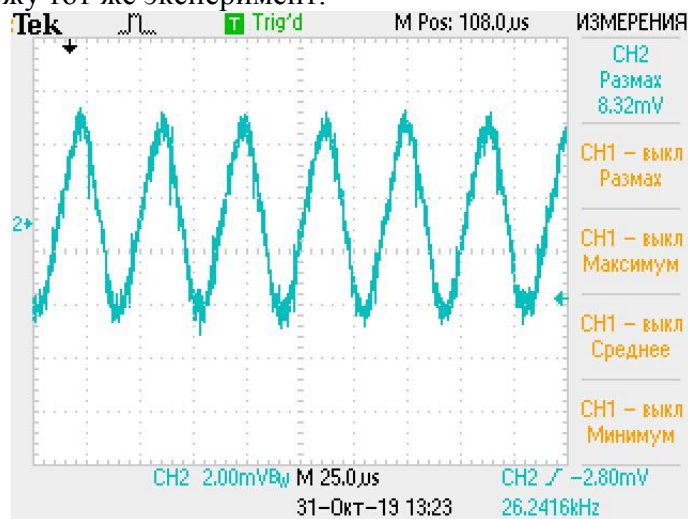


Рисунок 11. Синус на базе T2 с ёмкостью 200пФ.

Имею реакцию: частота среза снизилась до 26 кГц. Делаю вывод, что такая низкая частота обусловлена паразитными емкостями ГТ40х.

А теперь несколько сопутствующих измерений. Во-первых, сначала посмотрю, что происходит с сигналами с ростом частоты: к примеру, на частоте 95 кГц. Оно уже не несёт практической пользы, чисто из познавательных целей.

Это в базе T2

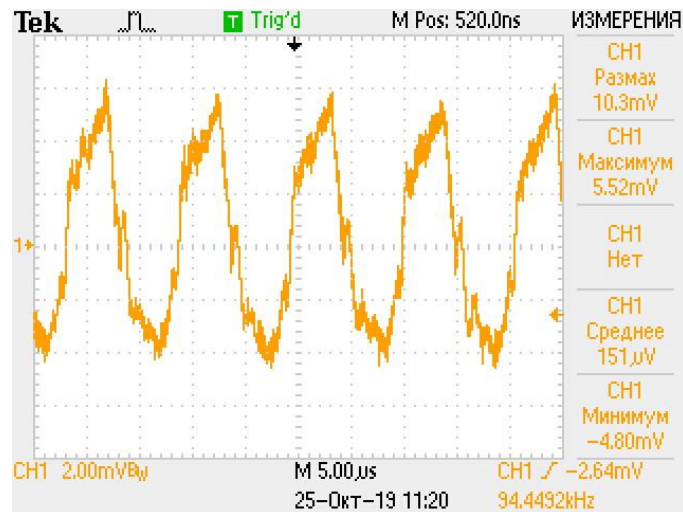


Рисунок 12. Синус на базе T2 на частоте 95 кГц.

Видно, что верхние полупериоды напряжения вырождаются в пилу. Но на выходе усилителя ничего не происходит, изменений формы сигнала не видно.

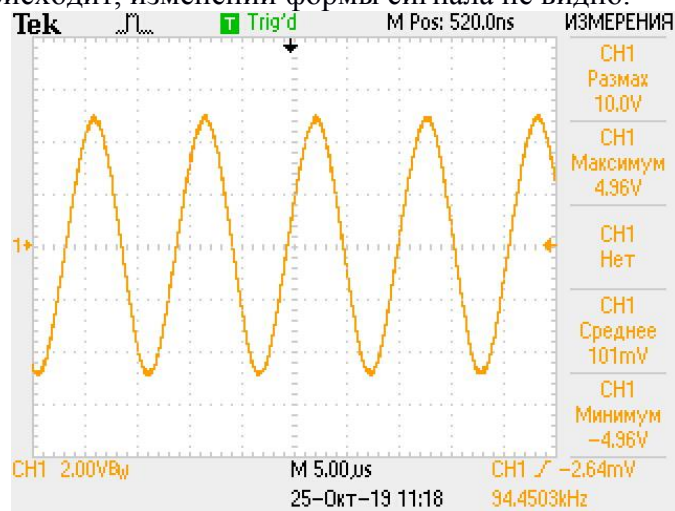


Рисунок 13. Синус на выходе усилителя на частоте 95 кГц.

Второе измерение показывает важность обеспечения правильного заземления усилителя. Эксперимент получился довольно случайно. Потому как осцил у меня двухлучевой, то логично было бы смотреть осциллограммы на входе и выходе одновременно. Однако одновременное подключение двух щупов привело к тому, что поплыли данные измерения напряжения базы T2. То есть, при подключении земляного конца щупа к нагрузке показания осциллографа резко увеличиваются. Справка: раньше было 6 мВ.

