

DOMM-19

УСИЛИТЕЛЬ НА ГЕРМАНИИ 24В

Оглавление

Введение	1
Исходные данные.....	1
Принципиальная схема	1
Техническое задание	4
Размышления по выбору элементной базы.....	5
Блок конденсаторов С6.	5
Оконечные транзисторы.....	5
Предоконечные драйверы Т4,Т5.	7
Каскад УН на Т2.	8
Входной транзистор Т1.....	9
Пару слов о С3.....	9
Чего будем мерять	9
Измерительное оборудование.....	10
Железо.....	10
Литература.....	12

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 так 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.

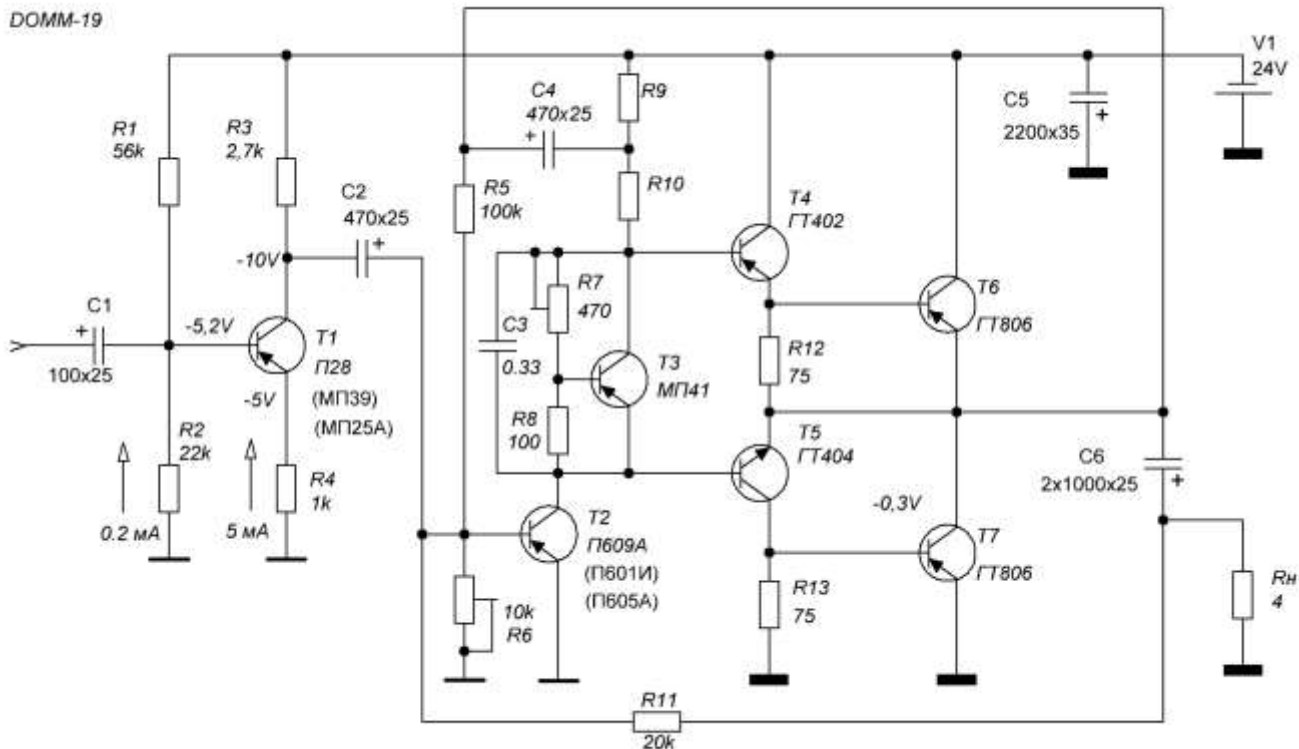


Рисунок 1. Принципиальная схема усилителя.

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 T2, 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 $1/(2\pi \cdot 10 \text{ кОм} \cdot 180 \text{ пФ}) = 88 \text{ кГц}$. 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

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

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

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

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, ессно, 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 в усилитель 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 С6.

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 $U_{кз}=75$ В (для ГТ806А).
- тепловое сопротивление переход-корпус R_t п/к=2 град/Вт.
- максимальная температура перехода $T_{п\ max}=85$ 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.