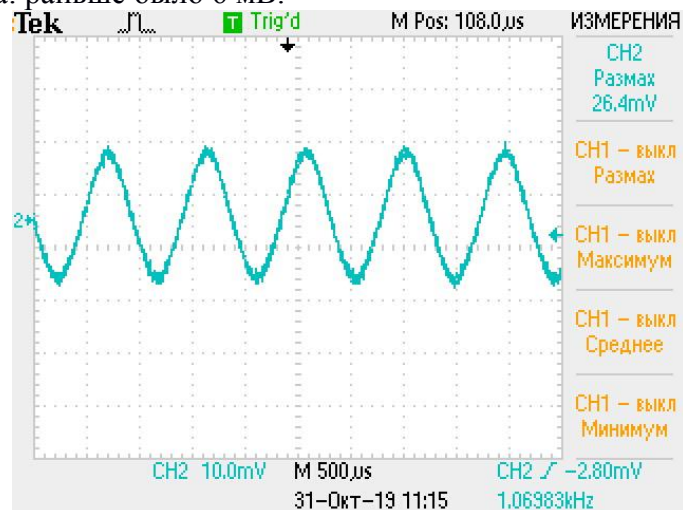


Рисунок 14. Синус на базе T2 с земляной петлей

Это то, что получилось при касании земли нагрузки земляным концом второго щупа. Объяснить увеличение показаний можно тем, что при таком подключении образуется дополнительная земляная петля: зажим первого щупа – земляная шина первого щупа – общая земля осциллографа – земляная шина второго щупа – зажим второго щупа. Перераспределение потенциалов даёт вот такой эффект. В данном случае, скорее всего, ошибка в измерении самого осциллографа и не приводит к катастрофическим последствиям, разве что к неправильной оценке результатов, но если вот такая земляная петля образуется в измерении параметров внутри петли ООС усилителя, то неприятностей избежать не удастся.

Работаем с переходной характеристикой.

Ну а теперь – настройка усилителя. Проще всего использовать переходную характеристику, т.е., реакцию на выходе усилителю при возбуждении входа импульсным сигналом. Но сначала немного теории. Нужно же нам знать, с какими монстрами бороться?

Теория

Мы имеем один усилительный элемент, транзистор Т2. Для него всё, что мы имеем согласно результатам измерений: усиление 67 дБ, частота среза 34 кГц. Примем это значение в качестве одного из полюсов и разберёмся, что ещё такого может быть в схеме усилителя.

1. Полюс на частоте, которая определяет частотные свойства транзистора. Этот полюс можно определить через β транзистора, то есть там, где β начинает уменьшаться с ростом частоты, там и расположен полюс схемы. Для П609А частота единичного усиления по ДШ $F1=120$ МГц, а $\beta=80\dots240$. На самом деле частотные свойства транзистора обычно слегка получше, но, чтобы не заморачиваться с расчётами, примем их согласно ДШ. Считаем условно $\beta=100$, тогда полюс будет на частоте $F1/\beta=120/100=1,2$ МГц. Замечание: если нам попадётся хороший транзистор с $\beta=240$, то полюс сдвинется вниз по частоте до 500 кГц. В этом случае можем иметь проблемы.

2. Полюс в выходном каскаде. Это, как и в первом случае, также частота, на которой кончаются усилительные свойства транзисторов, но теперь уже предвыходных драйверов. Частотные параметры для них нормируются на частоте 1 МГц. Поскольку здесь они включены повторителями, то примем их полюс равным 1 МГц.

Таким образом, в качестве первого полюса напрашивается полюс на частоте 34 кГц, в качестве второго – полюс на частоте 1 МГц, третьего – на частоте 1,2 МГц. Имеем АЧХ, которая формируется тремя полюсами: до частоты 34 кГц АЧХ равномерна на уровне 67 дБ, в точке 34 кГц под действием первого полюса начинается наклон АЧХ со скоростью 20 дБ/дек, под действием второго полюса на частоте 1 МГц наклон АЧХ увеличивается до 40 дБ/дек, под действием третьего полюса на частоте 1,2 МГц наклон АЧХ увеличивается до 60 дБ/дек. Чтобы оценить, насколько критично будет такое расположение полюсов, необходимо рассчитать к-т усиления усилителя без ООС в критических точках.

К-т усиления каскада на Т2 на частоте второго полюса.

$$K_{f2} = 67 - 20 * \log_{10} \frac{f_2}{f_1} = 67 - 20 * \log_{10} \frac{1000}{34} = 67 - 29,4 = 37,6 \text{ дБ}$$

Усиление в точке третьего полюса.

$$K_{f3} = 67 - 20 * \log_{10} \frac{f_3}{f_1} = 67 - 20 * \log_{10} \frac{1200}{34} = 67 - 31 = 36 \text{ дБ}$$

Что означают полученные результаты? Поскольку к-т усиления без ООС получился больше, чем к-т усилителя с включенной ООС, который равен 26 дБ, то линия ООС в точке 1 МГц гарантированно будет упираться в наклон характеристики 40 дБ/дек. В самом деле, к-т усиления превышает усиление с ООС более чем на 10 дБ. Согласно теории, такой усилитель будет, мягко говоря, неустойчив, если не радостно загенерит. А в точке 1,2 МГц наклон характеристики составит уже 60 дБ/дек, что тоже превышает усиление с ООС. В этом случае усилитель точно перейдёт в режим генерации.

Что нужно делать? Поскольку форма фронта определяется близко расположенными полюсами, то способ устранения – уменьшить их влияние друг на друга, чего можно достичь несколькими методами:

1. Увеличить к-т усиления усилителя с ООС. В этом случае параметры ООС выбираются такими, чтобы к-т усиления стал больше, чем усиление каскада на Т2 на частотах полюсов. В этом случае полюса перестают оказывать влияние на АЧХ усилителя. Обычно для нейтрализации полюса необходимо установить параметры ООС так, чтобы усиление на частоте полюса было меньше усиления ООС хотя бы на 6 дБ. В нашем случае практически на одной частоте расположены два полюса, поэтому для их нейтрализации необходим запас в 12 дБ. Плюс ещё немного для верности. Итого получается, что к-т усиления с ООС усилителя необходимо выбирать в районе 50 дБ. Между прочим, так поступали корифеи в середине 70-х прошлого века. Это не наш метод.

2. Растащить полюса по частотной оси. Сдвинуть второй и третий полюс по частоте невозможно, остаётся двигать первый полюс в сторону понижения его частоты. Поскольку он образован паразитными емкостями транзисторов и входным сопротивлением драйверного каскада, то единственным способом уменьшить его частоту является подсоединение в коллектор Т2 конденсатора на землю, параллельно сопротивлению нагрузки и паразитным емкостям. Этот метод имеет небольшой недостаток: снижение частоты к-та усиления каскада Т2 приводит к уменьшению запаса усиления с ростом частоты и соответствующему росту НИ. Если такая коррекция приведёт к снижению частоты этого полюса в область звуковых частот, например, до 1 кГц, то, начиная с частоты 1 кГц будем иметь рост НИ со скоростью 6дБ на октаву.

В этой связи, наверное, стоит оценить, до какой частоты необходимо снизить частоту первого полюса, чтобы исключить влияние следующих. Руководствуюсь тем, что на частоте 1 МГц надо иметь запас по к-ту усиления без ООС не менее 18 дБ: по 6 дБ на каждый полюс плюс 6 дБ запас. Т.е., к-т усиления на частоте 1 МГц должен быть не более $24-18=6$ дБ. Тогда частота полюса должна составить

$$f_1 = 1000/10^{\frac{67-6}{20}} = 0.89 \text{ кГц}$$

Худшие опасения подтвердились. Скорректированный полюс будет попадать в область звуковых частот.

3. Снизить усиление на высоких частотах, так чтобы к-т передачи цепи ООС на частоте второго полюса был заведомо ниже критического. Снизить усиление на высоких частотах проще всего установкой ёмкости между коллектором и базой транзистора Т2, ограничив тем самым частоту среза этого каскада. В этом случае работает цепь ООС: на частоте второго полюса усиление снижается благодаря конденсатору обратной связи, что благоприятно сказывается на параметрах усилителя. В отличие от первого метода первый полюс сдвигается незначительно.

Также посчитаем, только теперь у нас получится не частота первого полюса, а к-т усиления усилителя с ООС. На частоте 1 МГц имеем 6 дБ усиления, отсчёт идёт уже не от 67 дБ, а от 24 дБ ООС.

$$f_{\text{оос}} = 1000/10^{\frac{24-6}{20}} = 125 \text{ кГц}$$

Т.е., если у нас будет усилитель с полосой пропускания 125 кГц, то высокие полюса будут исключены из влияния.

4. Комбинация п.п.2 и 3.

Практика.

На вход подключаю генератор импульсов и на выходе смотрю отклик на перепад напряжения.

Здесь необходимо придерживаться следующих правил.

Если мы хотим измерить **линейную** характеристику усилителя, то, чтобы не перегружать входной каскад, на вход подается сигнал размахом не более 50 мВ. Довольно комфортно смотреть по осциллографу амплитуду где-нибудь в 600-900 мВ, по входу это будет от 25 мВ. Точно так же в случае снятия АЧХ входной транзистор не должен перегружаться большим сигналом, размах синуса по входу не должен превышать 100 мВ. При таком измерении исключаются искажения, вызванные ограничением скорости нарастания, т.е., перегрузкой, обычно первого каскада.

После определения границ искажений можно перейти к большим амплитудам, в этом случае можно будет разделить искажения, вызванные перегрузкой и нарушением устойчивости.

Ну что ж, фиксируем переходную характеристику.

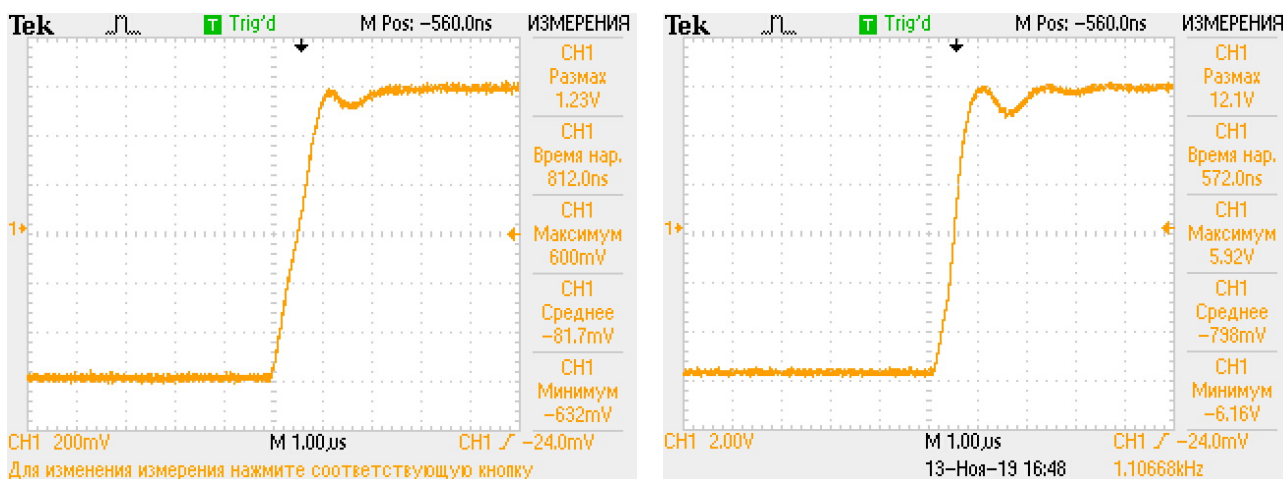


Рисунок 15. Переходная характеристика.

Повторюсь: дальнейшие операции можно не проводить, всё и так нормально.

Слева – на малом сигнале. Рискую 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.