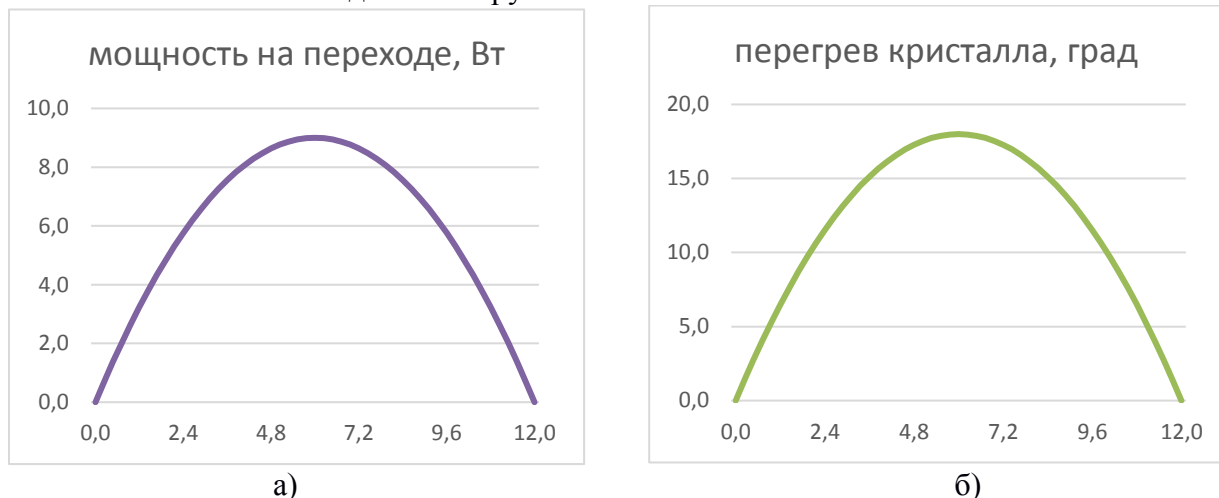


Рисунок 2. Для импульсного сигнала: а) мощность на переходе транзистора, б) локальный перегрев кристалла.

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.

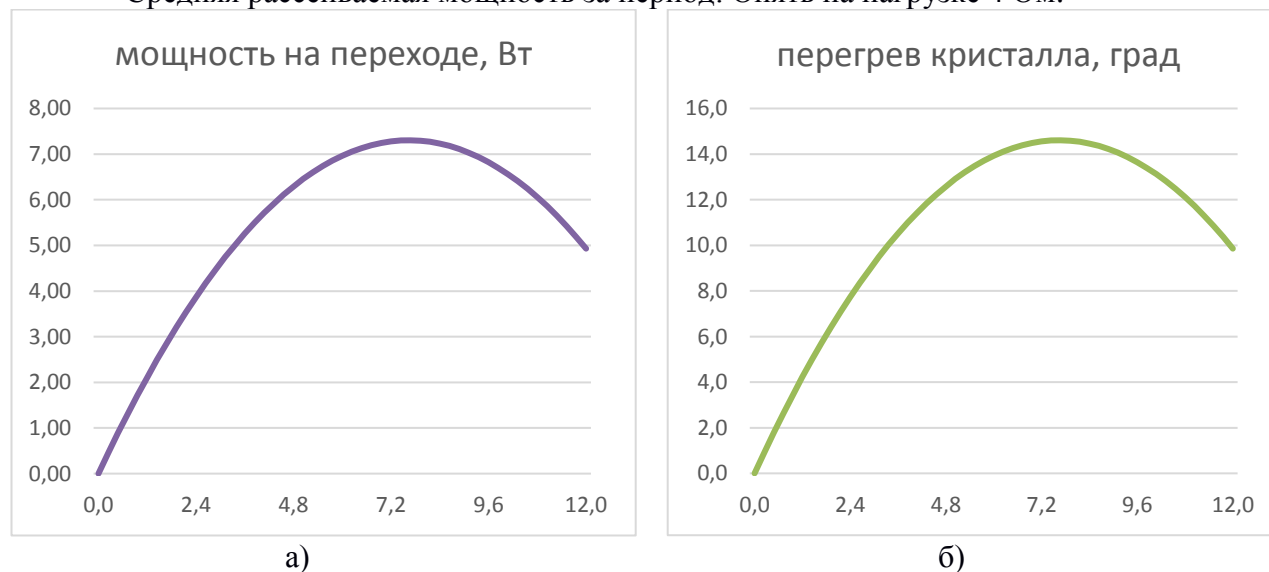


Рисунок 3. Средняя рассеиваемая мощность за период: а) мощность на переходе транзистора, б) локальный перегрев кристалла.