Справа – на большом сигнале. Радует, что форма очень похожа. Видно, что скорость нарастания довольно прилична. Посчитать её значение можно, но не имеет смысла, так как импульс имеет небольшие переколебания после окончания фронта, точно так же, как и на малом, и с этим придётся бороться. Но. Дело в том, что столь быстрый передний фронт на самом деле формируется из-за **дефекта усилителя**: близко расположенных первого и второго полюсов. То есть, усилитель окрашивает выходной сигнал согласно своим, внутренним правилам. На синусе это, может быть, и не заметно, а вот на резких перепадах – вполне. Мало того, что в любом усилителе уже имеется один дефект: фронты на выходе затягиваются из-за ограниченной полосы пропускания, так к нему ещё добавляются фронты, который формируются из-за другого дефекта. Впрочем, вполне возможно, что этот эффект как раз наоборот, приятен на слух.

А что нам говорит теория? Мы вычислили, что в усилителе имеются паразитные эффекты: близко расположенные полюса АЧХ. Форма фронта определяется их взаимным взаимодействием. Быстрое нарастание вызвано действием быстрой экспоненты, которая определяется вторым и третьим полюсами, после их окончания вступает медленная экспонента от первого полюса. Откуда берутся переколебания, сказать трудно, возможно, из-за слишком близкого расположения полюсов, возможно, из-за суммарного взаимодействия второго и третьего.

Ну что ж, привожу характеристику, как мне кажется, к нормальному виду.

Надо отметить один момент: время установления импульса составляет около 4 мкс (время отсчитывается от нулевой оси, она маркирована курсором). Это значит, что после проведения коррекции, скорее всего, таким будет и время установления конечного усилителя.

Фиксирую полосу пропускания. $F_{min}=15$ Гц $F_{max}=396$ кГц.

Начнём с третьего метода. Попробую коррекцию в обратной связи Т2, миллеровскую. Ставлю между базой и коллектором Т2 ёмкость сразу 47пФ, имею

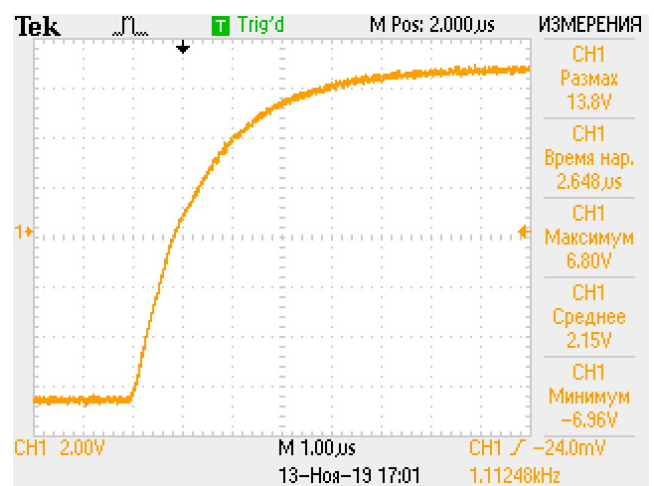
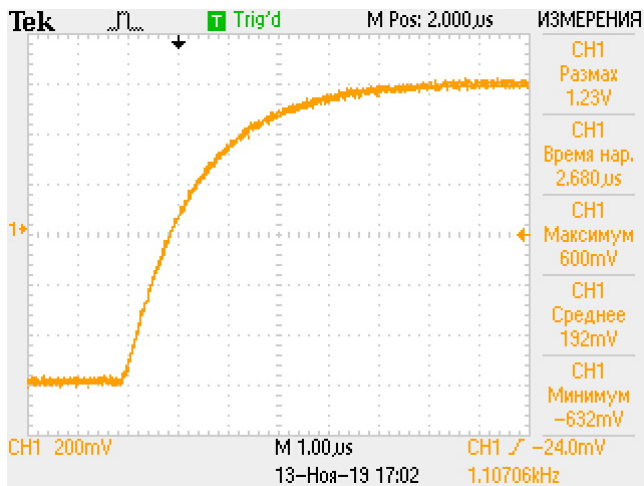


Рисунок 16. Переходная характеристика 47 пФ

Переходная характеристика стала гладкой, каких-либо искажений не видно. Время установления увеличилось до 5 мкс. Что характерно, обе кривые на малом и на большом сигналах опять ведут себя практически одинаково. Можно считать, что произошла полная нейтрализация влияния верхних полюсов.

Возможно, мы загрузили динамику усилителя. Но скорее всего, при прослушивании мы ничего не заметим, но ведь динамику можно слегка и восстановить. Надо только слегка уменьшить корректирующую ёмкость. Таки и уменьшим её, до 27 пФ.

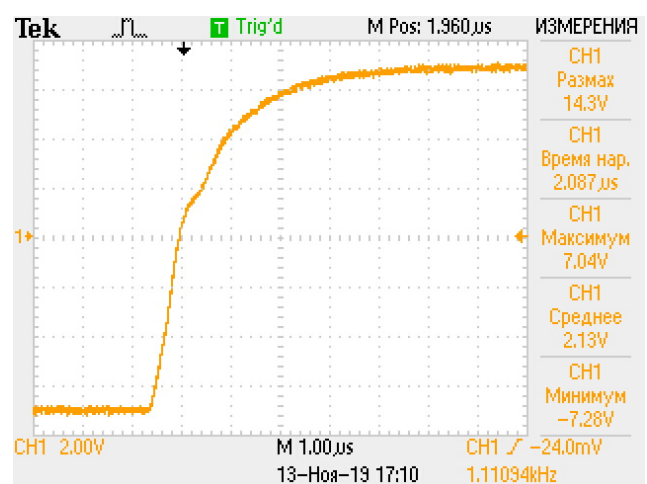
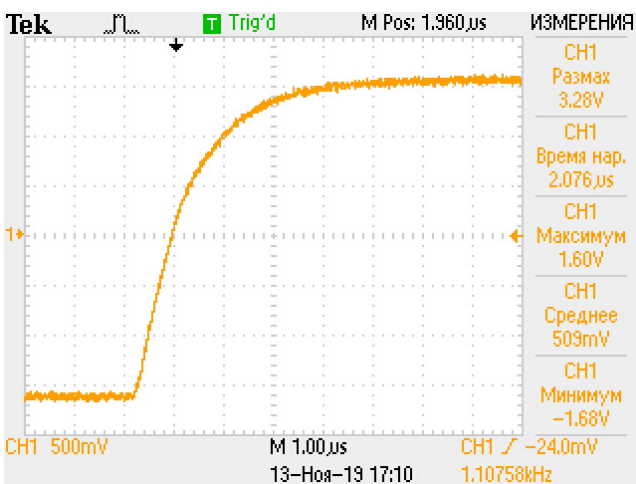


Рисунок 17. Переходная характеристика с 27 пФ.

На малом сигнале характеристика не изменилась, на большом – появилось небольшое искажение. Вероятно, на больших сигналах изменяются параметры выходного бустера, скорее всего, уменьшаются ёмкости предвыходных транзисторов, из-за чего первый полюс смещается в область высших частот, сближаясь с верхними полюсами. А может быть, на больших токах теряются частотные свойства мощных транзисторов. Время установления слегка уменьшилось, но не сильно.

Имеет смысл корректирующую ёмкость слегка увеличить. Но, в общем-то уже надоело, поэтому оставляю, как есть. Опять же, надо бы всё это протестировать акустически, типа, прослушать...

Обязательно надо убедиться в том, что характеристика по отрицательному фронту не имеет дефектов

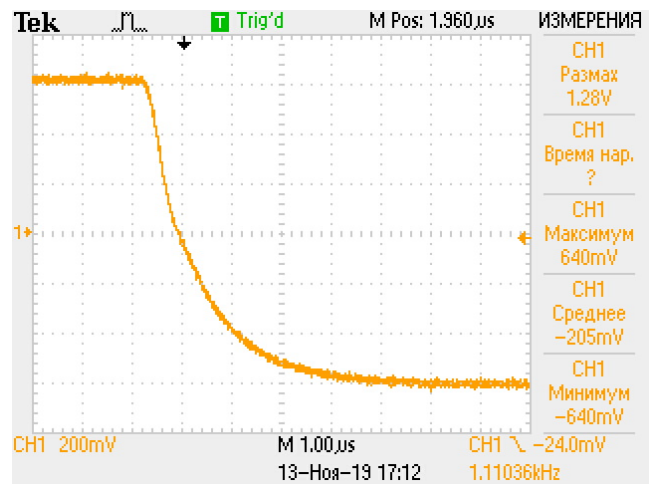
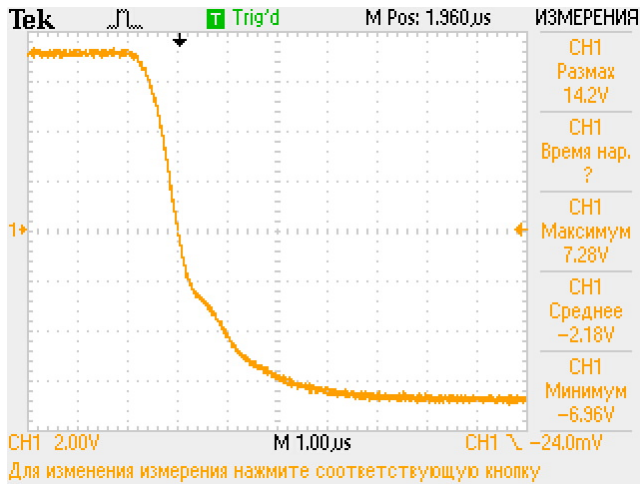


Рисунок 18. Переходная характеристика по отрицательному фронту

То же самое. Принимается.

Смотрю полосу пропускания. $F_{min}=15$ Гц $F_{max}=160$ кГц

Введение коррекции уменьшило полосу пропускания усилителя почти в три раза, тем не менее, она остаётся достаточно широкой, чтобы обеспечить нормальную динамику усилителя.

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».

Ну ладно, с этим, типа, всё. Посмотрим теперь первый метод. Снимаю 27 пик и ставлю в коллектор 470 пФ.

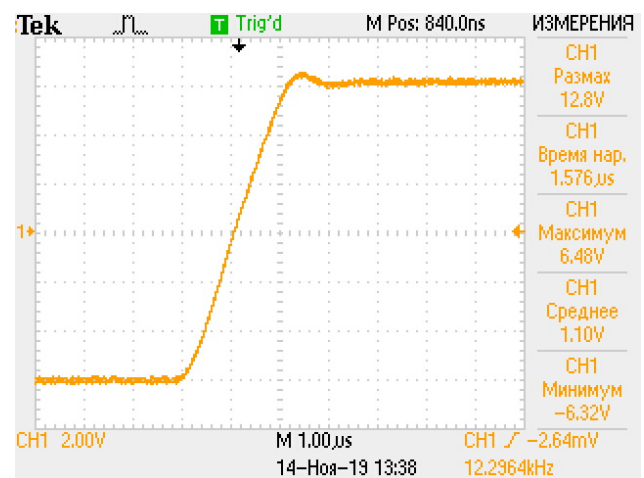
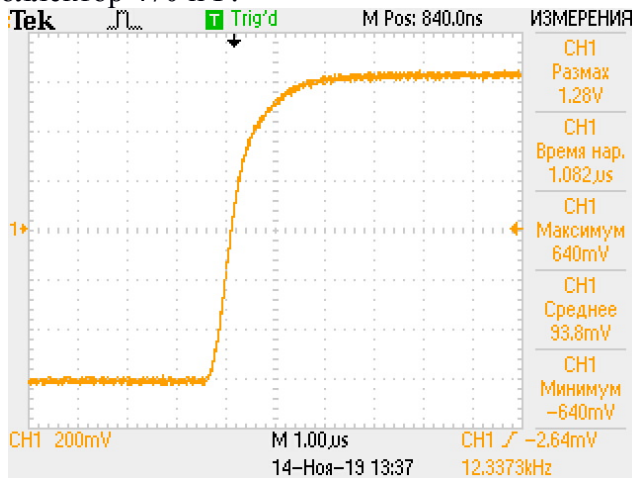