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.

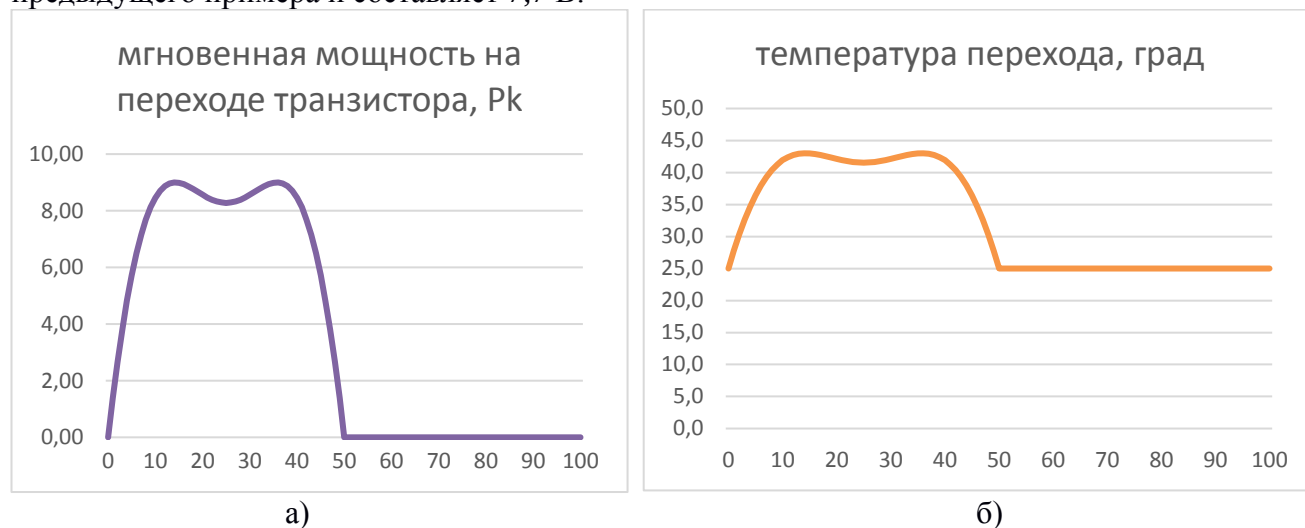


Рисунок 4. а) мощность на переходе транзистора, б) температура перехода кристалла.

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 МПххх. Для них характерно $R_{\text{т п-с}}=200$ 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.

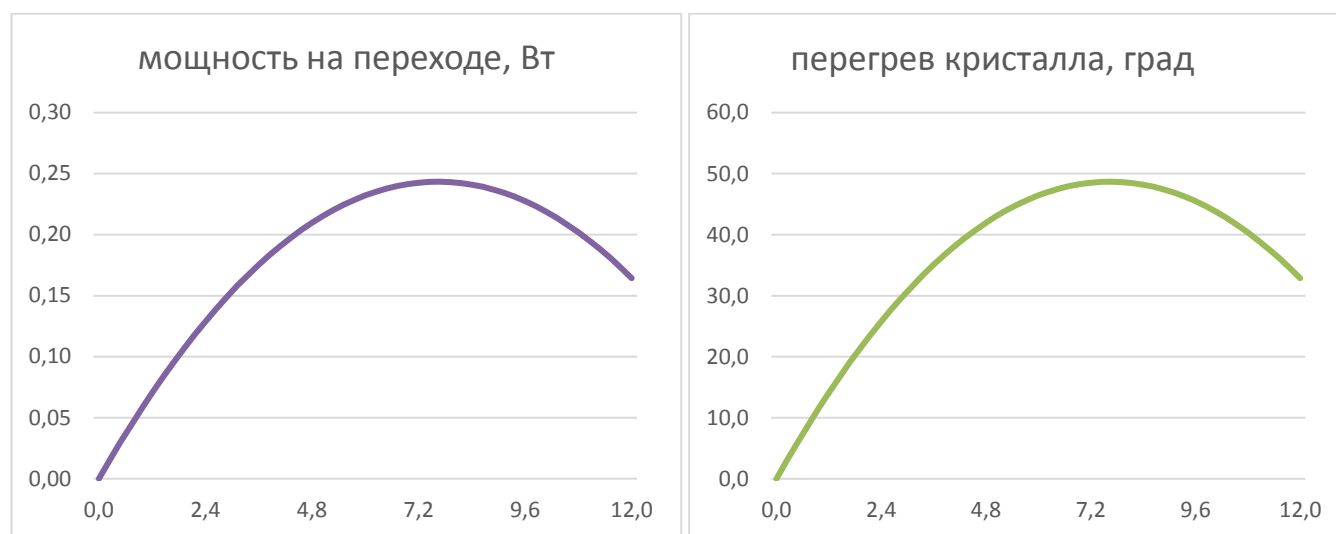


Рисунок 5. Зависимость температуры перехода от амплитуды выходного напряжения для МПххх.