Рисунок 19. Переходная характеристика при коррекции в коллекторе

А что? Мне так даже больше нравится. Правда, большой сигнал подкачал, маленький выброс таки остался. Ну так давайте вернём 27 пФ и оставим 470 (комбинированный метод).

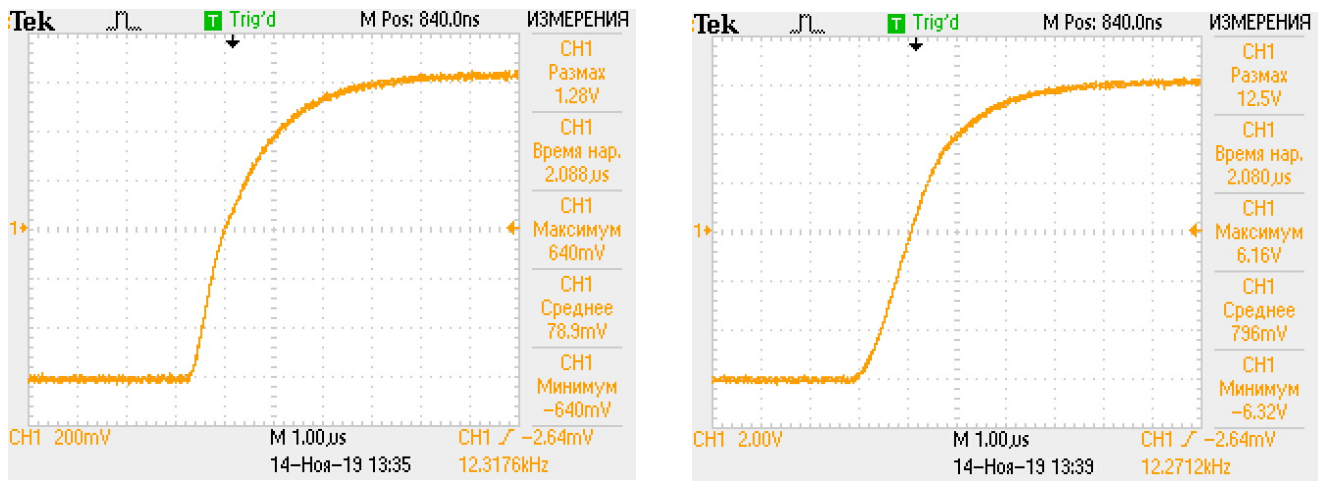


Рисунок 20. Переходная характеристика при емкостях в коллекторе и коллектор-база

Идеально! Наверно, есть смысл оставить. Но сначала проверить, что у нас с частотными параметрами. Меряем верхнюю частоту $F_{max}=160$ кГц. Не изменилась, видимо, запаса по усилению хватает для стабилизации к-та усиления на этой частоте. Частота среза каскада на T2 снизилась до $F_{maxT2} = 12.5$ кГц. В принципе, не особо пугает, но любителям низких НИ на частоте 20 кГц имеет смысл задуматься.

А что нам говорит теория? Имеем два воздействия: сдвиг первого полюса и ограничение полосы пропускания усилителя. Совместное воздействие их приводит к требуемому результату. При этом полоса пропускания получается шире заявленной и первый полюс не опускается глубоко в низкие частоты.

А сейчас проведу один эксперимент. Его целью является определение влияния частотных свойств транзистора T2 на общие параметры усилителя. Ставлю самый что ни есть дохлый транзистор МП25А, с большим допустимым напряжением, но отвратительными скоростными параметрами. Сколько раз видел, как народ лепит его в усилители, не понимая, к чему приводит появление такого низкочастотного элемента в цепи передачи сигнала. Я сразу говорил, что в этом месте необходим ВЧ транзистор, вот и посмотрим, на чём основывается моё мнение. Ставлю, смотрю. На картинке всё видно. Переходная характеристика.

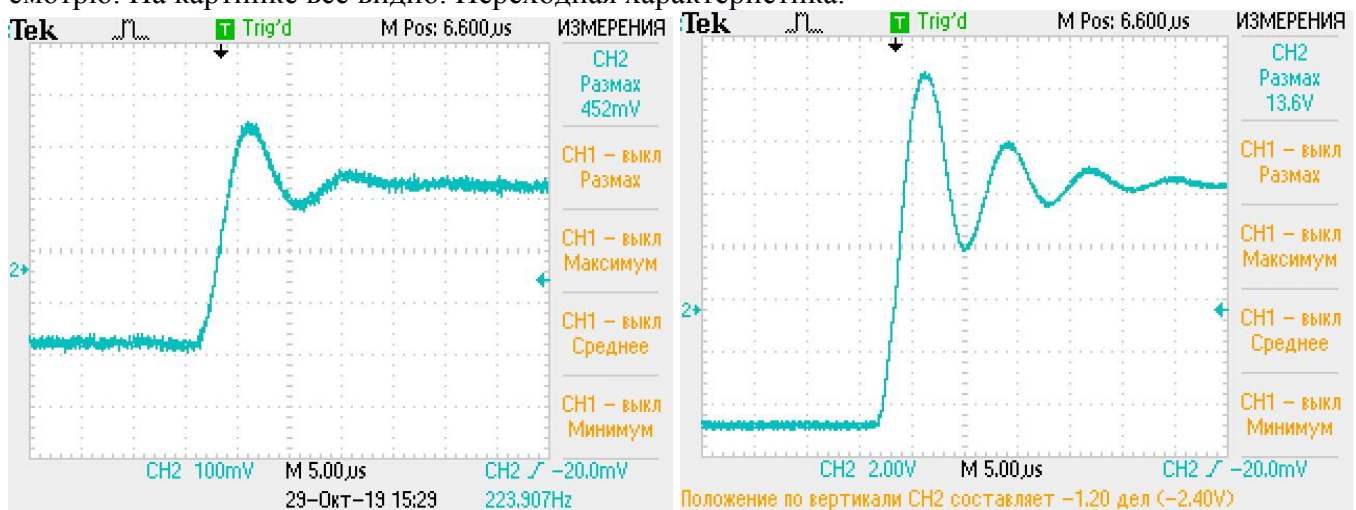


Рисунок 21. Переходная характеристика при T2=МП25А

Ну что можно сказать? Никуда не годится. Мало того, что имеется огромный выброс на фронте, так ещё и затем хорошо выраженные переколебания. Как ни странно, усилитель работает, возбудов нет, но фактически находится на границе устойчивости. Убрать такие дефекты будет практически невозможно, только разве что ценой полного закругления свойств усилителя.

Согласно теории, в данном случае полюс, зависящий от паразитных емкостей транзистора, не изменился, поскольку имеет примерно ту же величину, что и у П605, а полюс, зависящий от

частотных свойств транзистора, опустился в низкочастотную область, не считал, но, думаю, где-то к 100 кГц. Отсюда такие переколебания и отвратительная переходная характеристика.

В принципе, усилитель с МП25А настроить вообще будет невозможно, ну, довольно проблематично, а если и получится, то ценой ухудшения динамики, т.е., длительность нарастания сигнала будет никак не меньше 30 мкс.

Ясный пень, связываться с ним не буду и никому не советую.

Кстати, интересно посмотреть, как будет выглядеть АЧХ усилителя с таким транзистором. Поскольку и деформация АЧХ, и искажения фронта импульса – это проявления одного и того же дефекта – задержки фазы в цепи ООС, то на АЧХ мы должны увидеть горб, который располагается вблизи верхней частоты, после которой начинается спад характеристики.

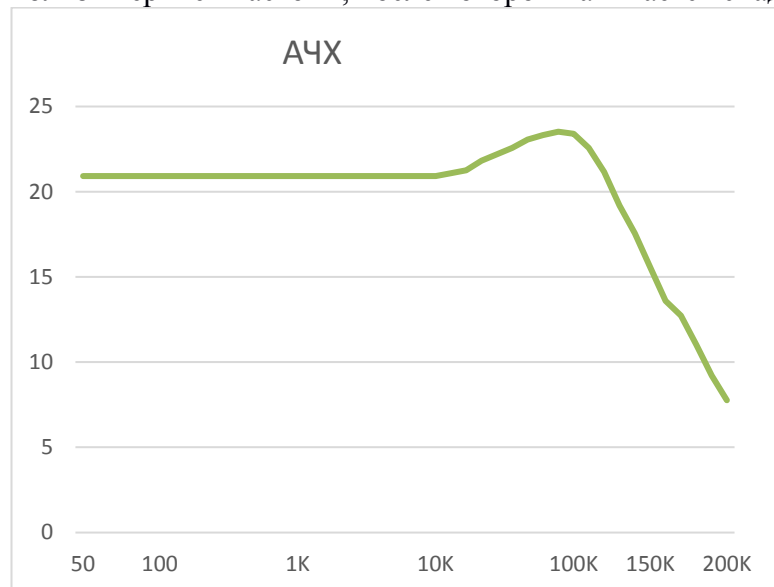


Рисунок 22. АЧХ усилителя с Т2=МП25А

Так и есть, вблизи 100 кГц имеется горб величиной чуть меньше 3 дБ. Такой размер ещё не приводит к самовозбуждению, тем не менее, будет изрядно портить акустику.

По АЧХ можно сказать, до какой степени необходимо корректировать усилитель, чтобы всё было как надо. Легко. Видно, что подъём начинается в районе частоты 10 кГц. Чтобы убрать горб, надо будет так скорректировать усилитель, чтобы подъёма не наблюдалось. Ясный пень, эта частота должна быть меньше 10 кГц.

Вот эта частота и будет полосой пропускания усилителя. Это нам надо?

Анализ реакции на наличие конденсатора С3

Я обещал проверить реакцию усилителя на наличие конденсатора С3. Обычно его присутствие обосновывается ускорением передачи высокочастотных составляющих в обход транзистора начального смещения.

Ставлю. Смотрю. А никак он не влияет.

Проверка реакции усилителя на перегрузку

Проверяю реакцию усилителя на перегрузку. Медленно увеличиваю напряжение на входе, внимательно наблюдая за синусоидой на выходе.

Смотрим режим ограничения выходного сигнала.