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 $R_{\text{т п-с}}=15$ 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 $R_{10}=1,8$ кОм, $R_9=680$ 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 п-р-п, так и р-п-р, 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 измеряю 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 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, 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.

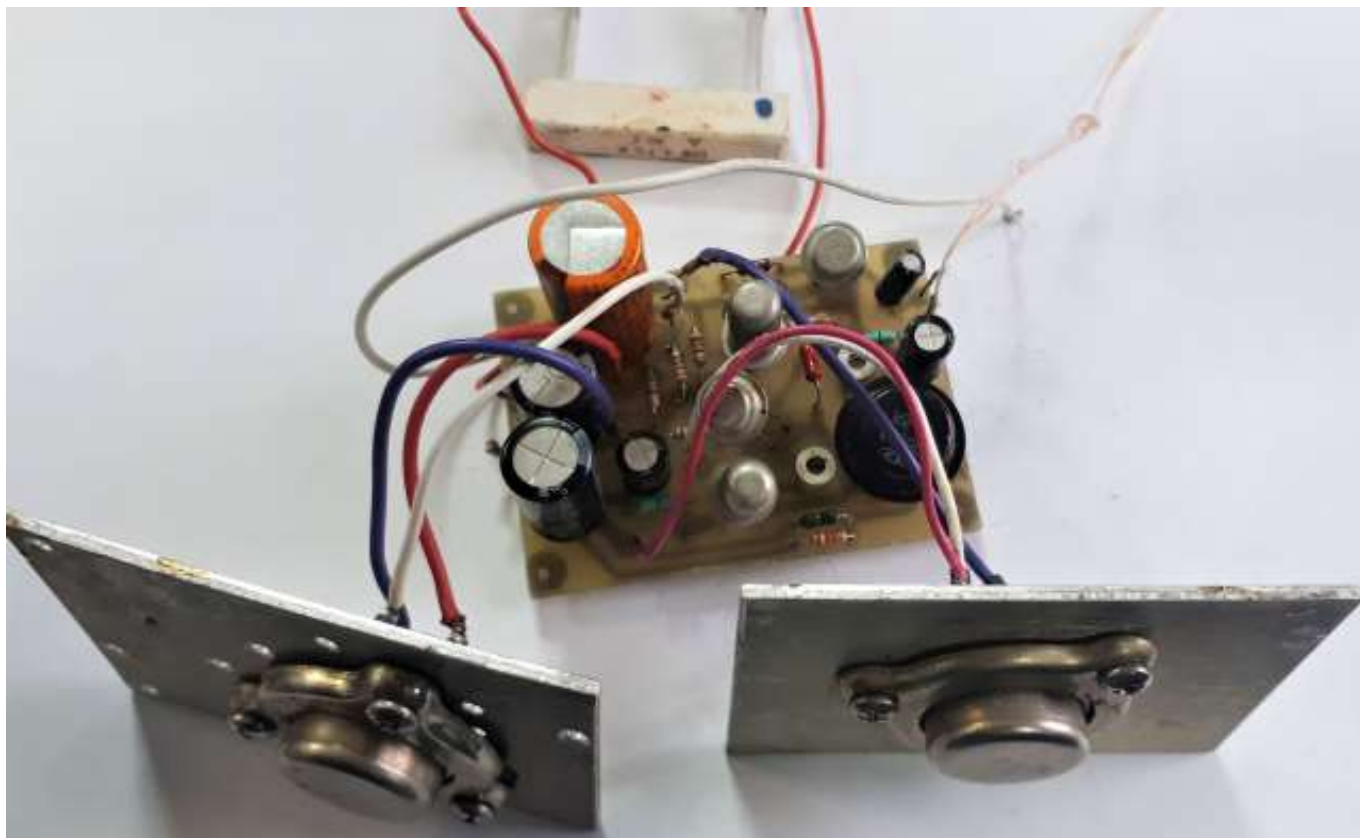


Рисунок 6. Собранный усилитель.

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.

Литература

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