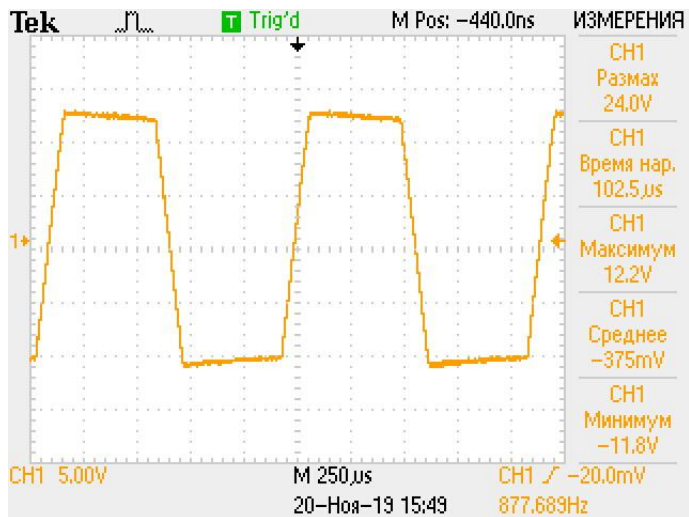


Рисунок 23. Режим ограничения выходного сигнала

В режим ограничения усилитель входит симметрично по положительному и отрицательному уровню.

Окончательная принципиальная схема.

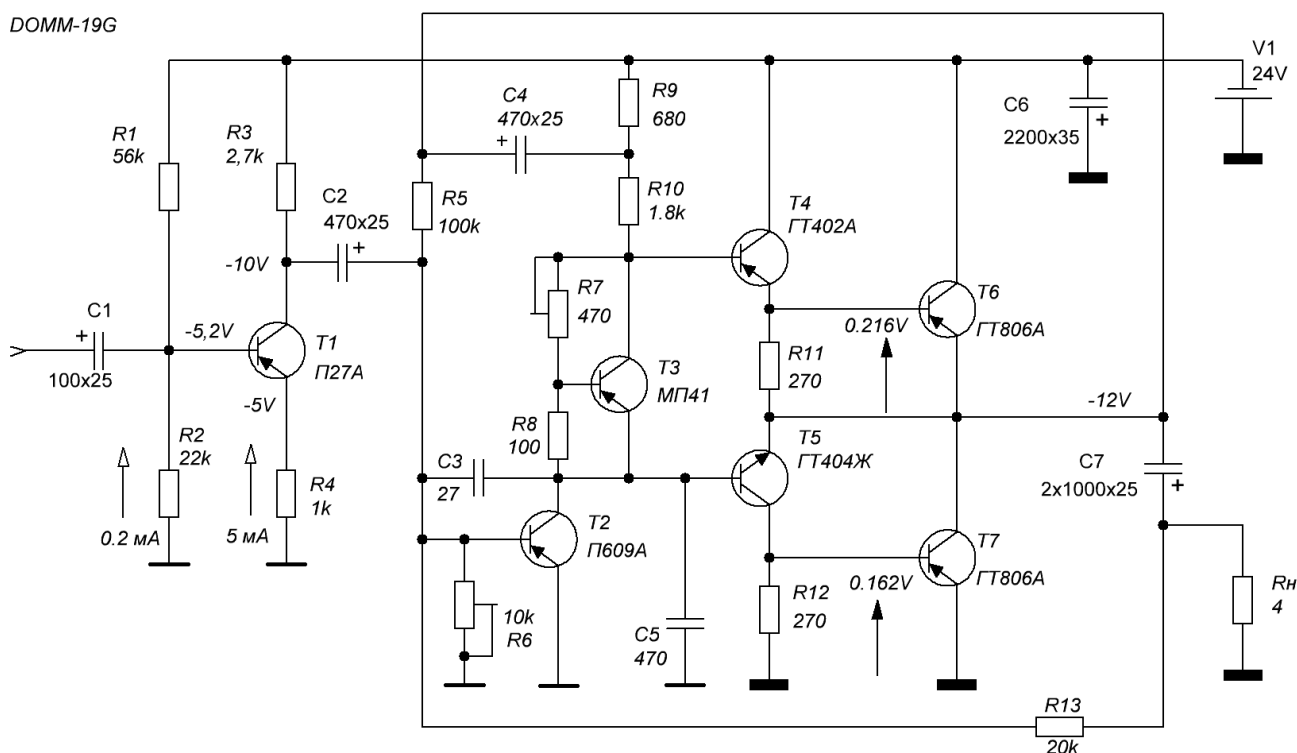


Рисунок 24. Принципиальная схема усилителя

Улучшения

- Получился вполне неплохой германевый усилитель с параметрами:
 - выходная мощность на нагрузке 4 Ом – 15 Вт
 - чувствительность – 400 мВ
 - полоса пропускания – 160 кГц
 - нелинейные искажения – не мерял, а надо?
 - использование напряжения питания – 97%
- В отчёте приведена последовательность настройки усилителя с точки зрения схемотехники. Тем не менее, я не берусь утверждать, что именно так и нужно настраивать

усилители, дело в том, что акустическое восприятие может быть совершенно непредсказуемым. В этом плане на каждом этапе настройки необходимо прослушивание того, что получилось. Только после проведения акустических экспериментов можно сказать, что на самом деле приемлемо из того, что я тут предложил. Зато показал, как это делается.

3. Для улучшения характеристик усилителя можно проделать немного манипуляций:
 - загрубить чувствительность, например, до 750 мВ. Уменьшить резистор обратной связи в два раза. При этом уменьшатся НЧ.
 - заменить транзисторы Т6, Т7 на кремний, например, 2N3904/2N3906, либо выполнить весь усилитель на кремнии. Должен получиться очень приличный аппарат. Как настраивать, см. выше.

Литература

¹ Степаненко И.П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. - Москва, Энергия, 1977.